

# Diverse Schaltungen

## Generatoren

- PWM-Generatoren
  - PWM-Generator mit 4-fach-Komparator LM339
    - Generator bis 15 kHz
    - Generator bis 120 kHz
  - PWM-Generator mit 2-fach-Komparator LM393
    - Generator mit fester Frequenz
    - Generator-Variante mit Schottky-Diode
    - Generator mit einstellbarer Frequenz
- Dreieck-/Sägezahn-Generatoren
  - Generatoren mit dem NE5532
    - Dreieck-Generator, Grundschialtung, Ub bipolar
    - Dreieck-Generator, einstellbar, Ub bipolar
    - Dreieck-Generator, einstellbar, Ub unipolar
    - Sägezahn-Generator, Flanke einstellbar, Frequenz fest
    - Sägezahn-Generator, Flanke einstellbar, Frequenz variabel
    - Dreieck-Generator zur PWM mit Mosfet

## Konstant-Stromquellen (KSQ)

- Stromquellen mit Transistoren
  - Prinzip der KSQ und Beispiele
    - KSQ mit Tansistor und LED-Referenz, Grundschialtung
    - KSQ mit Transistor und LED-Referenz, Beispiele
    - KSQ mit Tansistor und Bandgap-Referenz
    - KSQ mit Tansistor, LED und zusätzlicher Stromquelle
  - KSQ-Zweipol mit Tansistor und LED
  - KSQ-Zweipol mit Tansistor und Z-Diode
  - KSQ-Zweipole zur LED-Ansteuerung
    - Zweipol mit 2 Transistoren
    - Zweipol mit 2 Transistoren und zusätzlicher Stromquelle
    - Zweipol mit Transistor und LED-Referenz
    - Zweipol mit Transistor und Dioden-Referenz
  - LED-Modul für das Steckbrett
- Stromquellen mit Opamp (OPV)
  - KSQ mit OPV und Transistor
  - KSQ zur B-Messung

## Referenz-Spannungsquellen

- Potentialfreie Referenzquelle
  - 2,5V-Referenz mit Trafo
  - 2,5V-Referenz mit DC-DC-Wandler

## Operationsverstärker (Opamp)

- Grundlagen der OPV-Technik
  - Opamp-Grundschialtungen
  - Opamp-Offset
    - Störgrößen am Opamp (bipolare Eingänge)
    - Ausgleich der Offset-Störgrößen
    - Abgleich der Offset-Spannung intern (OP07)
    - Adapter für den Offset-Abgleich OP07

# Generatoren

## PWM-Generatoren

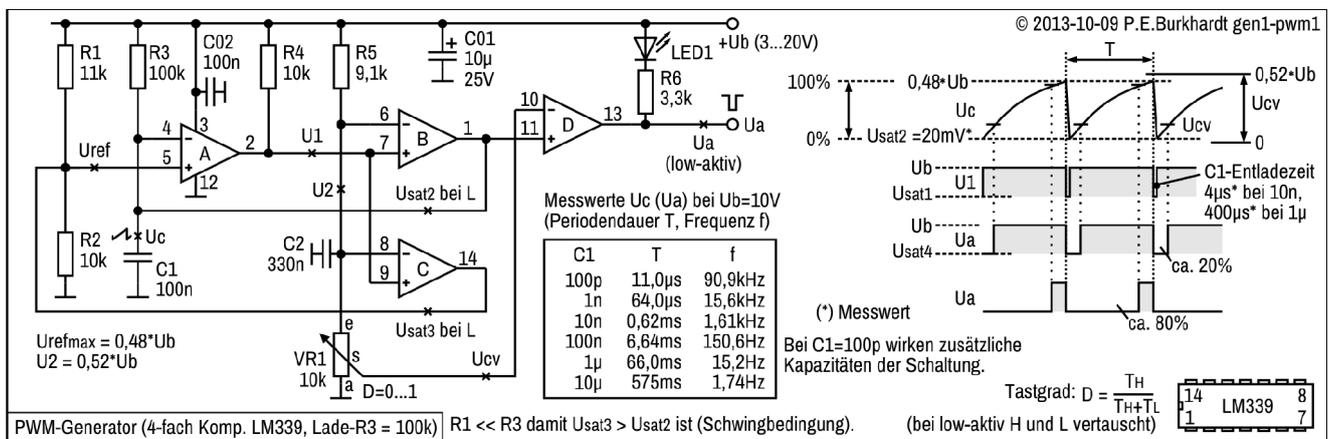
Zur PWM-Leistungsregelung (LED-Dimmer, Motorregelung u.ä.) sind Generatoren nötig, die von 0 bis 100% regelbar sind. Wird dazu noch Unabhängigkeit von der Betriebsspannung gefordert, eignen sich die folgenden Schaltungen.

### PWM-Generator mit 4-fach-Komparator LM339

#### Generator bis 15 kHz

##### Eigenschaften

- Tastgrad 0 bis 1 einstellbar (Einschaltdauer 0 bis 100%)
- Festfrequenz, 2 Hz bis 15 kHz bzw. bis 120 kHz möglich
- Betriebsspannung 3 bis 20 V
- Frequenz unabhängig von der Betriebsspannung
- Low-aktiver Impulsausgang



### Schaltungsbeschreibung

#### Sägezahngenerator (PWM-Frequenz)

Der 4-fach-Komparator LM339 erzeugt einen exponentiell ansteigenden Sägezahn (Komp. A, B und C) durch C-Aufladung. Das Rücksetzen (C-Entladung) des Sägezahns erfolgt, sobald eine bestimmte fest eingestellte Spannung  $U_2$  erreicht ist. Bei Gleichheit entlädt Komp. B den Kondensator C1. Gleichzeitig wird die Vergleichsspannung  $U_{ref}$  des Sägezahn-Komp. A vom Komp. C auf nahezu Null gesetzt. Fällt nun die Sägezahnspannung unter diese reduzierte  $U_{ref}$ , schaltet Komp. A am Ausgang wieder auf H und die nächste C-Aufladung beginnt.

#### Erzeugen des PWM-Pulses

Während der C-Aufladung vergleicht Komp. D die aktuelle Kondensatorspannung  $U_c$  mit einer mit Poti VR1 einstellbaren Kontrollspannung  $U_{cv}$  (U-control-voltage). Das Einschalten des low-aktiven PWM-Pulses beginnt mit C-Entladung, das Ausschalten während der C-Aufladung bei Gleichheit mit  $U_{cv}$ . Somit ist die Pulslänge (L-Potential) direkt abhängig von  $U_{cv}$ .

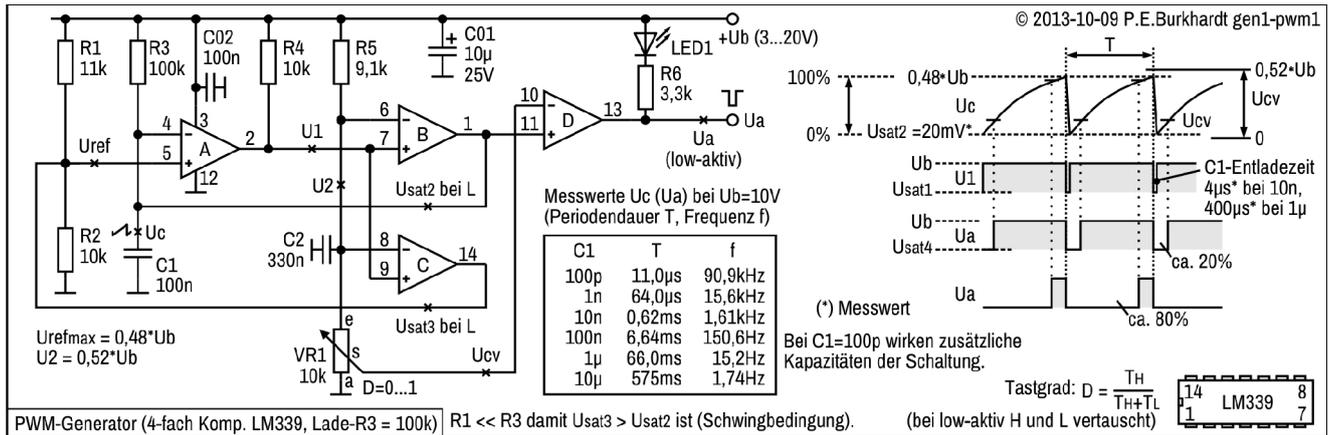
#### Frequenzunabhängigkeit von +Ub

Alle Spannungen werden über Widerstände von der Betriebsspannung  $+U_b$  abgeleitet. Das bedeutet, Referenzspannung  $U_{ref}$  und Vergleichsspannung  $U_2$  ändern sich mit  $U_b$ -Änderung. Gleichzeitig ändert sich aber auch die C1-Lade-Spannung, da der Lade-Widerstand R3 ebenfalls an  $+U_b$  hängt.

Ist z.B.  $+U_b$  niedrig, wird C1 langsam aufgeladen. Allerdings ist auch die Vergleichsspannung niedrig, so dass dieselbe Zeit vergeht im Vergleich zu einer höheren  $+U_b$ . Denn ist  $+U_b$  höher, wird C1 schneller aufgeladen. Die C1-Ladezeit ist aber trotzdem nicht kürzer, da die Vergleichsspannung jetzt aufgrund der höheren  $+U_b$  ebenfalls höher ist. Letztendlich ergibt sich eine gleichbleibende Frequenz, auch wenn sich  $+U_b$  ändert.

Übrigens, das gleiche Prinzip nutzt der Timer 555, dort sind die Lade- und Entladeschwellen durch IC-interne Widerstände festgelegt und ebenfalls abhängig von  $+U_b$ .

**Wichtiges Detail, damit der Generator schwingt**



(Bild-Wiederholung)

Das C-Entladen (Komp. B mit L am Ausgang) und das gleichzeitige Uref-Reduzieren (Komp. C mit L am Ausgang) geschieht mit den gleich aufgebauten OC-Transistoren der LM339-Endstufen. Sowohl das C-Entladen als auch das Uref-Reduzieren kann nur bis auf die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung dieser Transistoren geschehen. Diese  $U_{CESat}$  ist aber vom Kollektorstrom abhängig.

Fließt in beiden Ausgangstransistoren (Komp. B und C) am Ende der C1-Entladung der gleiche Strom, sind auch die Restspannungen gleich (nahezu). Das bedeutet, C1 wird z.B. bis auf 100 mV entladen, Uref würde ebenfalls bis auf 100 mV abgesenkt. Das bedeutet aber weiterhin, dass die Kondensatorspannung  $U_c$  niemals unter die Uref absinken könnte. Das ist aber Voraussetzung, damit Komp. A wieder von L nach H umschaltet. Denn  $U_c$  am (-)-Eingang muss niedriger sein als Uref am (+)-Eingang, damit U1 auf H geht. Dieses H ist nötig, um die Ausgänge der Komparatoren B und C wieder zu sperren und damit eine neue C1-Aufladung zu ermöglichen.

Fazit ist, dass bei gleicher  $U_{CESat}$  der Generator nicht schwingen würde. Es ist zwingend nötig, dass  $U_c$  die Uref unterschreitet, d.h. die  $U_{CESat}$  des Entlade-Komp. B muss niedriger sein als  $U_{CESat}$  des Komp. C. Das wird durch einen geringeren Strom durch den Entlade-Komp.-Ausgangstransistor im Gegensatz zum Strom durch den Ausgangstransistor des Komp. C erreicht. Lade-Widerstand R3 ist deshalb viel größer als Widerstand R1. Der ca. 10-fache R3-Wert stellt die beschriebene Bedingung sicher. Der Generator kann schwingen.

**Generator-Frequenz**

Die gewünschte Frequenz des PWM-Signals hängt von der Anwendung ab. Beim LED-Dimmer z.B. ist eine Frequenz um die 150 Hz sinnvoll. Helligkeitsschwankungen (Flimmern) sind nicht mehr wahrnehmbar, die Belastung des Leistungsschalters (z.B. MOSFET) bleibt aufgrund der noch recht niedrigen Frequenz auch niedrig.

Es kann aber auch sein, dass eine wesentlich höhere Frequenz gefordert ist. Die Festlegung erfolgt mit dem C1-Wert. Lade-Widerstand R3 sollte wegen der beschriebenen Schwingbedingung nicht geändert werden. Die Tabelle im Bild enthält gemessene Frequenzen bei verschiedenen C1-Werten. C1 = 100 pF sollte nicht gewählt werden, da bei diesem Wert die Schaltkapazitäten und Komparatorschaltzeiten schon einen wesentlichen frequenzbestimmenden Einfluss haben.

**Tastgrad 1,0 (Einschaltdauer 100 %)**

Sind die Widerstände R2 und VR1 gleich (so wie im Bild), ergibt sich durch die Wahl des niedrigeren R5 gegenüber R1 eine höhere Spannung U2 gegenüber Uref. Das bedeutet, mit VR1 ist eine etwas höhere  $U_{cv}$  gegenüber Uref einstellbar. Dadurch werden 100 % Leistung erreicht (Tastgrad D = 1), denn  $U_{cvmax}$  liegt dann über der maximalen Kondensator-Spannung  $U_c$  und die Ausgangsspannung  $U_a$  ist ständig auf L, d.h. die angesteuerte Last ständig eingeschaltet.

Der geringe tote Drehwinkel am Ende des VR1-Drehbereichs ist hinzunehmen, wenn eine sichere 100% -Einstellung dauerhaft möglich sein soll. Mit den gewählten R-Werten (R1, R5) sind alle Widerstandstoleranzen (allgemein 5 %) einschließlich des VR1 (10 %) berücksichtigt. Das Widerstandspaar R1 = 10 k mit R5 = 8,2 k wäre auch möglich.

**Tastgrad 0,0 (Einschaltdauer 0 %)**

Um Null Leistung zu erreichen ( $U_a$  ist dauernd H), muss  $U_{cv}$  unter die Kondensatorspannung  $U_c$  (im entladenen Zustand) einstellbar sein. Das heißt, Poti VR1 ist am GND-Anschlag (a) und unterschreitet Usat2 bei L.  $U_{cv}$  am (-)-Eingang Pin 10 ist kleiner als Usat2 am (+)-Eingang Pin 11, was bedeutet, dass Ausgang Pin 13 immer H führt. Die angesteuerte Last bleibt ständig ausgeschaltet.



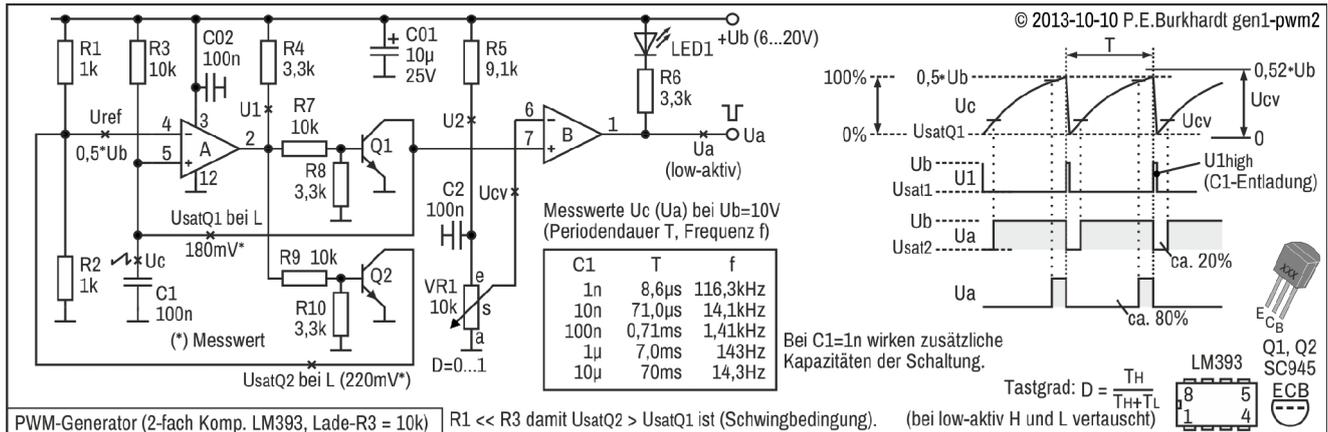
## PWM-Generator mit 2-fach-Komparator LM393

Mit nur 2 Transistoren lassen sich 2 Komparatoren der obigen Schaltungen einsparen, so dass der 2-fach-Komparator LM393 verwendet werden kann. Die folgenden Schaltungen sind ebenfalls universell für ganz unterschiedliche PWM-Aufgaben einsetzbar.

### Generator mit fester Frequenz

#### Eigenschaften

- Tastgrad 0 bis 1 einstellbar (Einschaltdauer 0 bis 100%)
- Festfrequenz, 2 Hz bis 15 kHz bzw. bis 100 kHz möglich
- Betriebsspannung 6 bis 20 V
- Frequenz unabhängig von der Betriebsspannung
- Low-aktiver Impulsausgang



### Schaltungsbeschreibung

#### Sägezahngenerator (PWM-Frequenz)

Ein Komparator des LM339 erzeugt zusammen mit den Transistoren Q1 und Q2 einen exponentiell ansteigenden Sägezahn durch C-Aufladung. Das Rücksetzen (C-Entladung) des Sägezahns erfolgt, sobald die fest eingestellte Spannung  $U_{ref}$  erreicht ist. Der Ausgangstransistor des Komp. A sperrt, Entladetransistor Q1 wird durchgesteuert, so dass sich Kondensator C1 über Q1 entlädt. Gleichzeitig wird  $U_{ref}$  vom Transistor Q2 nahezu auf Null gesetzt. Fällt nun die Sägezahnspannung unter diese reduzierte  $U_{ref}$ , schaltet Komp. A am Ausgang wieder auf L, Q1 sperrt und die nächste C-Aufladung beginnt.

#### Erzeugen des PWM-Pulses

Während der C-Aufladung vergleicht Komp. B die aktuelle Kondensatorspannung  $U_c$  mit einer mit Poti VR1 einstellbaren Kontrollspannung  $U_{cv}$  (U-control-voltage). Das Einschalten des low-aktiven PWM-Pulses beginnt mit C-Entladung, das Ausschalten während der C-Aufladung bei Gleichheit mit  $U_{cv}$ . Somit ist die Pulslänge (L-Potential) direkt abhängig von  $U_{cv}$ .

#### Frequenzunabhängigkeit von +Ub

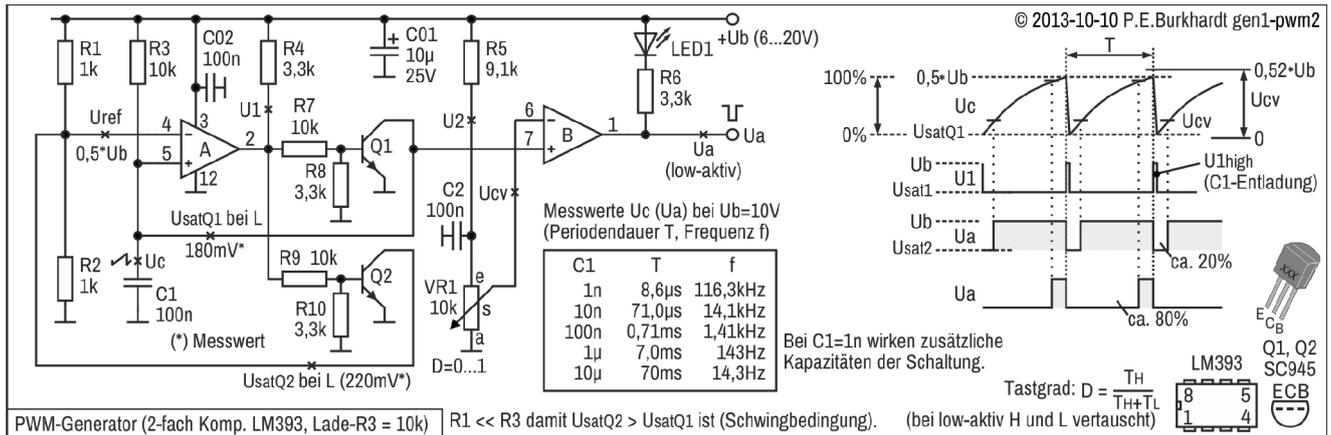
Alle Spannungen werden über Widerstände von der Betriebsspannung  $+U_b$  abgeleitet. Das bedeutet, Referenzspannung  $U_{ref}$  ändert sich mit  $U_b$ -Änderung. Gleichzeitig ändert sich aber auch die C1-Ladespannung, da der Lade-Widerstand R3 ebenfalls an  $+U_b$  hängt.

Ist z.B.  $+U_b$  niedrig, wird C1 langsam aufgeladen. Allerdings ist auch  $U_{ref}$  niedrig, so dass dieselbe Zeit vergeht im Vergleich zu einer höheren  $+U_b$ . Denn ist  $+U_b$  höher, wird C1 schneller aufgeladen. Die C1-Ladezeit ist aber trotzdem nicht kürzer, da  $U_{ref}$  jetzt aufgrund der höheren  $+U_b$  ebenfalls höher ist. Letztendlich ergibt sich eine gleichbleibende Frequenz, auch wenn sich  $+U_b$  ändert.

Das gleiche Prinzip nutzt der Timer 555, dort sind die Lade- und Entladeschwellen durch IC-interne Widerstände festgelegt und ebenfalls abhängig von  $+U_b$ .

Das C-Entladen (Q1 durchgesteuert) und das gleichzeitige  $U_{ref}$ -Reduzieren (Q2 durchgesteuert) geschieht mit zwei Transistoren gleichen Typs. Sowohl das C-Entladen als auch das  $U_{ref}$ -Reduzieren kann nur bis auf die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung dieser Transistoren geschehen. Diese  $U_{CEsat}$  ist aber vom Kollektorstrom abhängig.

**Wichtiges Detail, damit der Generator schwingt**



PWM-Generator (2-fach Komp. LM393, Lade-R3 = 10k)  $R1 \ll R3$  damit  $U_{satQ2} > U_{satQ1}$  ist (Schwingbedingung). (bei low-aktiv H und L vertauscht)

Fließt in beiden Transistoren am Ende der C1-Entladung der gleiche Strom, sind auch die Restspannungen nahezu gleich. Das bedeutet, C1 wird z.B. bis auf 200 mV entladen, Uref würde ebenfalls bis auf 200 mV abgesenkt. Das bedeutet aber weiterhin, dass die Kondensatorspannung  $U_c$  niemals unter die Uref absinken könnte. Das ist aber Voraussetzung, damit Komp. A wieder von H nach L umschaltet. Denn  $U_c$  am (+)-Eingang muss niedriger sein als Uref am (-)-Eingang, damit U1 auf L geht. Dieses L ist nötig, um die Transistoren Q1 und Q2 wieder zu sperren und damit eine neue C1-Aufladung zu ermöglichen.

Fazit ist, dass bei gleicher  $U_{CESat}$  der beiden Transistoren der Generator nicht schwingen würde. Es ist zwingend nötig, dass  $U_c$  die Uref unterschreitet, d.h. die  $U_{CESat}$  des Q1 muss niedriger sein als  $U_{CESat}$  des Q2. Das wird durch einen geringeren Strom durch Q1 im Gegensatz zum Strom durch Q2 erreicht. Lade-Widerstand R3 ist deshalb viel größer als Widerstand R1. Der ca. 10-fache R3-Wert stellt die beschriebene Bedingung sicher. Der Generator kann schwingen.

**Generator-Frequenz**

Die gewünschte Frequenz des PWM-Signals hängt von der Anwendung ab. Beim LED-Dimmer z.B. ist eine Frequenz um die 150 Hz sinnvoll. Helligkeitsschwankungen (Flimmern) sind nicht mehr wahrnehmbar, die Belastung des Leistungsschalters (z.B. MOSFET) bleibt aufgrund der noch recht niedrigen Frequenz auch niedrig.

Es kann aber auch sein, dass eine wesentlich höhere Frequenz gefordert ist. Die Festlegung erfolgt mit dem C1-Wert. Lade-Widerstand R3 sollte wegen der beschriebenen Schwingbedingung nicht geändert werden. Die Tabelle im Bild enthält gemessene Frequenzen bei verschiedenen C1-Werten.  $C1 = 1\text{ nF}$  ist gerade noch vertretbar, da bei diesem Wert sich schon die Schaltkapazitäten bemerkbar machen.

**Tastgrad 1,0 (Einschaltdauer 100 %)**

Die Spannungsteiler R1-R2 und R5-VR1 sind so dimensioniert, dass sich mit VR1 eine etwas höhere  $U_{cv}$  gegenüber Uref einstellen lässt. Dadurch werden 100 % Leistung erreicht (Tastgrad  $D = 1$ ), denn  $U_{cvmax}$  liegt dann über der maximalen Kondensator-Spannung  $U_c$  und die Ausgangsspannung  $U_a$  ist ständig auf L, d.h. die angesteuerte Last ständig eingeschaltet.

Der geringe tote Drehwinkel am Ende des VR1-Drehbereichs ist hinzunehmen, wenn eine sichere 100% -Einstellung dauerhaft möglich sein soll. Mit den gewählten R-Werten sind alle Widerstandstoleranzen (allgemein 5 %) einschließlich des VR1 (10 %) berücksichtigt. Falls nicht ganz 100 % einstellbar sind, kann R5 ggf. auf 8,2 kΩ verkleinert werden.

**Tastgrad 0,0 (Einschaltdauer 0 %)**

Um Null Leistung zu erreichen ( $U_a$  ist dauernd H), muss  $U_{cv}$  unter die Kondensatorspannung  $U_c$  (im entladenen Zustand) einstellbar sein. Das heißt, Poti VR1 ist am GND-Anschlag (a) und unterschreitet  $U_{satQ1}$  bei L.  $U_{cv}$  am (-)-Eingang Pin 6 ist kleiner als  $U_{satQ1}$  am (+)-Eingang Pin 5, was bedeutet, dass Ausgang Pin 7 immer H führt. Die angesteuerte Last bleibt ständig ausgeschaltet.

**Dimensionierung der Transistor-Schalter Q1 und Q2**

Die Widerstände R7, R8, R9 und R10 verhindern, dass die Transistoren Q1 und Q2 zu sehr übersteuert werden. Die Umschaltung vom leitenden in den gesperrten Zustand wird kurz gehalten. Das wirkt sich positiv auf den Übergang von C1-Entladung auf C1-Neuaufladung aus. Schalten die Transistoren entsprechend schnell, ist auch im höheren Frequenzbereich ein sauberer Übergang vom Entladen zum Laden ohne große Verzögerung und ohne größeres Überschwingen gewährleistet. Das macht sich allerdings erst bei Frequenzen über ca. 10 kHz bemerkbar.

### Generator-Variante mit Schottky-Diode

In der folgenden Schaltung wurde anstelle der Widerstände für den Transistor Q2 eine Schottky-Diode eingesetzt. Dadurch gibt es keine Einschränkungen bezüglich der unteren Betriebsspannungsgrenze.

Messwerte  $U_c$  ( $U_a$ ) bei  $U_b=10V$  (Periodendauer T, Frequenz f)

C1	T	f
1n	9,0µs	111,1kHz
10n	74,0µs	13,5kHz
100n	0,7ms	1,43kHz
1µ	7,0ms	143Hz
10µ	70ms	14,3Hz

Bei  $C1=1n$  wirken zusätzliche Kapazitäten der Schaltung.

Tastgrad:  $D = \frac{T_H}{T_H+T_L}$  (bei low-aktiv H und L vertauscht)

LM393, Q1, Q2 SC945, ECB

PWM-Generator (2-fach Komp. LM393, Schottky-Diode)  $R1 \ll R3$  damit  $U_{satQ2} > U_{satQ1}$  ist (Schwingbedingung).

### Generator mit einstellbarer Frequenz

Bei der folgenden Schaltung kann die Generatorfrequenz im Verhältnis 1:100 mittels Poti eingestellt werden.

Messwerte  $U_c$  ( $U_a$ ) bei  $U_b=10V$  (Periodendauer T, Frequenz f)

C1	f
1n	1,32kHz...116,3kHz
10n	145Hz...14,1kHz
100n	14,7Hz...1,43kHz
1µ	1,43Hz...143Hz
10µ	0,14Hz...14,3Hz

Bei  $C1=1n$  wirken zusätzliche Kapazitäten der Schaltung.

Tastgrad:  $D = \frac{T_H}{T_H+T_L}$  (bei low-aktiv H und L vertauscht)

LM393, Q1, Q2 SC945, ECB

PWM-Generator (2-fach Komp. LM393, Frequenz einstellbar)  $R1 \ll R3+VR2$  damit  $U_{satQ2} > U_{satQ1}$  ist (Schwingbedingung).

Mindest-Lade-Widerstand R3 ist mit Poti VR2 in Reihe geschaltet, so dass die Frequenz kontinuierlich mit VR2-Erhöhung verringert werden kann. Die Tabelle im Bild enthält die gemessenen Frequenzbereiche. Für eine Frequenzvariation von 1:10 kann auch ein 100k-Poti eingesetzt werden.

### Option für niedrigere Frequenzen (gilt für alle Schaltungen)

Für Maximal-Frequenzen um die 10 kHz kann der Lade-Widerstand R3 auf 100 k erhöht werden. Dann können auch die Widerstände R1 und R2 jeweils 10 k haben. Alle angegebenen Frequenzen verringern sich dann um den Faktor 10.

Mit dieser Schaltungsänderung sind  $U_{satQ1}$  und  $U_{satQ2}$  geringer. Außerdem wird C1 schneller entladen, d.h. die Sägezahnrückflanke ist steiler.

### Fazit

Mit nur noch einem 2-fach-Komparator und 2 Transistoren ist ebenfalls ein universeller PWM-Generator ohne Abgleich möglich. Frequenz-Unabhängigkeit von der Betriebsspannung, Einstellbarkeit 0 bis 100 % und mögliche Frequenz-Variation mittels Poti sind wesentliche Vorteile.

## Dreieck-/Sägezahn-Generatoren

Die Flanken von Dreiecksignalen sollen linear ansteigen und abfallen. Eine einfache Kondensator-Aufladung und -Entladung über einen Widerstand kommt deshalb nicht in Betracht, da diese nach einer e-Funktion erfolgt.

Haben Dreiecksignale unterschiedliche Flankenanstiege, kommt man im Extremfall zum Sägezahn. Für einen Sägezahn gilt zusätzlich, dass die Rückflanke (oder auch Vorderflanke) des Sägezahns möglichst sehr kurz gegenüber der anderen Flanke sein soll. Das alles erfordert einen gewissen schaltungstechnischen Aufwand, der mit der Frequenz des Dreiecks (bzw. Sägezahns) steigt.

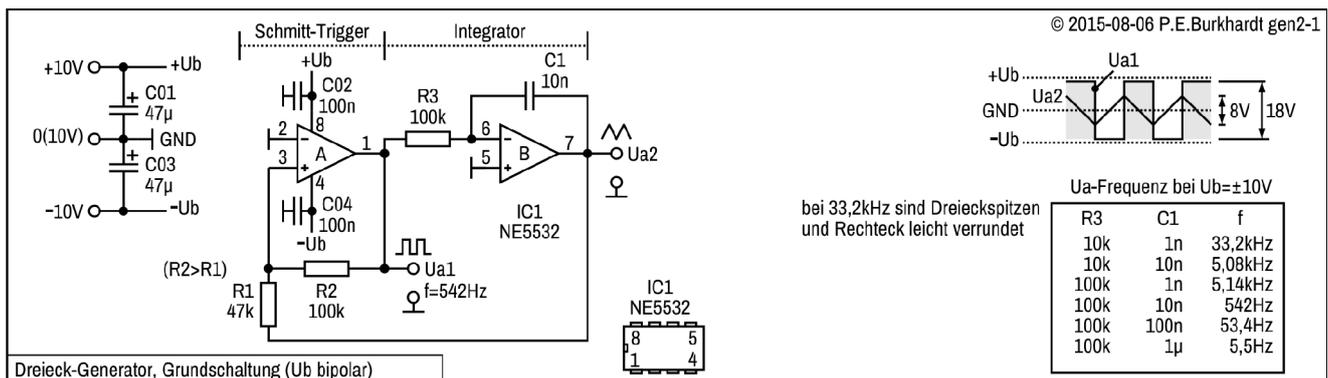
Basis fast aller Dreieck- bzw. Sägezahngeneratoren mit Opamps ist ein als Schmitt-Trigger geschalteter Opamp, der Rechteckimpulse liefert. Diese Impulse verarbeitet ein nachgeschalteter Integrator zum gewünschten Dreiecksignal. Das Dreieck dient dem Trigger als Eingangssignal. Damit ist die Signalschleife geschlossen und die ganze Anordnung schwingt.

### Generatoren mit dem NE5532

Der Audio-Opamp NE5532 hat eine relativ hohe Grenzfrequenz, so dass sich damit Dreieck-Generatoren im niederen Frequenzbereich bis etwa 25 kHz gut aufbauen lassen. Im Vergleich zu weniger schnellen Opamps (z.B. LM324) genügt der NE5532 den Anforderungen und ist dennoch kostengünstig. Im Folgenden wurden einige Schaltungsvarianten mit dem NE5532 grob untersucht.

#### Dreieck-Generator, Grundschialtung, $U_b$ bipolar

Die folgende Schaltung kann man als Grundschialtung eines Dreieck-Generators ansehen. Sie besteht nur aus Schmitt-Trigger und Integrator. Das erzeugte Dreieck ist symmetrisch und hat eine feste Frequenz. Die Rechteckimpulse sind ebenfalls symmetrisch (Tastgrad 0,5) und haben die gleiche Frequenz.



#### Schaltungsbeschreibung

Opamp A ist als nicht-invertierender Schmitt-Trigger geschaltet. Die Eingangsspannung des Triggers bildet hier das erzeugte Dreiecksignal  $U_{a2}$  zusammen mit dem Rechtecksignal  $U_{a1}$ . Bei jedem Umschalten des Rechtecksignals ändert die Dreiecksspannung ihre Richtung. Die Hysterese wird vom Verhältnis der Widerstände  $R_2$  zu  $R_1$  bestimmt. Da der invertierende Eingang des Opamps (Pin 2) auf Masse liegt, ergeben sich zu GND symmetrische Signale.

Opamp B arbeitet als Integrator. Die Steilheit, d.h. die Anstiegsgeschwindigkeit, des Dreiecksignals wird von  $C_1$  und  $R_3$  bestimmt. In der Tabelle (siehe Bild) sind einige Messwerte angegeben. Bereits bei 33 kHz zeigen sich Verrundungen der Dreieckspitzen. Bis 25 kHz war das Signal auf dem Analog-Oszi ohne erkennbare Mängel.

Die Schaltung benötigt eine bipolare Spannungsversorgung. Sowohl das Dreiecksignal  $U_{a2}$  als auch das Rechtecksignal  $U_{a1}$  sollten hochohmig abgegriffen werden, um Funktion und Kurvenform des Generators möglichst wenig zu beeinflussen.

#### Fazit

In der Grundschialtung des Dreieckgenerators sind Dreieck- und Rechtecksignal symmetrisch zu GND. Die Frequenz wird vom RC-Glied des Integrators bestimmt und ist nicht einstellbar.

### Dreieck-Generator, einstellbar, Ub bipolar

© 2015-08-06 P.E.Burkhardt gen2-2

Ua-Frequenz bei  $U_b = \pm 10V$

R3+VR3	C1	f
110k - 10k	1n	4,7kHz - 41,4kHz
110k - 10k	10n	493Hz - 5,1kHz
110k - 10k	100n	48,8Hz - 531Hz
110k - 10k	1µ	5,0Hz - 55,1Hz

ab 30kHz sind Dreieckspitzen und Rechteck leicht verrundet

IC1 NE5532

VR1 (Spindel-R):  
Ua2-Amplitude symmetrisch zu GND

VR2 (Spindel-R):  
Ua2-Symmetrie (Anstieg=Abfall)

Dreieck-Generator, einstellbar (Ub bipolar)

### Dreieck-Generator, einstellbar, Ub unipolar

© 2015-08-06 P.E.Burkhardt gen2-3

Ua-Frequenz bei  $U_b = +10V$

R3+VR3	C1	f
110k - 10k	1n	4,7kHz - 36,4kHz
110k - 10k	10n	495Hz - 5,1kHz
110k - 10k	100n	48,8Hz - 534Hz
110k - 10k	1µ	5,0Hz - 55,6Hz

ab 30kHz sind Dreieckspitzen und Rechteck leicht verrundet

IC1 NE5532

VR1 (Spindel-R):  
Ua2-Amplitude symmetrisch zu  $U_b/2$

VR2 (Spindel-R):  
Ua2-Symmetrie (Anstieg=Abfall)

Dreieck-Generator, einstellbar (Ub unipolar)

### Sägezahn-Generator, Flanke einstellbar, Frequenz fest

© 2015-08-06 P.E.Burkhardt gen2-4

Frequenz  $f$  bleibt auch bei VR3-Änderung nahezu konstant.

$f = 102Hz$

Ua-Frequenz bei  $U_b = \pm 10V$

VR3s	Ua1	Ua2	Amplitude
mittig	+Ub	0,5*Ub	3,8V
auf a	+Ub	0,5*Ub	3,8V
auf e	+Ub	0,5*Ub	3,8V

ab 30kHz sind Dreieckspitzen und Rechteck leicht verrundet

IC1 NE5532

VR1 (Spindel-R):  
Ua2-Amplitude symmetrisch zu  $U_b/2$

Sägezahn-Generator, Flanke einstellbar (Frequenz fest)

D1, D2: 1N4148

### Sägezahn-Generator, Flanke einstellbar, Frequenz variabel

© 2015-08-06 P.E.Burkhardt gen2-5

Frequenz  $f$  ändert sich mit VR3 und/oder VR4

Ua-Frequenz bei  $U_b = \pm 10V$

VR3s und VR4s	Ua1	Ua2	Amplitude
auf a oder e	+Ub	0,5*Ub	3,8V
auf e	+Ub	0,5*Ub	3,8V
auf a	+Ub	0,5*Ub	3,8V

Frequenz-Bereich  
456Hz (VR3s und VR4s auf a) bis 4,4kHz (VR3s und VR4s auf e)

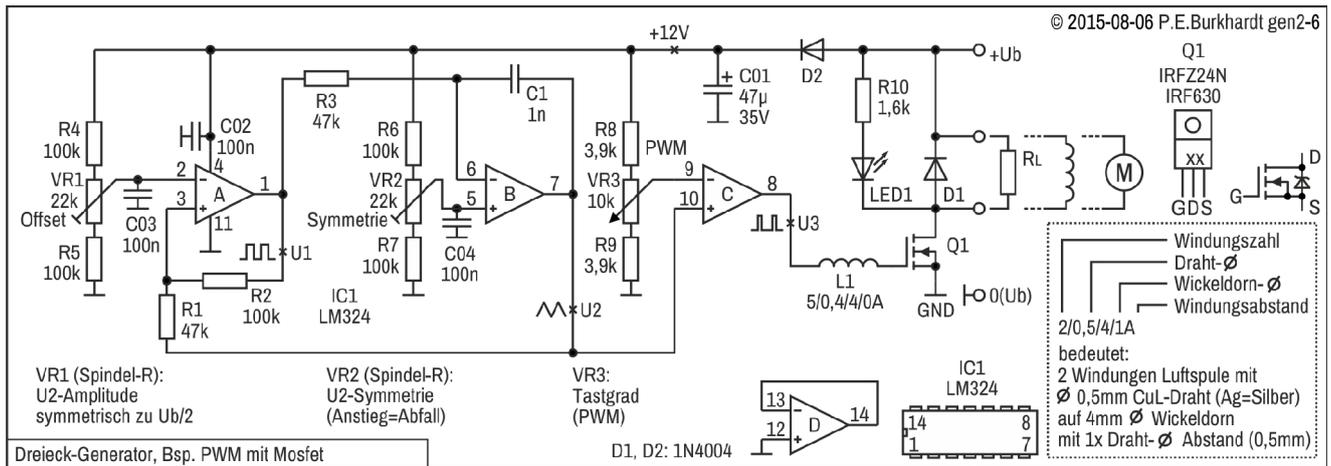
IC1 NE5532

VR1 (Spindel-R):  
Ua2-Amplitude symmetrisch zu  $U_b/2$

Sägezahn-Generator, Flanke einstellbar (Frequenz variabel)

D1, D2: 1N4148

### Dreieck-Generator zur PWM mit Mosfet



# Konstant-Stromquellen (KSQ)

Eine Konstant-Stromquelle (Constant Current Source CCS) wird immer dann benötigt, wenn ein konstanter Strom fließen soll, und zwar unabhängig vom Widerstand und unabhängig von der anliegenden Spannung.

## Stromquellen mit Transistoren

In vielen Fällen reichen Verstärkung und Temperaturgang der bipolaren Transistoren beim Aufbau von Konstant-Stromquellen aus.

### Prinzip der KSQ und Beispiele

#### KSQ mit Transistor und LED-Referenz, Grundschaltung

##### Fall 1: $U_b$ konstant, Lastwiderstand ändert sich

Damit ein konstanter Strom fließt, müssen die Widerstände im Stromkreis ebenfalls konstant sein (konstante Spannungsquelle  $U_b$  vorausgesetzt). Soll in einer Last (Lastwiderstand) der Strom konstant bleiben, auch wenn sich diese Last ändert, müssen die anderen Widerstände im Stromkreis nachgeregelt werden.

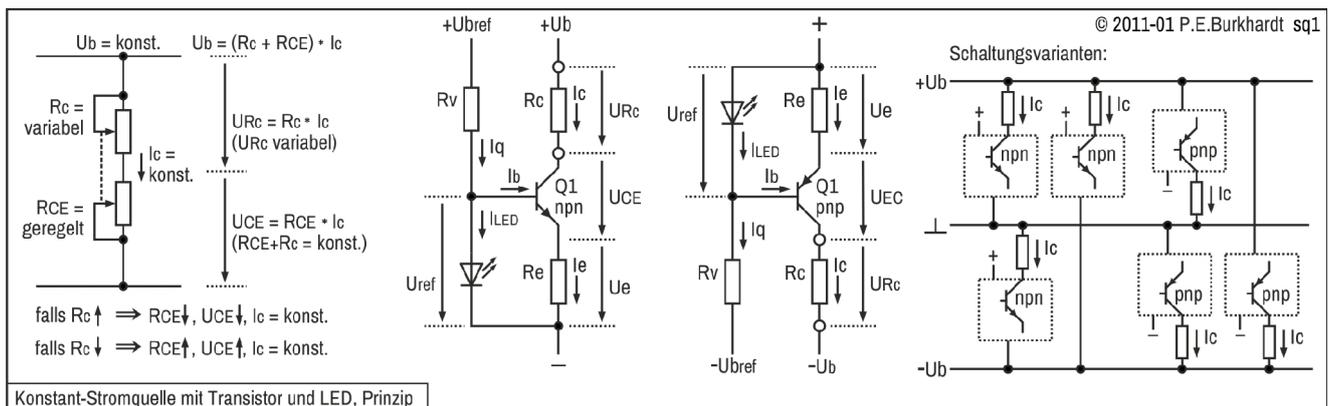
##### Fall 2: $U_b$ ändert sich, Lastwiderstand konstant

Soll dagegen der Strom konstant bleiben, wenn sich die Betriebsspannung  $U_b$  ändert (bei konstantem Lastwiderstand), müssen die anderen Widerstände im Stromkreis ebenfalls nachgeregelt werden.

Natürlich kann es auch sein, dass sich sowohl Lastwiderstand als auch Betriebsspannung ändern und es soll trotzdem ein konstanter Strom fließen. Auch in diesem Fall muss die Summe aller Widerstände so nachgeregelt werden, dass der geforderte Strom konstant bleibt.

#### Prinzip der Stromquelle mit Transistor und LED

Im folgenden Bild (links) ist  $R_c$  der sich möglicherweise ändernde Lastwiderstand, durch den der gewünschte konstante Strom  $I_c$  fließt.  $I_c$  fließt auch durch den Regelwiderstand  $R_{CE}$ .  $R_{CE}$  muss so nachgeregelt werden, dass immer  $R_{CE} + R_c = \text{konstant}$  gilt. Nur dann ist auch  $I_c$  konstant.



Das Nachregeln übernimmt der Transistor Q1 mit seinem Kollektor-Emitter-Widerstand  $R_{CE}$ . Dazu wird Q1 so gesteuert, dass bei höherem Kollektorstrom  $I_c$  ( $I_c = \text{gewünschter Konstantstrom}$ ) der  $R_{CE}$  steigt und somit dem höheren  $I_c$  entgegenwirkt. Bei hoher Q1-Stromverstärkung gilt näherungsweise  $I_c = I_e$ . Wegen dem Emitterwiderstand  $R_e$  erhöht sich bei steigendem Emitterstrom  $I_e$  die Emitterspannung  $U_e$ . Da die Q1-Basis konstant auf  $U_{ref}$  liegt, steuert der Transistor Q1 zu ( $R_{CE}$  wird größer) und wirkt somit der  $I_c$ -Erhöhung entgegen. Analog dazu steuert Q1 bei sinkendem  $I_e$  auf.

#### Referenzspannung $U_{ref}$

Eine konstante  $U_{ref}$  ist nötig, damit Q1 die  $U_e$  (Stromwert) mit einer Referenz vergleichen kann, um  $I_e$  konstant halten zu können. Wegen der Q1-Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$  muss  $U_{ref} > U_{BE} + U_e$  sein. Eine LED mit der konstanten Fluss-Spannung  $U_F = 1,8 \text{ V}$  ist als  $U_{ref}$  gut geeignet. Die LED hat zusätzlich den Vorteil, einen Temperaturkoeffizienten von ca.  $-2 \text{ mV/Grad}$  zu haben, der mit dem Temperaturkoeffizienten der Q1-BE-Diode vergleichbar ist. Die temperaturbedingte Q1- $U_{BE}$ -Änderung wird also durch die temperaturbedingte  $U_{ref}$ -Abweichung kompensiert.

Die LED sollte über den Vorwiderstand  $R_v$  mit einem möglichst konstanten Strom versorgt werden, damit  $U_{ref}$  sich nicht ändert. Ob die LED-Versorgung  $+U_{bref}$  an  $+U_b$  hängt oder an einer anderen positiven Spannung, ist belanglos. Hauptsache, der Querstrom  $I_q$  ( $I_q = I_{LED} + I_{BQ1}$ ) kann fließen.

**npn- und pnp-Variante**

Ist Q1 ein npn-Transistor, liegt Rc mit konstantem Ic an +Ub. Soll der Konstantstrom Ic GND-bezogen sein, kann dies mit einem pnp-Transistor Q1 realisiert werden. Rc liegt jetzt am negativen Ende gegenüber +Ub, das kann GND oder eine noch negativere Spannung sein. Auch -U<sub>bref</sub> ist jetzt auf der negativen Seite gegenüber +Ub. Die LED-Versorgung -U<sub>bref</sub> kann wieder an -Ub hängen oder an einer anderen negativen Spannung. Hauptsache, der Strom Iq kann fließen.

**Schaltungsvarianten**

Mit Q1 als npn- oder pnp-Transistor und dem Anschluss der Stromquellenschaltung innerhalb eines Systems +Ub/GND/-Ub ergeben sich 6 Varianten (rechts im Bild). Je nachdem, welchen Bezug der Lastwiderstand der Stromquelle haben soll, ist die entsprechende Variante wählbar. Der Lastwiderstand ist hier selbstverständlich nur symbolisch gemeint, er kann eine beliebige Schaltung verkörpern, in der der Konstantstrom Ic fließen soll.

Die mit (+) bzw. (-) bezeichneten Anschlüsse dienen der LED-Versorgung. Die negative bzw. positive U<sub>bref</sub> kann beliebig groß sein, muss aber gegenüber dem Stromquellen-Bezugspotential (Q1-Emitterseite) mindestens so groß sein, dass der Iq fließen kann ( $U_{bref} - U_{ref} = R_v \cdot I_q$ ).

**Berechnung der Stromquelle mit npn-Transistor**

Das folgende Bild enthält alle wesentlichen Ströme und Spannungen der npn-Stromquelle, daneben der Rechengang mit den nötigen Formeln.

geg.  $I_c = \text{konst.}$ , ges.  $R_v, R_e, R_{cmax}$  © 2011-01 P.E.Burkhardt sq2

$$R_v = \frac{U_{bref} - U_{ref}}{I_q}$$

$U_{ref} = \text{konst.}$  (Bsp.  $U_{refLED} = 1,8V$ )  
 $U_{bref} > U_{Rv} + U_{ref}$  ( $U_{bref}$  möglichst groß, kann  $\neq / < U_b$  sein)  
 $I_q > 10 \cdot I_b$  (gewählt, damit  $I_{ref}$  und damit  $U_{ref}$  wenig schwanken)  
 $I_b = \frac{I_c}{h_{FEQ1}}$  (gewählt  $h_{FEQ1} > 100$ , damit  $I_b$  die  $U_{ref}$  wenig belastet)

$$R_e = \frac{U_{ref} - U_{BE}}{I_e}$$

$U_{BE} = \text{konst.}$  (0,6 ... 0,7V je nach Transistor und Arbeitspunkt)  
 $I_e = I_c + I_b$ , wegen  $I_b < 0,01 \cdot I_c$  soll gelten  $I_e = I_c$

$$R_{cmax} = \frac{U_b - U_{ref} + U_{BE} - U_{CEmin}}{I_c}$$

$U_{CEmin} > 1V$  (gewählt, damit  $h_{FEQ1}$  noch genügend groß ist)

$R_{cmin} = 0$  ( $I_c$  wird von Q1 begrenzt und bleibt konstant)

$U_{bmin} = U_{CEmin} + U_{ref} - U_{BE}$  gilt für  $R_{cmin} = 0$   
wird  $U_b < U_{bmin}$ , verringert sich  $I_c$  ( $I_c$  nicht mehr konstant)

Konstant-Stromquelle mit npn-Transistor, Berechnung

Gegeben sei der Konstantstrom  $I_c$ , gesucht die Widerstände  $R_v, R_e$  und der mögliche maximale Innenwiderstand  $R_{cmax}$  der Schaltung, in dem  $I_c$  fließen soll.

$R_v$  wird so dimensioniert, dass der Querstrom  $I_q$  mindestens das 10-fache des Basisstroms  $I_b$  beträgt. Damit wirken sich  $I_b$ -Änderungen wenig auf die  $U_{ref}$ -Stabilität aus. Günstig für die LED ist  $I_q = 1 \dots 5 \text{ mA}$ .

Emitter-Widerstand  $R_e$  bestimmt bei gegebener  $U_{ref}$  den Konstantstrom  $I_c = I_e$ . Je größer die Q1-Stromverstärkung, desto weniger ist die Näherung  $I_c = I_e$  fehlerhaft und je besser ist die Stabilisierung der ganzen Schaltung. Über  $R_e$  bleiben ca. 1,1 V ( $U_{ref} - U_{BE} = 1,8 \text{ V} - 0,7 \text{ V}$ ).

Der Maximalwert von  $R_c$  ergibt sich aus der Betriebsspannung  $+U_b$  abzüglich aller notwendigen Spannungen, damit die Schaltung funktioniert. Die dann noch verbleibende Spannung steht für  $R_c$  zur Verfügung. Damit Q1 noch genügend Stromverstärkung hat, sollte die Kollektor-Emitter-Spannung nicht unter 1 V angesetzt werden. Besser ist ein höherer Wert, z.B. 2 V. Das vergrößert aber den berechneten Minimalwert für  $v+U_b$ .

Der Minimalwert von  $R_c$  darf Null sein,  $I_c$  wird von Q1 begrenzt. Für diesen  $R_{cmin} = 0$  kann die minimal mögliche  $+U_b$  errechnet werden. Unterhalb dieser  $+U_{bmin}$  arbeitet die Schaltung selbst bei  $R_c = 0$  nicht mehr stabilisierend.

Damit sind alle Werte bestimmt, die konkrete  $U_{ref}$  bei berechnetem  $I_q$  hängt natürlich vom LED-Typ ab. Auch die  $U_{BE}$  liegt abhängig vom Q1-Typ und dem Q1-Arbeitspunkt zwischen 0,55 und 0,75 V.

www.pegons-web.de

Seite 12

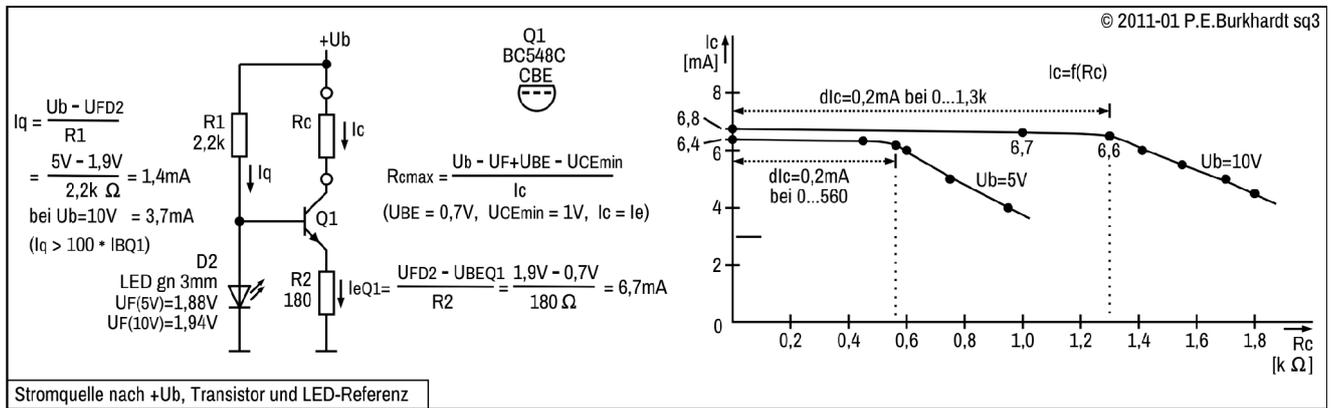
### KSQ mit Transistor und LED-Referenz, Beispiele

Untersucht wurde, ob und wie sich ein unterschiedlicher Querstrom  $I_q$  auf das Verhalten der Stromquelle auswirkt. Die Messungen wurden bei 5 V und bei 10 V Betriebsspannung vorgenommen.

Dabei wurde der Innenwiderstand  $R_c$  der Stromquellen-Last verändert, die Betriebsspannung war jeweils konstant. Diese  $R_c$ -Änderung ist übrigens der härtere Fall für eine Stromquellen-Regelung. Die  $I_c$ -Änderung in Abhängigkeit von  $+U_b$ -Änderungen ist geringer.

#### Beispiel $I_q$ relativ groß ( $R_1$ klein)

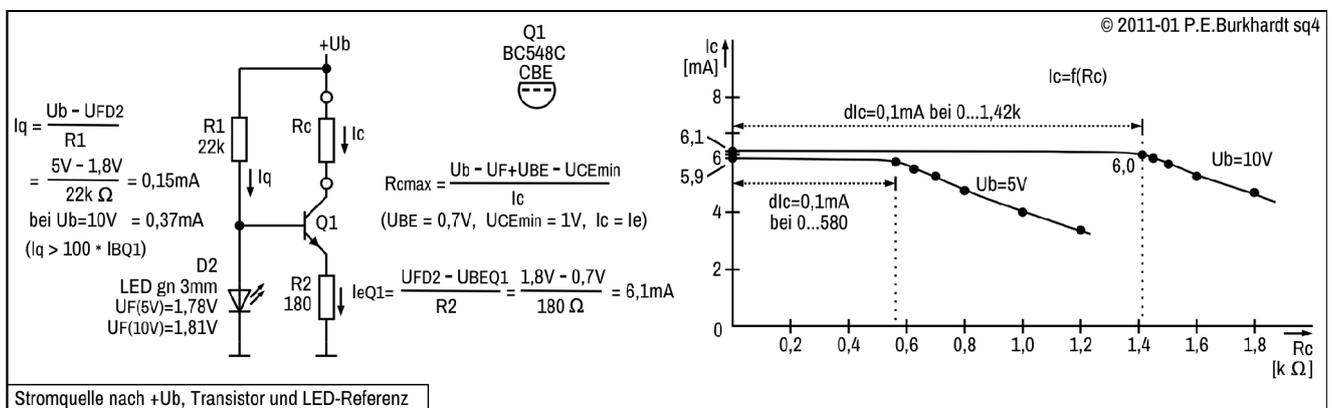
Im folgenden Bild sind alle Werte eingetragene, die sich mit  $R_1 = 2,2\text{ k}$  ergeben.



Die berechneten Werte wurden relativ genau durch die Messungen bestätigt. Das Diagramm im Bild zeigt, dass  $R_c$  bei einer  $I_c$ -Änderung von nur 0,2 mA maximal 560 (5 V) bzw. 1,3 k (10 V) betragen darf. Bei größerem  $R_c$  reicht  $+U_b$  nicht mehr aus, die  $I_c$ -Stabilisierung geht verloren. Der  $+U_b$ -Einfluss auf  $U_F$  ( $U_{ref}$ ) ist gering, die  $U_F$ -Änderung zwischen 5 und 10 V ist nur 60 mV.

#### Beispiel $I_q$ relativ klein ( $R_1$ groß)

Das folgende Bild enthält alle Werte bei  $R_1 = 22\text{ k}$ .



Auf den ersten Blick sind kaum Unterschiede zur vorigen Dimensionierung zu erkennen. Allerdings ist die Stabilisierung bei ähnlichen maximalen  $R_c$ -Werten doppelt so gut. Die  $I_c$ -Änderung im betrachteten Bereich beträgt nur 0,1 mA, im vorigen Bild lag die  $I_c$ -Änderung bei 0,2 mA. Ein höherer  $R_1$ -Wert bringt also Vorteile, wenn  $I_q$  trotzdem noch genügend groß ist und  $I_b$ -Änderungen sich nicht auf  $U_F$  auswirken.

Der  $+U_b$ -Einfluss auf  $U_F$  ( $U_{ref}$ ) ist hier noch geringer, die  $U_F$ -Änderung zwischen 5 und 10 V ist nur 30 mV.

#### Ergebnisse

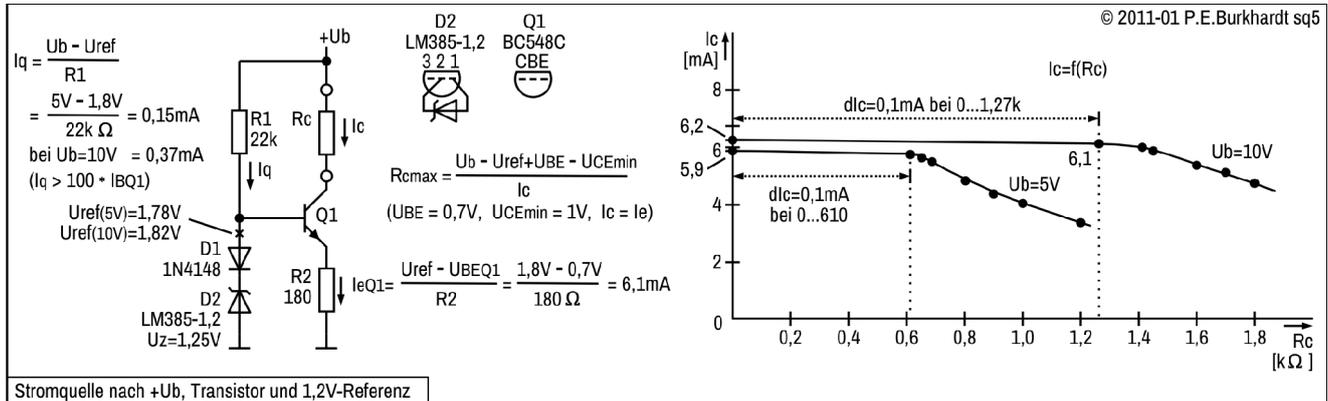
Ein großer  $R_1$  ist günstig, solange der Querstrom  $I_q$  groß gegenüber dem  $Q_1$ -Basistrom bleibt. Oder anders, die Spannung, an der  $R_1$  hängt, sollte möglichst groß sein. In den Beispiel-Schaltungen ist  $R_1$  mit  $+U_b$  verbunden, kann aber vorteilhaft auch an einer höheren Spannung liegen.

### KSQ mit Transistor und Bandgap-Referenz, Beispiele

Es stand die Frage, ob eine integrierte Spannungsreferenz (LM385) die Konstanz der Stromquelle verbessert. Ähnlich der vorigen Schaltung wurden bei 5 und 10 V der Konstantstrom  $I_c$  in Abhängigkeit von  $R_c$  gemessen ( $I_c = f(R_c)$ ).

#### Beispiel mit 1,2V-Referenz und Si-Diode

Da 1,2 V als Referenz allein nicht ausreichen (es würden nur ca. 0,5 V für den Emitter-Widerstand  $R_e$  bleiben), vergrößert eine normale Si-Diode die  $U_{ref}$  auf 1,9 V (ähnlich einer LED-Referenz). Diese Reihenschaltung hat zwar eine höhere Temperaturabhängigkeit als die 1,2V-Referenz allein, aber der Temperaturgang der Q1-BE-Strecke wird mit der Si-Diode näherungsweise kompensiert.

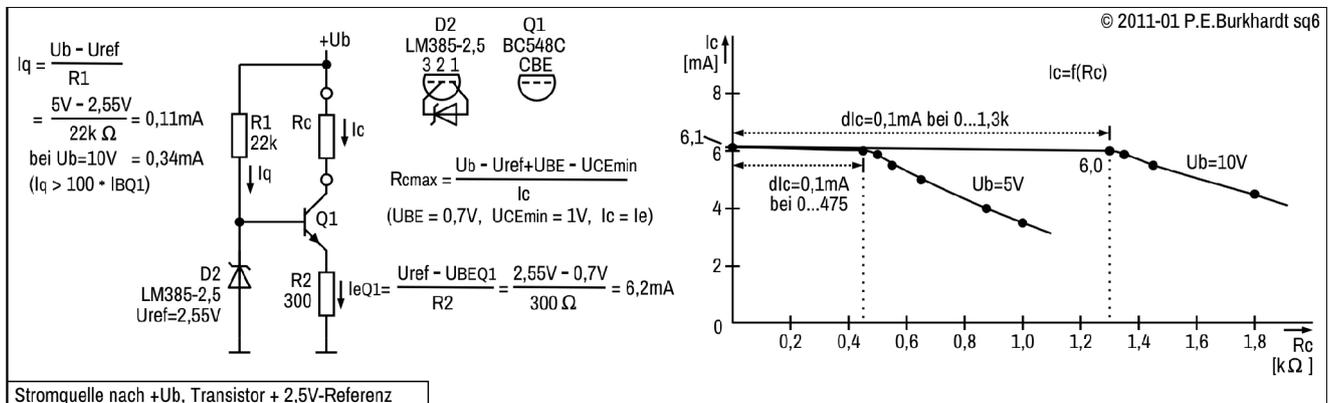


Stromquelle nach +Ub, Transistor und 1,2V-Referenz

Das Diagramm im Bild zeigt, dass sich keine Verbesserung gegenüber der Schaltung mit LED-Referenz ergibt. Im Gegenteil, der  $R_{cmax}$  ist bei sonst gleichen Bedingungen von 1,42 auf 1,27 kΩ gesunken. Der Temperaturgang wurde nicht untersucht, dürfte aber aufgrund der Si-Diode ähnlich der LED-Referenz sein.

#### Beispiel mit 2,5V-Referenz

Das nächste Bild zeigt Schaltung und Diagramm mit einer 2,5V-Referenz (LM385-2,5) ohne die Si-Diode. Die Temperaturabhängigkeit ist wegen der Q1-BE-Stecke größer, wurde aber in Kauf genommen, um der Frage nachzugehen, ob sich das Regelverhalten aufgrund der konstanten 2,5V-Referenz verbessert.

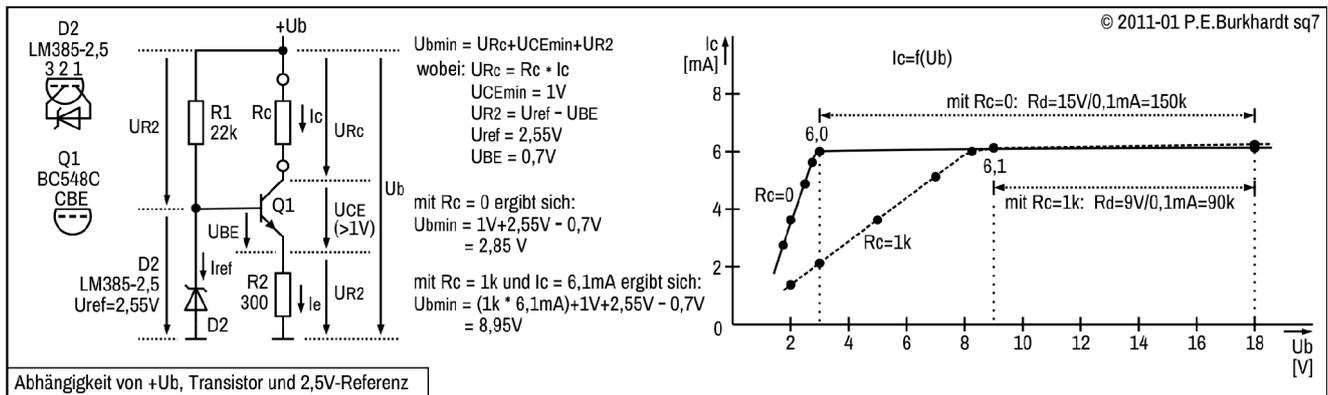


Stromquelle nach +Ub, Transistor + 2,5V-Referenz

$R_2$  ist an die neue  $U_{ref} = 2,5 V$  angeglichen, der Konstantstrom beträgt wieder ca. 6 mA. Die Funktionen  $I_c = f(R_c)$  sind ähnlich der vorigen Schaltung mit 1,2V-Referenz. Allerdings ist besonders bei der 5V-Betriebsspannung der maximal mögliche  $R_c$  reduziert (nur 475 Ω gegenüber 610 Ω). Das liegt an der niedrigeren  $U_{ref}$  (2,5 V anstelle 1,8 V).

**Ub-Abhängigkeit bei der 2,5V-Referenz**

Das nächste Bild zeigt die gemessene Ub-Abhängigkeit.



Hier wird allerdings deutlich, dass die Uref-Konstanz wesentlichen Einfluss auf die Ic-Konstanz hat. Zwischen 3 und 18 V ergab sich ein Ic-bezogener differentieller Widerstand von 150 k , das ist wesentlich mehr als in den vorigen Schaltungen mit LED-Referenz.

Bei  $R_c = 1 k$  verkleinert sich Rd wieder, ist aber immer noch relativ groß (gestrichelte Kurve im Diagramm).

Die Berechnung der minimalen Betriebsspannung Ubmin in Abhängigkeit von Rc bei gegebenem Ic zeigt gute Übereinstimmung mit den Meßwerten. Ist der Innenwiderstand Rc (Stromquellen-Last) groß, muss Ub entsprechend groß sein.

Das Temperaturverhalten dürfte schlechter sein, wenn wie hier keine Si-Diode zur Kompensation der UBE-Temperaturabhängigkeit eingesetzt ist.

**Ergebnisse**

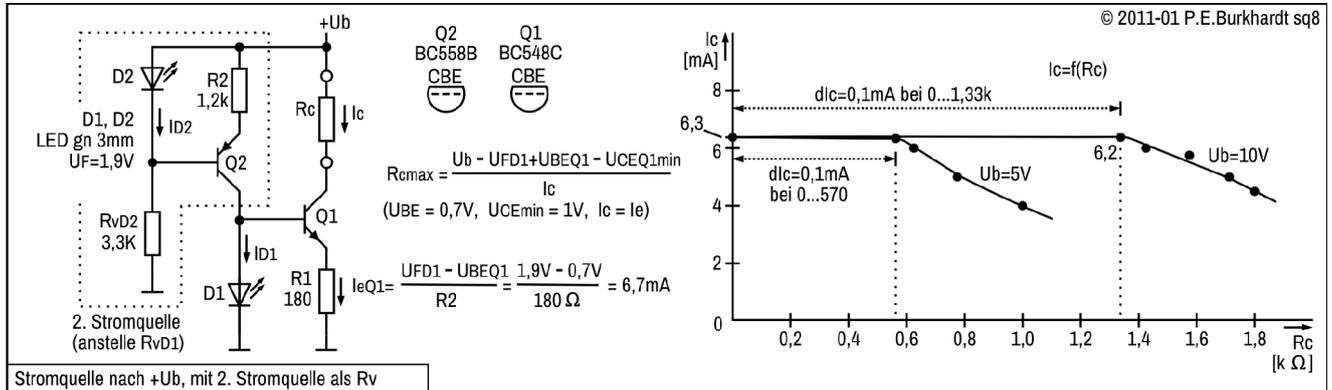
Die Verwendung einer Bandgap-Referenz liefert keine besseren Ergebnisse gegenüber der LED-Referenz. Der differentielle Stromquellen-Widerstand Rd ist zwar bei nur einer 2,5V-Referenz relativ groß.

Der Q1-UBE-Temperaturgang verschlechtert aber das Gesamtverhalten. Wird diese Temperaturabhängigkeit mit einer Si-Diode verringert, steigt im Gegenzug aber wieder die Uref-Abhängigkeit von der Betriebsspannung.

### KSQ mit Tansistor, LED und zusätzlicher Stromquelle

Der LED-Vorwiderstand hat Einfluss auf die Konstanz der LED-Fluss-Spannung. Je größer  $R_c$  ist, desto konstanter ist der LED-Strom und damit die Spannung über der LED. Ein großer  $R_c$  verlangt aber auch eine hohe Betriebsspannung  $U_b$ , die nicht beliebig hoch wählbar ist.

Wird die LED aber über eine Konstant-Stromquelle versorgt, darf  $U_b$  klein bleiben, da jetzt der wesentlich größere differentielle Vorwiderstand  $R_{dc}$  wirksam ist.

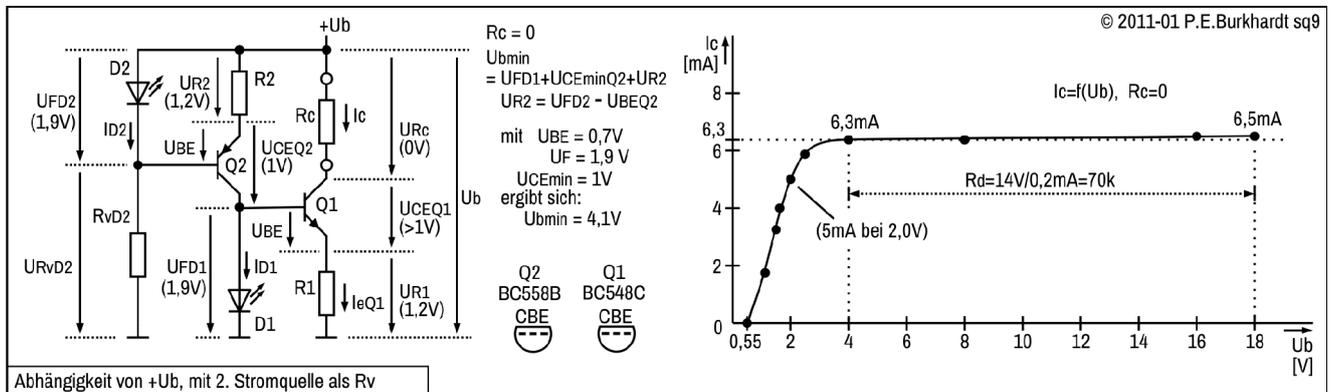


Das Bild zeigt, wie die Stromquelle mit Q2 und D2 (umrandet) den LED-Vorwiderstand ersetzt. Diese 2. Stromquelle liefert für die LED-Referenz D1 eine konstanten Strom  $I_{D1}$ . Damit wird  $U_{ref}$  der eigentlichen Hauptstromquelle (Q1) unabhängiger von der Betriebsspannung  $+U_b$ . Die Regelung durch Q1 verbessert sich, die  $U_b$ -Abhängigkeit sinkt.

Diese 2. Stromquelle entspricht schaltungstechnisch der Hauptstromquelle, allerdings ist Q2 ein pnp-Typ, da er den Konstantstrom GND-bezogen liefern muss. Die Berechnung des Vorwiderstandes  $R_{vD2}$  und des Emitter-Widerstandes R2 erfolgt analog zur normalen Stromquelle mit Transistor und LED-Referenz (siehe weiter oben).

### Spannungsverhältnisse und $U_b$ -Abhängigkeit

Das nächste Bild zeigt die Spannungsverhältnisse mit eingetragenen typischen Werten (in Klammern). Für die minimale Betriebsspannung  $U_{bmin}$  sind die nötigen Spannungen über R2, Q2 und D1 maßgebend.



Es ist eine etwas höhere  $U_{bmin}$  gegenüber der normalen Transistor-LED-Stromquelle notwendig. Das Diagramm zeigt mit 4 V gute Übereinstimmung mit dem errechneten Wert von 4,1 V (alles bei  $R_c = 0$ ).

Auch das Regelverhalten ist gut, immerhin ergibt sich ein  $U_b$ -abhängiger differentieller Widerstand von 70 k im Bereich 4 bis 18 V.

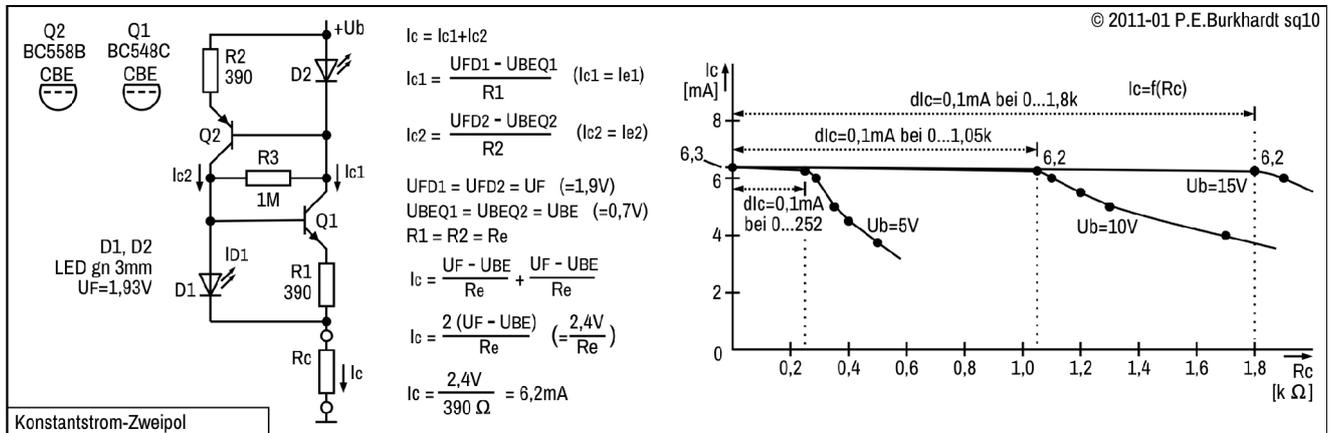
### Ergebnisse

Muss  $U_b$  nicht besonders niedrig sein, kann die Haupt-LED-Stromquelle mit einer 2. LED-Stromquelle erweitert werden.  $U_b$ -Unabhängigkeit und Regelverhalten der Hauptstromquelle werden verbessert.

Die Temperaturabhängigkeit der gesamten Schaltung dürfte nicht schlechter sein im Vergleich zu einer einfachen Tansistor-LED-Stromquelle.

### KSQ-Zweipol mit Transistor und LED

Die vorige Schaltung mit einer 2. Stromquelle in der Haupt-Stromquelle zur Verringerung der  $U_b$ -Abhängigkeit lässt sich so gestalten, dass beide Stromquellen gleichwertig sich gegenseitig unterstützen. Das folgende Bild zeigt die Schaltung.



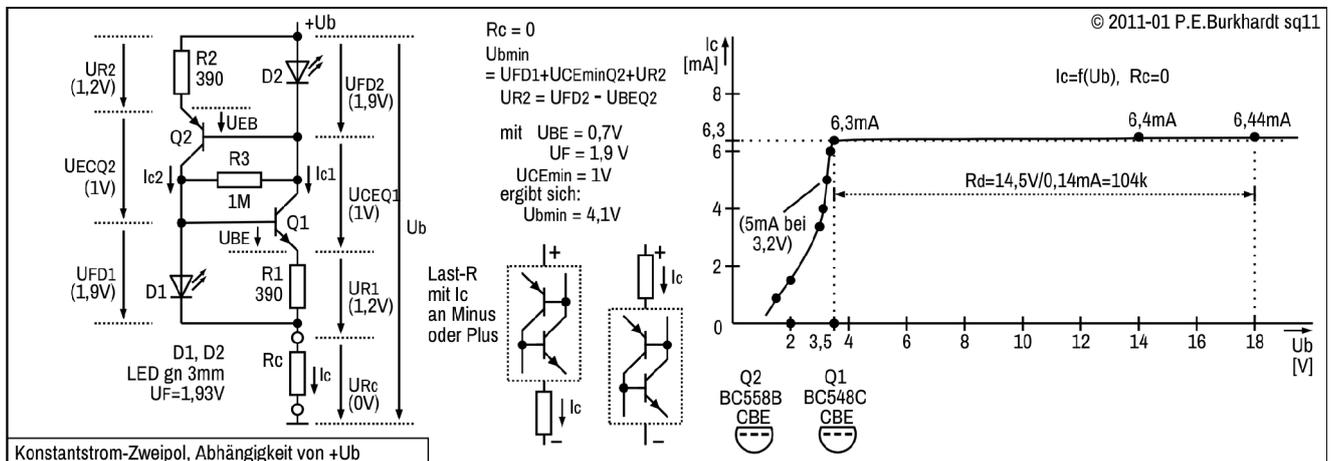
Es entsteht ein Zweipol, durch den der Konstantstrom  $I_c$  fließt. Ob dabei  $R_c$  eingangs- oder ausgangsseitig angeordnet ist, spielt keine Rolle und kann je nach Bedarf gewählt werden.

Jede der Stromquellen trägt mit  $I_{c1}$  bzw.  $I_{c2}$  den gleichen Teil zu  $I_c$  bei, vorausgesetzt, die Bauelementewerte der beiden Stromquellen sind gleich. Sowohl die LED-Referenz D1 als auch die LED-Referenz D2 erhält von der jeweils anderen Stromquelle den konstanten Teilstrom, so dass die Schaltung nahezu unabhängig von  $U_b$  wird.

Im Bild sind die Formeln angegeben, die Berechnung jeder Teilstromquelle ist ähnlich einer einzelnen Transistor-LED-Stromquelle. Widerstand  $R3$  gewährleistet, dass die Schaltung startet, denn Q1 und Q2 sind anfangs gesperrt und würden der jeweils anderen LED keinen Strom liefern.

#### Spannungsverhältnisse und $U_b$ -Abhängigkeit

Minimal mögliche  $U_b$  und die  $U_b$ -Abhängigkeit zeigt das folgende Bild mit den eingetragenen typischen Teilspannungen (in Klammern).



Da der Zweipol symmetrisch aufgebaut ist, spielt es keine Rolle, welche der Stromquellen für die  $U_{bmin}$ -Berechnung herangezogen wird. Die berechnete  $U_{bmin} = 4,1V$  wird praktisch noch unterboten, im Diagramm sind  $3,5V$  abzulesen. Bemerkenswert ist der steile Anstieg beim Erhöhen von  $U_b$  und der anschließende scharfe Übergang in den geregelten Konstantstrom-Modus. Jede der Stromquellen unterstützt die andere, wenn die entsprechenden Schwellwerte ( $U_{BE}$ ,  $U_{FD}$ ) erreicht sind.

Der gerade waagerechte Teil im Diagramm zeigt, dass der differentielle Widerstand  $R_d$  über  $100k$  beträgt (gemessen bei  $R_c = 0$ ).  $R_d$  ist hier also größer als bei der Transistor-LED-Stromquelle mit 2. Stromquelle.

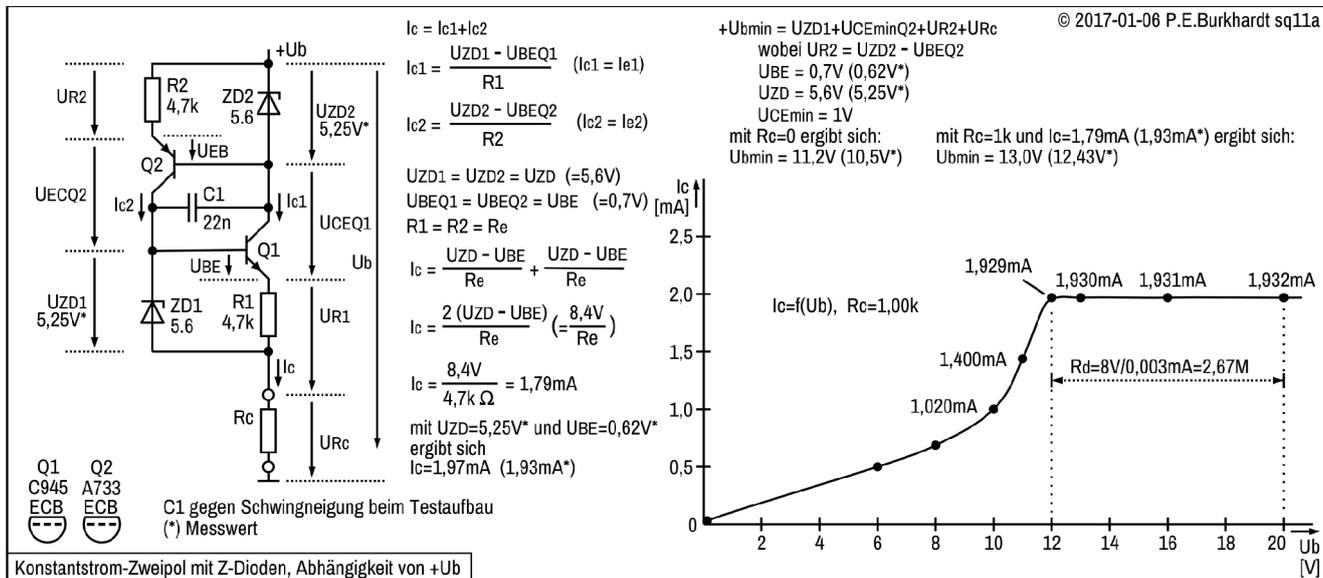
#### Ergebnisse

Der Konstantstrom-Zweipol ist bei vergleichbarem Aufwand die günstigste Schaltung. Besonders die frei wählbare Anordnung der Stromquellen-Last erleichtert den flexiblen Einsatz.

Allerdings ist die etwas höhere minimale Betriebsspannung im Vergleich zur einfachen Transistor-LED-Stromquelle zu beachten.

### KSQ-Zweipol mit Tansistor und Z-Diode

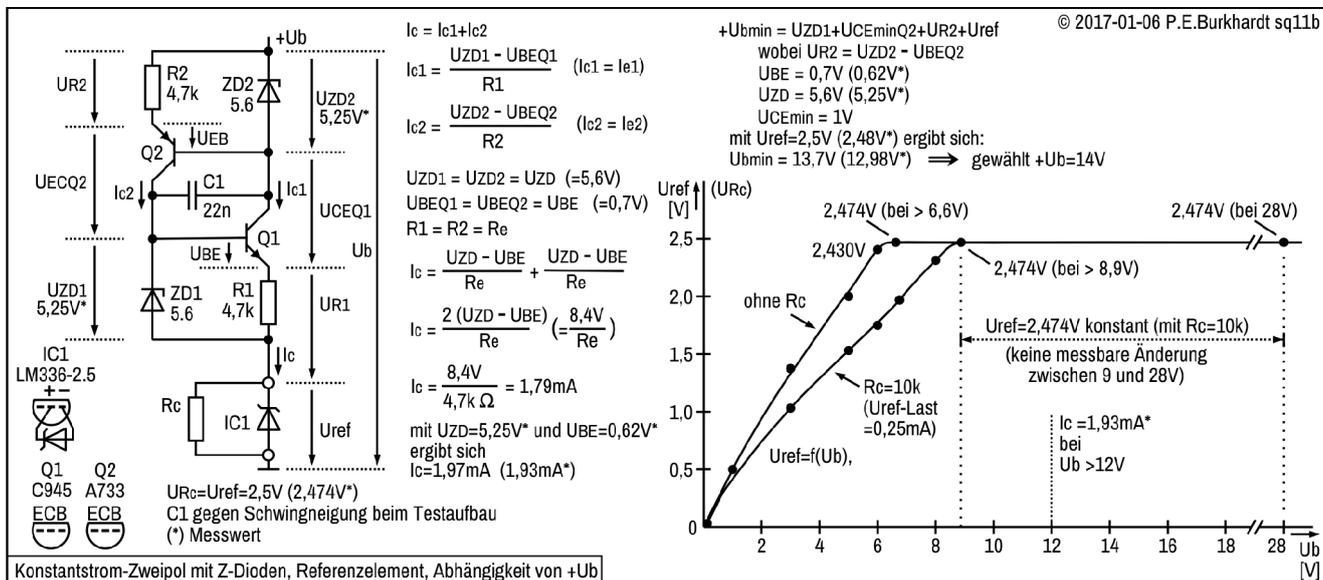
Anstelle von LEDs ist dieser Zweipol mit Z-Dioden ausgestattet. Damit ergibt sich ein noch größerer Innenwiderstand der Stromquelle. Allerdings ist eine höhere Betriebsspannung  $U_b$  nötig.



Genau wie beim Zweipol mit LED (siehe voriger Abschnitt) unterstützen sich auch hier beide Stromquellen gegenseitig. Beeindruckend ist jedoch der hohe differentielle Widerstand  $R_d$  (siehe waagerechte Gerade im Diagramm).

### Der Z-Dioden-Zweipol als Stromquelle für ein Referenzelement

Referenzelemente sollten mit einem konstanten Strom betrieben werden, damit der Einfluss der Versorgungsspannung  $U_b$  auf die erzeugte Referenzspannung  $U_{ref}$  möglichst klein bleibt.



Hier liefert die Stromquelle ebenfalls 1,93 mA. Dazu sind mindestens 12 V Betriebsspannung erforderlich (siehe Berechnung und Diagramm im Bild). Die 2,5V-Spannungsreferenz IC1 (LM336-2.5) arbeitet aber so gut, dass sich schon ab 7 V (unbelastet, d.h. ohne  $R_c$ ) bzw. ab 9 V (belastet mit  $R_c = 10 k$ ) eine stabile Referenzspannung von 2,474 V (Messwert) ergibt.

In der Anwendung als Spannungsreferenz arbeitet die Schaltung also schon ab  $U_b = 9 V$ , wobei die Referenzspannung mit knapp 0,25 mA belastet werden darf. Das reicht gut aus, um z.B. die 2,5V-Referenz für einen Opamp bereit zu stellen.

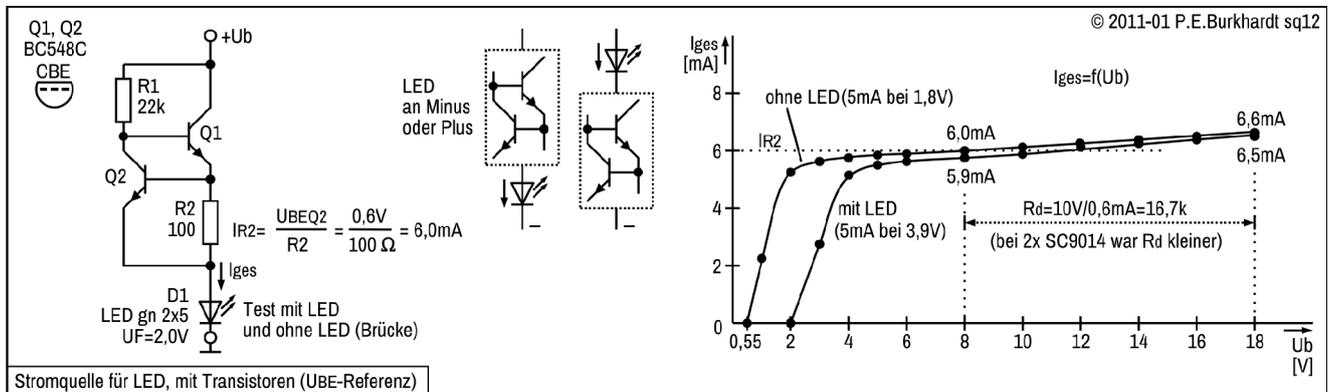
Die Temperaturabhängigkeit der gesamten Schaltung wurde nicht untersucht. Das Referenzelement dürfte den geringsten Beitrag liefern. Maßgebend ist die Temperaturabhängigkeit der Z-Dioden zusammen mit der jeweiligen Basis-Emitter-Strecke des parallelen Transistors. Allerdings heben sich dies beiden Temperaturabhängigkeiten teilweise auf, so dass der Einfluss gering bleibt. Außerdem spielt eine geringe Konstantstrom-Änderung eine sehr untergeordnete Rolle bezüglich der Referenzspannungs-Stabilität.

## Konstantstrom-Zweipole zur LED-Ansteuerung

Die folgenden Stromquellen kommen mit wenigen Bauelementen aus und arbeiten mit Transistoren. Die Stromquellen wurden untersucht, um LEDs bei stark unterschiedlichen Betriebsspannungen zu versorgen.

### Zweipol mit 2 Transistoren

Diese Schaltung stellt eine einfache Strombegrenzung dar, wie sie auch in Netzteilen zur Anwendung kommt. Als Strom-Referenz dient die  $U_{BE}$  eines npn-Transistors (Q2).



2 Widerstände und 2 Transistoren als Zweipol, das ist alles. Q1 stellt den Strom für die LED D1 bereit. D1 ist hier die Stromquellen-Last. Natürlich kann auch jede andere Last von der Stromquelle versorgt werden. Die Anordnung der LED (eingangs- oder ausgangsseitig) ist beliebig.

Wird der LED-Strom so groß, dass die Spannung über R2 die Q2- $U_{BE}$  erreicht, steuert Q2 durch. Dadurch wird der Q1-Basis-Strom abgeleitet, Q1 steuert zu. Umgekehrt steuert bei zu kleinem LED-Strom Q2 zu und Q1 weiter auf. Der LED-Strom erhöht sich wieder. Die Arbeitspunkte von Q1 und Q2 pendeln sich so ein, dass immer gerade der mit R2 bestimmte Strom fließt.

Da der Konstantstrom nur von R2 (und den vorgegebenen  $U_{BE}$  der Transistoren) abhängt, ist der Gesamtstrom  $I_{ges}$  fast unabhängig von  $+U_b$ . Fast deshalb, weil R1 den Basisstrom liefert und auch an  $+U_b$  hängt.

Je nach Stromverstärkung und Betriebsspannung kann R1 größer dimensioniert werden. Die  $I_{ges}$ -Abhängigkeit von  $U_b$  verringert sich dann. Gewährleistet muss aber sein, dass bei geringst möglicher  $U_b$  und kleinstmöglicher Q1-Stromverstärkung der Q1-Basisstrom für den vorgesehenen Kollektor-Strom noch fließen kann.

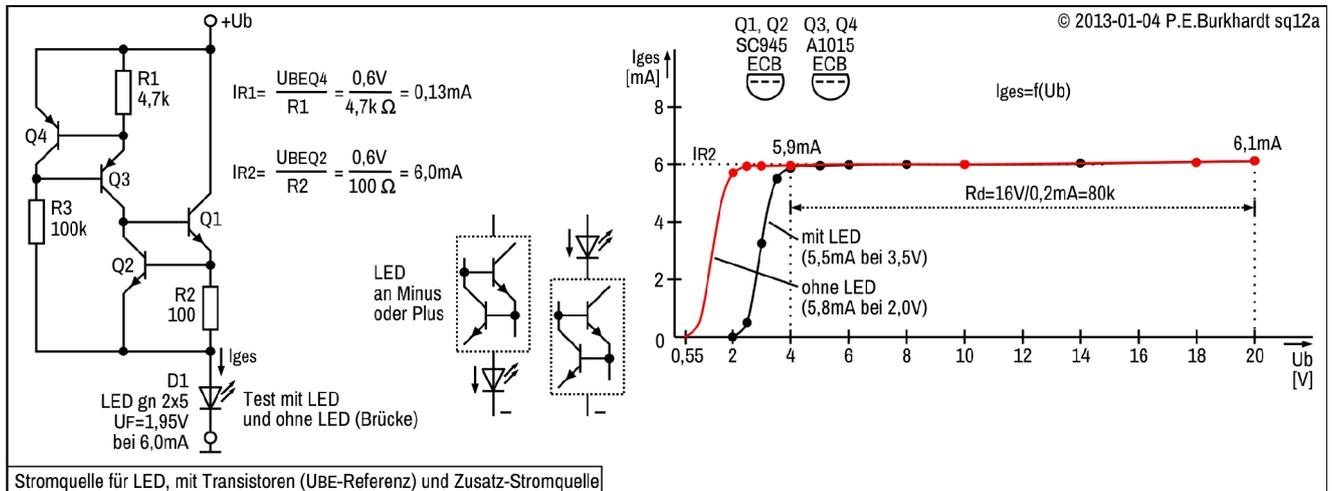
Das Diagramm zeigt gemessene Werte mit LED und ohne ( $R_L = 0$ ). Der differentielle Widerstand  $R_d$  ist nicht sehr groß, reicht aber zur LED-Strombegrenzung bei unterschiedlichen Betriebsspannungen aus.

Bei  $U_b = 3,9 V$  fließen 5 mA LED-Strom, bei 2,5 V beginnt die LED gut sichtbar zu leuchten.

Soll ein höherer LED-(Last-)strom fließen und/oder ist  $U_b$  hoch, muss die mögliche Verlustleistung von Q1 nachgeprüft werden. Q1 ist gewissermaßen der LED-Vorwiderstand, an ihm fällt die Differenz zwischen  $U_b$  und der LED-Fluss-Spannung ab. Multipliziert mit dem Q1-Strom ergibt sich die umgesetzte Leistung.

### Zweipol mit 2 Transistoren und zusätzlicher Stromquelle

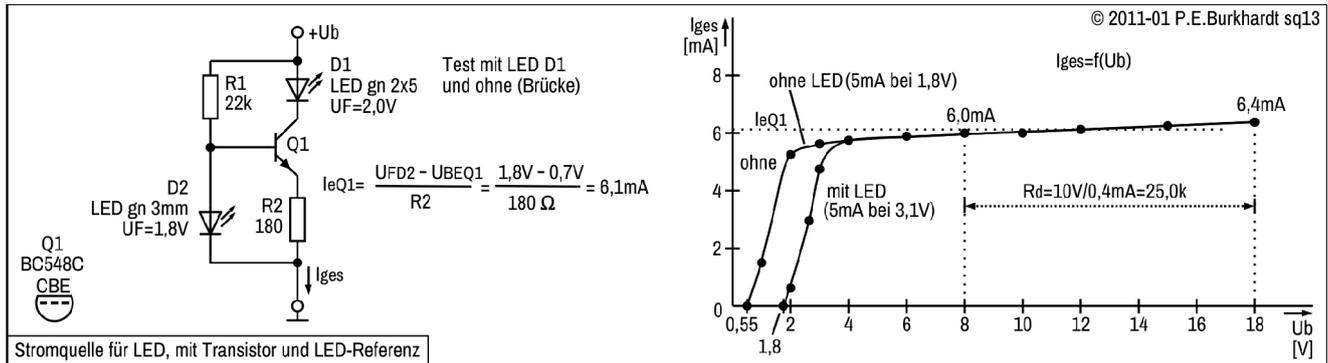
In der folgenden Schaltung wurde der Transistor-Zweipol um eine zusätzliche Stromquelle ergänzt. Damit bleibt der LED-Strom auch bei stark schwankender Versorgungsspannung nahezu konstant.



Die Bauelemente Q3, Q4, R1 und R3 bilden die zusätzliche Stromquelle und ersetzen den Widerstand R1 im normalen Transistor-Zweipol (vorige Schaltung). Da nun Q2 mit einem konstanten Strom versorgt wird, bleibt auch seine  $U_{BE}$  konstant, d.h. aber die Strom-Referenz ist konstant. Das ergibt einen wesentlich höheren differentiellen Widerstand und bedeutet, dass der LED-Strom nahezu unabhängig von  $+U_b$  ist. Die zusätzlichen Transistoren wirken sich kaum auf die minimal mögliche  $U_b$  aus. Die Messwerte (Bild) zeigen, dass schon ab 2 V (ohne LED) bzw. 3,5 V (mit LED) der mit R2 festgelegte Konstantstrom nahezu erreicht ist.

### Zweipol mit Transistor und LED-Referenz

Diese Schaltung ist eine schon weiter oben beschriebene Transistor-LED-Stromquelle.

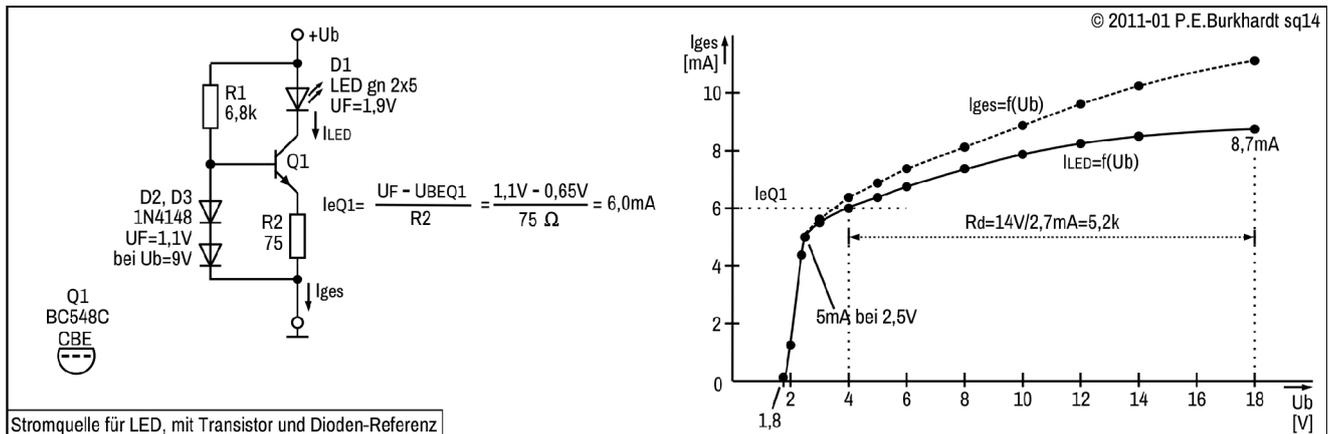


LED D2 dient als Referenz und hat den Vorteil, die Temperaturabhängigkeit der Q1-BE-Strecke zu kompensieren. D1 ist die zu versorgende LED. R2 bestimmt den LED-Strom.

Schon bei  $U_b = 3,1 \text{ V}$  fließen 5 mA Gesamtstrom ( $I_{LED} + I_{R1}$ ), bei 2,3 V beginnt die LED gut sichtbar zu leuchten. Diese Schaltung spricht also schon bei niedrigerer  $U_b$  an.

### Zweipol mit Transistor und Dioden-Referenz

Versuchsweise wurde die LED-Referenz der vorigen Schaltung durch 2 Dioden ersetzt.



Die Referenzspannung ist jetzt nur noch  $U_f = 1,1 \text{ V}$ , aber im Vergleich zu einer LED  $U_b$ -abhängiger.

Diese Schaltung spricht bei noch niedrigerer  $U_b$  an. Schon bei  $U_b = 2,5 \text{ V}$  fließen 5 mA LED-Strom. Bereits bei 2,1 V beginnt die LED gut sichtbar zu leuchten. Der R1-Wert ist relativ niedrig gewählt, damit Q1 schon bei möglichst niedriger  $U_b$  zu leiten beginnt.

Allerdings sinkt der differentiellen Widerstand auf 5,2 k . Das bedeutet, mit steigender  $U_b$  steigt auch der LED-Strom etwas an. R2 muss so dimensioniert werden, dass dieser "Konstant-Strom" bei der höchsten vorkommenden  $U_b$  den maximal möglichen LED-Strom nicht übersteigt.

### Ergebnisse

Jede der 4 Schaltungen eignet sich als Konstant-Stromquelle zur LED-Versorgung bei stark unterschiedlichen Betriebsspannungen. Schon bei niedrigster  $U_b$  beginnt die LED zu leuchten und signalisiert damit, dass eine Spannung vorhanden ist.

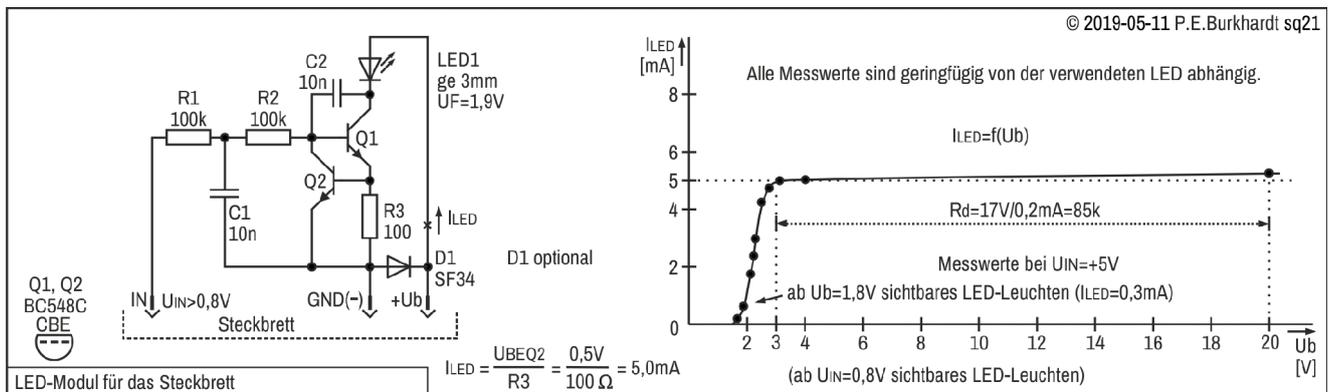
Die Schaltung mit Dioden-Referenz ist besonders für niedrige  $U_b$  geeignet, besitzt aber die höchste Temperaturdrift wegen der Überkompensation von -2 mV/K durch die 2. Si-Diode. Hinzu kommt der höhere Querstrom besonders bei hoher  $U_b$ , da R1 relativ niedrig gewählt wurde.

Den höchsten differentiellen Widerstand und damit die geringste  $U_b$ -Abhängigkeit des LED-Stromes hat der Transistor-Zweipol mit zusätzlicher Stromquelle (2. Schaltung).

Der Tansistor-Zweipol (1. Schaltung) kommt mit wenigen Bauelementen aus, hat einen ausreichend hohen  $R_d$  und spricht bei 2,5 V an. Sie ist damit als LED-Stromquelle gut geeignet.

## LED-Modul für das Steckbrett

Die folgende kleine Schaltung wurde entwickelt und mehrfach als steckbares Modul gebaut, um nicht immer wieder die oft benötigte LED-Ansteuerung auf meinem großen Steckbrett (siehe auch Steckbrett (2017-02)) zusammenstecken zu müssen.



## Schaltungsbeschreibung

### Prinzip

Die LED wird über den Transistorverstärker Q1 hochohmig angesteuert. Bei H-Pegel am Eingang leuchtet die LED, bei weniger als 0,7 V ist sie dunkel. Dieses Verhalten ist zwar nicht mit einer LED identisch, die ab ca. 1,8 V (LED-abhängig) zu leuchten beginnt. Es kam mir aber darauf an, möglichst schon bei kleinem Eingangspegel zu erkennen, ob Spannung am angeschlossenen Steckbrett-Schaltungspunkt vorhanden ist oder nicht.

Die Spannungsversorgung der Anzeige-Schaltung sollte flexibel sein, deshalb ist eine Strombegrenzung mit Q2 vorhanden. Weitere Bauelemente (C1, C2) dienen der Störsicherheit und eine 3A-Diode (D1) bietet Schutz bei versentlicher Falschpolung.

### Stromquelle Q1, Q2, R3

Ab etwa 3 V Betriebsspannung wirken Q1-Q2 als 5mA-Stromquelle im Bereich bis über 20 V. Nach oben begrenzen die eingesetzten Transistoren den  $U_b$ -Bereich (beim BC548 max. 30 V).

Widerstand R3 wirkt als Shunt, dessen Spannungsabfall ab ca. 0,5 V den Transistor Q1 leitend werden lässt. Q2 entzieht der Q1-Basis Steuerstrom und verhindert somit, dass der LED-Strom weiter ansteigt. Die hohe Stromverstärkung der Transistoren (im Muster über 400) sorgt dafür, dass der differentielle Stromquellen-Widerstand relativ groß ist ( $R_d$  siehe Bild).

### Eingangswiderstand und Störsicherheit

Gewünscht war, den anzutastenden Steckbrett-Schaltungspunkt möglichst gering zu belasten. Durch den hohen DC-Eingangswiderstand ( $R1 + R2$ ) fließen für ein schon sichtbares LED-Leuchten weniger als ca. 10  $\mu A$ .

Das hat aber auch den Nachteil, dass schnell Störungen eingefangen werden, vor allem wenn der Eingang  $U_{in}$  offen gelassen wird. Es kam durch Netzeinstreuung sogar zu Schwingungen an der LED. Die Kondensatoren C1 und C2 machen solche Einstreuungen wirkungslos. C1 bildet mit R1 einen Tiefpass, C2 wirkt als Miller-Kondensator. Durch C2 wird zwar die Transistorstufe Q1 langsamer, aber eine hohe Schaltgeschwindigkeit zum Anschalten der LED ist an dieser Stelle nicht gefordert.

### Schutz vor Falschpolung

Beim Experimentieren passiert es oft, dass man die Leitungen oder Anschlüsse verwechselt. Die Diode D1 verhindert, dass die Schaltung Schaden nimmt, wenn versehentlich Plus mit Minus vertauscht wird. Der fließende Kurzschluss-Strom wird vom Netzteil des Steckboards begrenzt.

Die für das Steckbrett verwendeten Speisespannungen besitzen sowieso jede für sich eine vorwählbare Strombegrenzung. Allerdings sollte die Begrenzung immer auf den niedrigst möglichen Strom eingestellt sein, um die Bauelemente bei Falschbeschaltung zuverlässig zu schützen. Die untere Grenze sollte bei 2 bis 3 mA liegen, damit auch CMOS-Schaltungen nicht versehentlich gefährdet sind.

### Verwendung als Zweipol

Wird der IN-Anschluss mit dem  $U_b$ -Anschluss verbunden, entsteht aus der gesamten Schaltung eine 2-polige Ersatz-LED, die ab 1,8 V verwendbar ist. Sie kann beliebig in einen Stromkreis geschaltet werden, Hauptsache die Polarität stimmt. Dabei fließen maximal der begrenzte LED-Strom (ca. 5 mA) zuzüglich des geringen Basisstroms, der von  $R1 + R2$  bestimmt wird, egal welche Spannung am Zweipol anliegt.

**Aufbau**

Diode auf Leiter-seite

C B E (Top View)

BE-Seite 9x27 (3x10 Punkte)

IN +Ub

GND

© 2019-05-12 P.E.Burkhardt sq21p

190514\_124308a

190514\_124022a  
Steckadapter von 0,4-Stiften auf 1mm-Buchsen Steckbrett

190514\_124206a

0,4mm-Stifte für Breadboard

LED-Modul für das Steckbrett, Aufbau

Eine kleine Leiterplatte trägt alle Bauelemente. Die angelöteten 0,4mm-Gold-Stifte stammen von einer Buchsenleiste. Diese Stifte passen gut in die Kontakte eines Breadboards. Für die Anwendung auf meinem Steckbrett mit 1mm-Buchsen gibt es Zwischenstecker, die von 0,4 mm auf 1 mm adaptieren.

**Update LED-Modul**

Die Leiterplatte wurde etwas verbreitert, damit die Diode D1 auf der BE-Seite Platz hat. Anstelle der 3A-Diode SF34 wurde die 1A-Diode EGP10G verwendet. Sie verkraftet eine 30A-Stromspitze, so dass im Zusammenhang mit der Strombegrenzung des Steckbretts keine Gefahr für das Steckmodul besteht, falls es falsch angeschlossen wird. C1 und C2 wurden von 10 nF auf 3,3 nF geändert.

C B E (Top View)

BE-Seite 14x27 (5x10 Punkte)

IN +Ub

GND

© 2019-05-17 P.E.Burkhardt sq21p2

190517\_110220a

190514\_124022a  
Steckadapter von 0,4-Stiften auf 1mm-Buchsen Steckbrett

190517\_110418a

0,4mm-Stifte für Breadboard

LED-Modul (Vers. 2) für das Steckbrett, Aufbau

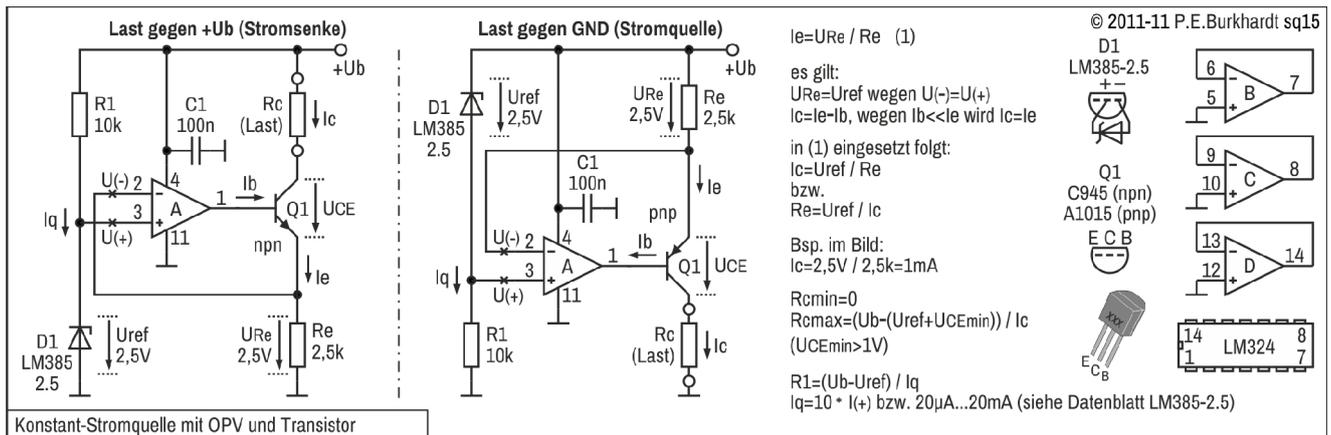
## Stromquellen mit Opamp (OPV)

Mit Operationsverstärkern (OPV) lassen sich Präzisions-Konstantstromquellen aufbauen. Die Qualität der erreichten Parameter hängt in erster Linie von der OPV-Qualität und von der verwendeten Spannungsreferenz ab.

### KSQ mit OPV und Transistor

Weit verbreitet und einfach im Aufbau sind die folgenden 2 Stromquellen-Varianten mit Opamp und Transistor.

Die npn-Variante (links im Bild) ist eigentlich eine Stromsenke, da der Konstantstrom von +Ub in die Schaltung hineinfließt. Die Referenzspannung ist GND-bezogen. Die pnp-Variante (rechts im Bild) ist dagegen eine Stromquelle, da der Konstantstrom von der Schaltung in Richtung GND geliefert wird. Die Referenzspannung ist auf +Ub bezogen.



#### Funktionsweise

Die Schaltung arbeitet als UI-Wandler. U wird durch D1 bereitgestellt (Uref), I ist der konstante Strom Ic durch den Lastwiderstand Rc. Die OPV-Eingänge (-) und (+) haben im ausgeglichenen Zustand nahezu gleiches Potential, deshalb erscheint Uref als URe auch am (-)-Eingang.

Änderungen über Re wirken sich also mit der hohen OPV-Verstärkung als gegensätzliche Änderungen am OPV-Ausgang aus. Das bedeutet, steigt URe wegen höherem Strom im Zweig Ub-Rc-Q1-Re (nnp), sinkt der OPV-Ausgangsstrom Ib. Q1 wird weniger durchgesteuert, Ie verringert sich, URe sinkt wieder. Das bedeutet, der Re-Stromänderung wird entgegen gewirkt. Die pnp-Variante verhält sich analog.

#### Transistor Q1

Wenn der OPV den Q1-Ie-Strom konstant hält, ist auch der Q1-Ic-Strom nahezu konstant. Nur nahezu deshalb, weil zur Regelung der Q1-Basisstrom Ib benötigt wird. Das ist eine prinzipbedingte Fehlerquelle, die aber durch hohe Q1-Stromverstärkung minimiert werden kann. Praktisch kann  $I_e = I_c$  gesetzt werden, so dass sich die Regelung über Re auch voll über Rc auswirkt.

Die Q1-Stromverstärkung hängt vom Q1-Arbeitspunkt ab, die Q1-Kollektor-Emitter-Spannung UCE sollte mindestens 2 bis 3 V betragen. Zur weiteren Erhöhung der Stromverstärkung und damit zur Verringerung des Ie/Ic-Fehlers kann Q1 durch ein Darlington-Paar ersetzt werden.

Der negative Q1-UBE-Temperaturgang wirkt sich hier (im Gegensatz zur Stromquelle nur mit Transistor) nicht aus, da Ic wegen des OPV nur noch von Uref und Re abhängt.

#### OPV

Der OPV vergleicht Uref mit URe und regelt die Differenz mit seiner hohen Verstärkung aus. Idealerweise fließt über die OPV-Eingänge kein Strom (weder hinein, noch hinaus), somit ist die Istwert-Erfassung über Re und die Sollwert-Erfassung über D1 nahezu leistungslos und unverfälscht.

Voraussetzung sind eine niedrige OPV-Offsetspannung und hochohmige OPV-Eingänge. Fast alle OPVs sind einsetzbar. In den meisten Fällen genügt sogar der Oldi 741. Für präzise Anwendungen kann ein Offset-Abgleich erforderlich sein.

#### Spannungsreferenz D1

D1 liefert Uref und ist damit das wichtigste Bauteil für die Ic-Konstanz. Uref sollte unabhängig von +Ub und von der Umgebungstemperatur sein. Die verwendete Bandgap-Referenz erfüllt diese Forderungen sehr gut. Der von R1 und +Ub bestimmte Querstrom Iq ist lt. Datenblatt in weiten Grenzen wählbar. Das Bild enthält Berechnungshinweise für R1.

Uref kann auch von einer Z-Diode bereitgestellt werden. Die Z-Spannung sollte temperaturunabhängig sein. Der geringste Temperatur-Koeffizient liegt bei vielen Typen um die 4 V (Bsp. BZX79-3.9). Der differentielle Widerstand ist hier nicht ganz so wichtig, da +Ub normalerweise stabilisiert ist und außerdem der Knoten R1-D1 nicht belastet wird.

Wichtig ist auch die Höhe von Uref. Kleiner als 2,5 V sollte Uref nicht sein, da der OPV sonst zu nahe an einer seiner Aussteuergrenzen arbeiten muss. Am vorteilhaftesten sind Rail-to-rail-OPVs, aber ein Blick in das jeweilige Datenblatt verrät, ob der anvisierte OPV diesbezüglich geeignet ist.

#### **Betriebsspannung**

Im obigen Bild kommen beide Schaltungen mit nur einer Betriebsspannung aus. Die Ub-Höhe und ob die OPVs mit 2 Spannungen versorgt werden müssen, hängt vom konkreten Einsatzfall ab.

Für den Regeltransistor Q1 muss noch genügend Spannung bleiben, damit Q1 noch gut arbeiten kann. Bei Kleinsignal-Transistoren ist die unterste  $U_{CE}$ -Grenze etwa 1 V, dabei sinkt die Stromverstärkung aber schon merklich. Bei der Berechnung des maximal möglichen Lastwiderstandes  $R_c$  muss dies berücksichtigt werden (siehe Formeln im Bild).

#### **npn- und pnp-Variante**

Soll der Konstantstrom GND-bezogen sein, d.h.  $I_c$  fließt durch die Schaltung (repräsentiert mit  $R_c$ ) in Richtung GND, kommt die pnp-Variante zum Einsatz (rechts im Bild). Das ist häufig der Fall.

Hängt die zu versorgende Schaltung (also  $R_c$ ) an +Ub, wird die npn-Variante benutzt. Der Konstantstrom fließt in diesem Fall von +Ub über  $R_c$  in die Stromquellen-Schaltung hinein.

Beide Schaltungen sind gleichwertig.

#### **Möglicher Konstantstrom**

Die Schaltung kann für Konstantströme zwischen 1  $\mu$ A bis 1 A (und mehr) dimensioniert werden.

Ist  $I_c$  groß, muss Q1 für die dann hohe Verlustleistung ausgelegt sein ( $P_{Q1} = I_c \cdot U_{CE}$ ). Außerdem benötigt Q1 dann einen höheren Basisstrom  $I_b$ , auch deshalb, weil die Transistor-Stromverstärkung bei höheren Strömen abnimmt.  $I_b$  verursacht aber einen Fehler, so dass besonders bei hohem  $I_c$  die Darlington-Stufe mit genügend kleinem  $I_b$  in Betracht kommt. Auch ein MOSFET als Leistungstreiber ist dann vorteilhaft.

Liegt  $I_c$  im  $\mu$ A-Bereich, spielen die Genauigkeit des OPV (Offset, Drift) und die Rauscheigenschaften der Spannungsreferenz eine Rolle.

#### **Konstantstrom-Einstellung**

$R_e$  als  $I_c$ -bestimmender Widerstand sollte einen niedrigen Temperaturgang und eine hohe zeitliche Konstanz besitzen. Einstellregler erfüllen diese Forderungen nicht so gut, bei hohem  $R_e$ -Wert noch weniger. Es ist dann besser, wenn  $R_e$  ein Metallschicht-Festwiderstand ist. Der Abgleich auf den genauen  $I_c$ -Wert kann dann relativ niederohmig mittels Einstellregler über der Spannungsreferenz erfolgen.

#### **Fazit**

Die Konstant-Stromquelle mit OPV eliminiert einige der Nachteile einfacher Transistor-Stromquellen. Es können präzise Konstantströme in Abhängigkeit vom Schaltungsprinzip nach +Ub oder nach GND bereit gestellt werden.

Der bipolare Stromfluss durch  $R_c$  ist allerdings nicht möglich.

## KSQ zur B-Messung

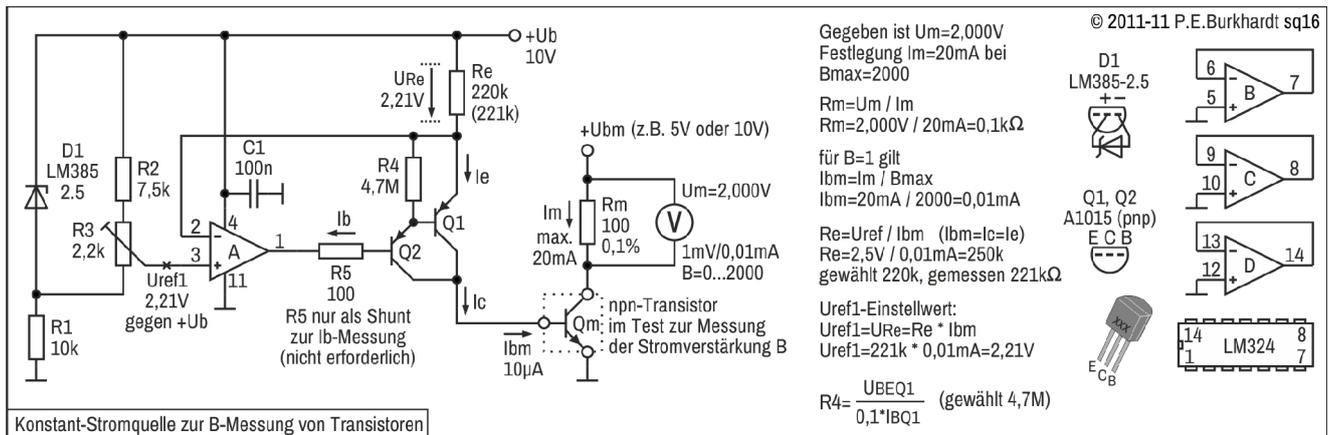
### Anwendung

In einfachen Schaltungen zur Messung der Transistor-Stromverstärkung B wird der Basisstrom meist nur über einen Widerstand eingespeist. Die folgende Schaltung erledigt dies mit einer OPV-Stromquelle, so dass sich reproduzierbare Ergebnisse erzielen lassen.

Die Schaltung wurde nur für npn-Transistoren und einen Basisstrom aufgebaut, um das Prinzip zu testen. Für ein universelles B-Meßgerät sind Erweiterungen hinsichtlich Transistor-Arbeitspunkt (Basisströme, Kollektorspannungen, Leistung) und Polarität (pnp-Transistoren) notwendig.

### Prinzip

Die Konstant-Stromquelle ist mit OPV, Präzisions-Referenz und pnp-Darlington-Treiber aufgebaut. Der Konstantstrom ist GND-bezogen und fließt in die Basis des Meßtransistors. Über einen Shunt im Kollektorkreis des Meßtransistors wird der Kollektorstrom ermittelt und angezeigt. 1 mV entspricht einem B von 1, so dass B unmittelbar abzulesen ist. Im Test wurde der Meßbereich für B = 1 bis 2000 dimensioniert.



### Funktionsweise

Die Schaltung arbeitet als UI-Wandler. U wird durch D1 bereitgestellt ( $U_{ref}$ ), I ist der konstante Strom  $I_c$  durch die Last gegen GND. Die OPV-Eingänge (-) und (+) haben im ausgeregelten Zustand nahezu gleiches Potential, deshalb erscheint  $U_{ref}$  als  $U_{Re}$  auch am (-)-Eingang.

Änderungen über  $R_e$  wirken sich also mit der hohen OPV-Verstärkung als gegensätzliche Änderungen am OPV-Ausgang aus. Das bedeutet, steigt  $U_{Re}$  wegen höherem Strom im Zweig  $U_b-Re-Q1-Q_m$ , sinkt der OPV-Ausgangsstrom  $I_b$ . Das Darlington-Paar  $Q2-Q1$  wird weniger durchgesteuert,  $I_e$  verringert sich,  $U_{Re}$  sinkt wieder. Das bedeutet, der  $R_e$ -Stromänderung wird entgegen gewirkt.

### Darlington-Treiber Q2-Q1

Prinzipbedingt wirkt sich der Basisstrom  $I_b$  als Fehler aus. Der OPV erhält als Istwert die Spannung  $U_{Re}$  des  $Q1$ -Emitterkreises, soll aber den Strom  $I_c$  im  $Q1$ -Kollektorkreis konstant halten.  $I_e$  ist aber um  $I_b$  größer als  $I_c$ .

$I_b$  muss möglichst klein sein. Das wird mit der Darlington-Anordnung  $Q2-Q1$  erreicht. Die Stromverstärkung beider Transistoren ist sehr hoch,  $I_b$  damit sehr klein und deshalb vernachlässigbar.

$R_4$  dient nur dazu, die Basis von  $Q1$  an ein definiertes Potential zum legen. Normalerweise wird  $R_4$  so dimensioniert, dass durch ihn etwa das 0,1-fache des  $Q1$ -Basisstromes fließen. Als Berechnungsgrundlage kann die konstant angenommene  $Q1$ -Basis-Emitter-Spannung ( $0,65V$ ) dienen (siehe auch Formel im Bild).

$R_5$  ist eigentlich nicht erforderlich, kann aber als Shunt für  $I_b$ -Messungen dienen.

### Meßkreis und Meßbereich

Der Meßtransistor  $Q_m$  wird mit dem konstanten Basisstrom  $I_{bm}$  versorgt. Da die Stromverstärkung B das Verhältnis von Kollektorstrom  $I_m$  zum Basisstrom  $I_{bm}$  darstellt, wird über den Shunt  $R_m$  der Kollektorstrom gemessen und angezeigt. Der angezeigte Zahlenwert entspricht dann direkt B, da  $I_{bm}$  konstant ist.

Der B-Meßbereich soll möglichst groß sein, damit keine Meßbereichs-Umschaltung erforderlich ist. Der sich ergebende Kollektorstrom bei maximaler Stromverstärkung darf aber auch nicht zu hoch sein, damit die zu messenden Kleinsignal-Transistoren nicht gefährdet sind.

**Dimensionierung und Uref1-Einstellung**

Festgelegt wurde  $B_{\max} = 2000$  bei  $2,000\text{ V}$  über dem Shunt  $R_m$ . Das bedeutet  $I_m = 20\text{ mA}$ , was den meisten zu messenden Transistoren noch bedenkenlos zugemutet werden kann.

Für  $B_{\min} = 1$  ergibt sich damit ein konstant zu haltender Basisstrom  $I_{bm} = I_c = 0,01\text{ mA}$ . Da  $U_{ref} = 2,5\text{ V}$  durch D1 vorgegeben ist, würde sich  $R_e = 250\text{ k}\Omega$  ergeben (alle Formeln siehe Bild). Um keinen Präzisionswiderstand benutzen zu müssen und wegen der D1-Uref-Toleranz (siehe Datenblatt LM385-2.5) wurde  $R_e = 220\text{ k}\Omega$  (5%-Normwert) ausgewählt und zu  $R_e = 221,0\text{ k}\Omega$  gemessen. Das bedeutet, für  $I_e = 0,01\text{ mA}$  muss  $U_{ref} = 2,210\text{ V}$  sein.

Der Spannungsteiler R2-R3 über D1 liefert eine einstellbare  $U_{ref1}$ , die am OPV-(+)-Eingang hängt. Wegen des hochohmigen OPV-Eingangs wird R3 nicht belastet. R3 wird so eingestellt, dass über  $R_e$   $U_{Re} = 2,21\text{ V}$  abfallen. Damit beträgt  $I_e = I_c = I_{bm} = 10\text{ }\mu\text{A}$ .

Für hohe Langzeitkonstanz sollten R2 und  $R_e$  hochwertige Metallschicht-Widerstände sein. Widerstand R3 sollte ein einstellicherer 10-Gang-Trimmer mit geringer Temperaturdrift sein.

**OPV**

Der OPV vergleicht  $U_{ref}$  mit  $U_{Re}$  und regelt die Differenz mit seiner hohen Verstärkung aus. Idealerweise fließt über die OPV-Eingänge kein Strom (weder hinein, noch hinaus), somit ist die Istwert-Erfassung über  $R_e$  und die Sollwert-Erfassung über D1 nahezu unverfälscht.

**Betriebsspannung**

Die OPV-Stromquelle kommt mit nur einer Betriebsspannung aus. Als Meßspannung  $U_{bm}$  (Meßkreis) bieten sich ebenfalls  $10\text{ V}$  an, das kann aber zu hoch sein. Andere  $U_{bm}$  sind einfach möglich, durch Umschaltung könnten verschiedene  $Q_m$ -Arbeitspunkte eingestellt werden.

**Fazit**

Die OPV-Stromquelle liefert präzise den benötigten Meß-Basisstrom zur B-Messung. Durch den Darlington-Treiber wird der prinzipbedingte Fehler bedeutungslos. Die einstellbare  $U_{ref}$  ermöglicht einen bequemen Abgleich. Mit entsprechenden Erweiterungen lässt sich ein universelles B-Meßgerät aufbauen.

# Referenz-Spannungsquellen

## Potentialfreie Referenzquelle

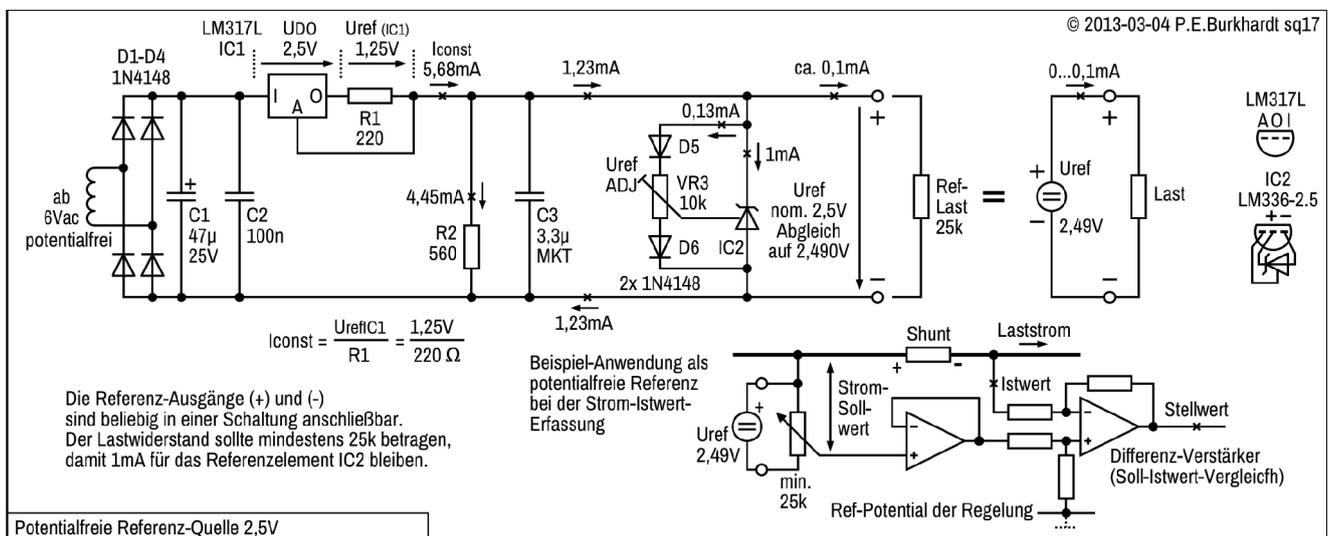
Eine Spannungsreferenz ist nicht so leicht zu realisieren, wenn sie in der Schaltung nicht auf GND oder  $\pm U_b$  bezogen ist. Oft ist dann eine Potentialverschiebung mittels Opamp nötig. Die folgenden Schaltungen lösen das Problem mit einer eigenen Stromversorgung. Die Trennung dieser Stromversorgung von anderen Schaltungsteilen kann induktiv oder auch kapazitiv erfolgen.

### 2,5V-Referenz mit Trafo

Einfach und allgemein üblich ist, eine separate Trafo-Wicklung zu benutzen, damit die versorgte Schaltung potentialfrei ist. Durch die galvanische Trennung kann die Referenz-Schaltung beliebig in andere Schaltungsteile eingebunden werden.

#### Eigenschaften

- Potentialfreie Stromversorgung der Referenzschaltung über separate Trafo-Wicklung
- Stromquelle mit LM317L als Referenz-IC-Vorwiderstand
- Referenz-IC LM336-2.5 mit exakt 2,49 V Referenzspannung
- Referenzspannung auf minimalen TK abgleichbar
- Referenzquellen-Ausgänge (+) und (-) völlig frei in einer Schaltung anschließbar
- Referenzstrom fließt nicht über Schaltungsteile der angeschlossenen Schaltung



#### Rohspannung

Die Referenz-Schaltung benötigt maximal 6 mA DC, deshalb ist fast jede potentialfreie Wicklung eines Netztrafos verwendbar. Im Bild ist die Gleichrichterschaltung (D1 bis D4 und C1) nur als Beispiel dargestellt.

#### Konstantstromquelle mit LM317L

Ohne weitere Stabilisierung gelangt die Rohspannung an den 100mA-Spannungsregler LM317L, der als Stromquelle geschaltet ist. R1 bestimmt den entnehmbaren Konstantstrom. Allerdings müssen mindestens ca. 5 mA fließen können, da der LM317L diese Mindestlast zur sicheren Funktion benötigt (siehe Datenblatt). Da die eigentliche Spannungsreferenz mit dem LM336 nur wenig über 1 mA Strom benötigt, ist R2 als zusätzliche konstante Last eingefügt.

#### Abgleich der Referenzspannung

Das Referenzelement LM336 kann über den Adjust-Anschluss auf genau 2,490 V Referenzspannung abgeglichen werden. Bei dieser Spannung hat Uref den geringsten Temperaturgang. Dabei verschlechtert der TK des Trimm-Potis nicht den TK der Referenzspannung. Allerdings sollte das Poti einstellicher (10-Gang) und langzeitstabil sein. Die Dioden können beliebige Kleinleistungsdioden sein. Von Vorteil ist, wenn die Dioden die gleiche Temperatur wie der LM336 haben. Demzufolge sollten D5 und D6 auf der Leiterplatte nahe dem LM336 angeordnet sein.

#### Belastbarkeit der Referenzquelle

Der Referenzstrom durch dem LM336 ist mit 1 mA günstig, könnte aber auch größer gewählt werden. Über die externe Last sollte maximal nur das 0,1-fache des LM336-Stroms fließen. Deshalb die Angabe, dass der Lastwiderstand nicht kleiner als 25 k sein soll. Damit z.B. ein 25k-Sollwertpoti nicht belastet wird, bietet sich ein OpAmp-Spannungsfolger an.

**Anwendung bei einer Stromregelung**

Im Bild ist ein Anwendungsbeispiel dargestellt. Zur Stromregelung wird der Strom-Istwert am Shunt entnommen und mit dem einstellbaren Strom-Sollwert der beschriebenen Referenzschaltung verglichen. Die Differenz wird mit dem als Differenz-Verstärker arbeitenden OpAmp verstärkt. Am OpAmp-Ausgang kann das Stellsignal zur Ausregelung der Soll-Istwert-Differenz niederohmig entnommen werden. Das Referenz-Potential des Stromreglers (nicht invertierender OpAmp-Eingang) wird so gewählt, dass die Ansteuerung des Stromregler-Stellglieds problemlos möglich ist. Das OpAmp-Referenz-Potential kann GND, aber auch ein anderes sein. Der OpAmp gleicht entsprechende Potentialunterschiede durch seine Gleichtaktunterdrückung aus.

Auf einen wichtigen Aspekt sei hingewiesen. Der gesamte Strom der Referenzquelle fließt, potentialunabhängig von der Stromregelschaltung, wieder zurück zur Referenzquellen-Versorgung (Gleichrichterschaltung der Referenzquelle). Das bedeutet, der Referenzstrom fließt nicht über den Shunt und verfälscht damit nicht den Strom-Istwert.

**Beliebige Anordnung der Referenzquelle**

Wie gezeigt, ist die Referenzquelle ohne Rücksicht auf die Potential-Situation in die Stromregler-Schaltung eingebunden. Der Shunt kann sich beliebig in der Plus-Schiene, aber auch in der Masseleitung befinden. Je nach Bedarf kann die Referenzquelle am (+)-Anschluss oder am (-)-Anschluss referenziert sein.

**Modifizieren der Referenz-Schaltung**

Die potentialfreie Referenz-Schaltung kann auch an ein 1,25V-Referenz-IC angepasst werden. Auch ist es möglich, anstelle oder neben der Zusatzlast R2 weitere Referenz-ICs anzuschließen. Allerdings sind die damit erzeugten Referenzspannungen dann untereinander nicht mehr potentialfrei.

**Fazit**

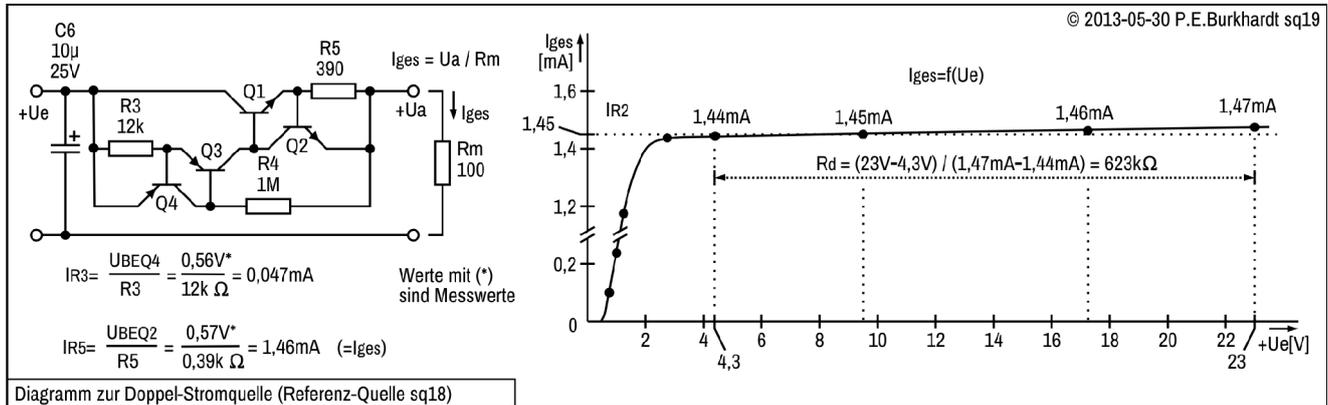
Die Referenz-Schaltung ist durch die separate Trafo-Wicklung potentialfrei und damit problemlos in einer Schaltung einsetzbar. Die erzeugte Referenzspannung ist sehr stabil (entsprechend des eingesetzten Referenz-IC) und durch die Stromquellen-Speisung absolut unabhängig von der Versorgung.



### Doppel-Konstantstrom-Quelle

Die LM336-Referenz (IC2) arbeitet besonders gut, wenn der Strom durch das Referenz-Element möglichst konstant bleibt. Das ist vergleichbar mit einer Z-Diode. Eingangsseitig wirken sich die Spannungsschwankungen über C6 negativ aus, ausgangsseitig wird der IC2-Strom durch die angeschlossene Referenz-Last beeinflusst.

Am Eingang ist ein großer Referenz-IC-Vorwiderstand wünschenswert, damit ein möglichst konstanter Strom auch bei großen Eingangs-Spannungsschwankungen fließt. Genau das leistet die eingesetzte Transistor-Konstantstrom-Quelle (Q1 bis Q4). Das folgende Bild enthält Testschaltung und Diagramm zur Ermittlung des differentiellen Widerstands  $R_d$ .



Ab ca. 4 V ist der Konstantstrom sehr stabil ( $R_d = 623 k$ ). Einflüsse der  $U_e$ -Schwankungen werden nahezu vollständig eliminiert. Das ist insbesondere auch der Teilstromquelle mit den Transistoren Q3 und Q4 zu verdanken, die als Arbeitswiderstand für die Hauptstromquelle Q1 und Q2 wirkt. Diese Doppelquelle ist einfach im Aufbau, aber hoch wirksam. Für die Transistoren sind fast alle Kleinleistungstypen geeignet, die Widerstände sollten Metallschicht-Ausführungen sein.

### Referenzquelle IC2 mit Ref-U-Abgleich durch VR6

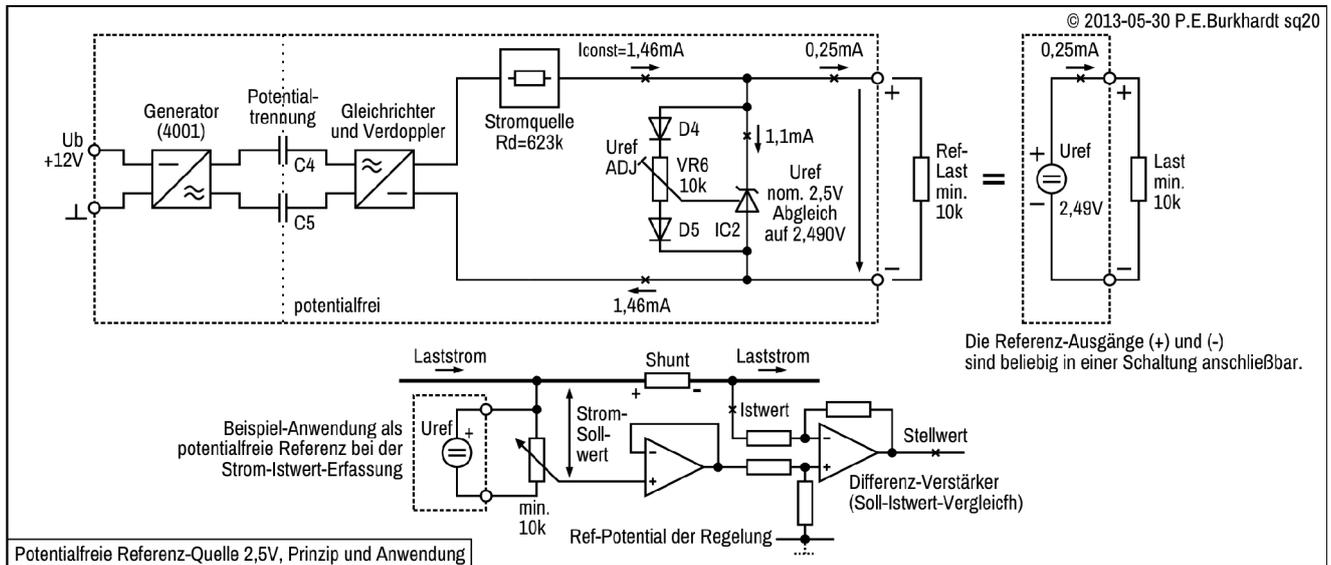
Die Referenzschaltung mit dem LM336 benötigt nur ca. 1,5 mA Strom. Ein geringer Teil davon fließt über den Adjust-Zweig (D4-VR6-D5), ein weiterer Teil über die Referenz-Last. Dieser Laststrom sollte idealerweise nur das 0,1-fache des LM336-Stroms betragen und ebenfalls konstant sein. Die Schaltung ist für eine nominale minimale Last von 10 k dimensioniert. Der untere Grenzwert wurde zu 3,3 k ermittelt, darunter ist  $U_{ref}$  nicht mehr stabil und bricht ein.

### Abgleich der Referenzspannung

Das Referenzelement LM336 kann über den Adjust-Anschluss auf genau 2,490 V Referenzspannung abgeglichen werden. Bei dieser Spannung hat  $U_{ref}$  den geringsten Temperaturgang. Dabei verschlechtert der TK des Trimm-Potis nicht den TK der Referenzspannung. Allerdings sollte das Poti einstellicher (10-Gang) und langzeitstabil sein. Die Dioden können beliebige Kleinleistungsdioden sein. Von Vorteil ist, wenn die Dioden die gleiche Temperatur wie der LM336 haben. Demzufolge sollten D5 und D6 auf der Leiterplatte nahe dem LM336 angeordnet sein.

## Prinzip und Anwendung der Referenzquelle

Das Prinzip und eine Anwendung der Referenzquelle mit kapazitiver Potentialtrennung sind im folgenden Bild dargestellt.



### Anwendung Stromregelung

Zur Stromregelung wird der Strom-Istwert am Shunt entnommen und mit dem einstellbaren Strom-Sollwert der beschriebenen Referenzschaltung verglichen. Die Differenz wird mit dem als Differenz-Verstärker arbeitenden OpAmp verstärkt. Am OpAmp-Ausgang kann das Stellsignal zur Ausregelung der Soll-Istwert-Differenz niederohmig entnommen werden. Das Referenz-Potential des Stromreglers (nicht invertierender OpAmp-Eingang) wird so gewählt, dass die Ansteuerung des Stromregler-Stellglieds problemlos möglich ist. Das OpAmp-Referenz-Potential kann GND, aber auch ein anderes sein. Der OpAmp gleicht entsprechende Potentialunterschiede durch seine Gleichtaktunterdrückung aus.

Auf einen wichtigen Aspekt sei hingewiesen. Der gesamte Strom der Referenzquelle fließt, potentialunabhängig von der Stromregelschaltung, wieder zurück zur Referenzquellen-Versorgung (Gleichrichterschaltung der Referenzquelle). Das bedeutet, der Referenzstrom fließt nicht über den Shunt und verfälscht damit nicht den Strom-Istwert.

### Beliebige Anordnung der Referenzquelle

Wie gezeigt, ist die Referenzquelle ohne Rücksicht auf die Potential-Situation in die Stromregler-Schaltung eingebunden. Der Shunt kann sich beliebig in der Plus-Schiene, aber auch in der Masseleitung befinden. Je nach Bedarf kann die Referenzquelle am (+)-Anschluss oder am (-)-Anschluss referenziert sein.

### Fazit

Die Referenzquelle mit kapazitiver Potentialtrennung hat den Vorteil, dass die Versorgung aus einer passenden DC-Quelle der Hauptschaltung erfolgen kann. Es ist keine separate Trafo-Wicklung erforderlich.

Die Referenzquelle ist problemlos an jeder benötigten Stelle in einer Schaltung einsetzbar. Die erzeugte Referenzspannung ist sehr stabil (entsprechend des eingesetzten Referenz-IC) und durch die Doppel-Stromquelle absolut unabhängig von der Versorgung. Eine 1,25V-Referenz (LM385Z-1.2) ist ohne große Schaltungsänderung möglich. Der Adjust-Zweig (D4, D5, VR6) entfällt dann.

# Operationsverstärker (Opamp)

An dieser Stelle soll nicht wiederholt werden, was 1000-fach im Web zu finden ist. Es sind aber einige grundlegende Fakten zum Opamp (Operation Amplifier) zusammengetragen, die beim praktischen Umgang mit diesen universellen Bauelementen hilfreich sein können. Natürlich ist dieser Beitrag stark von eigenen Erfahrungen geprägt (wie immer), keinesfalls vollständig und bezüglich der Opamp-Theorie vereinfacht.

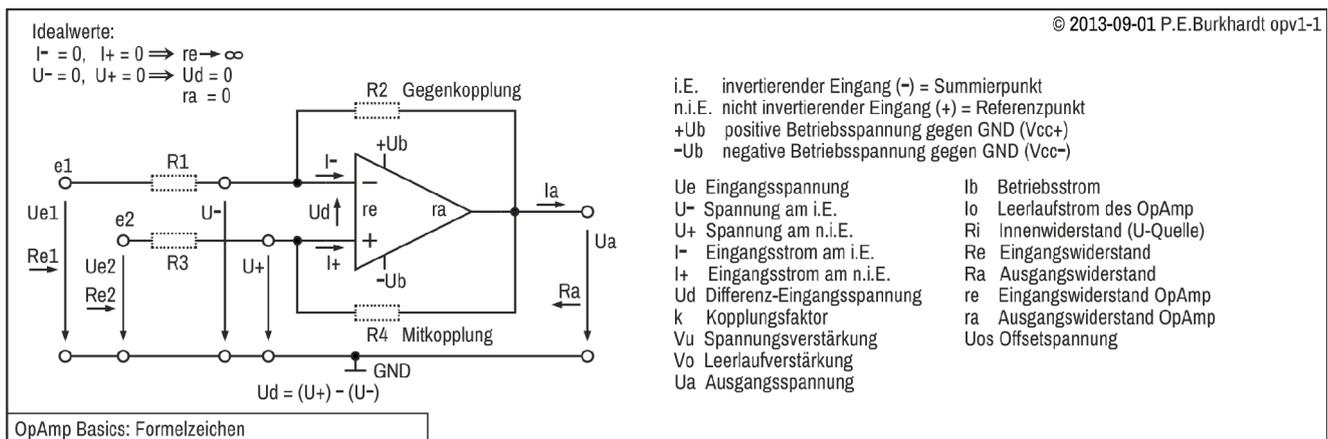
## Empfehlenswerte Quellen

- [1] Op Amp Applications, Walter G. Jung (Analog Devices)
- [2] Op Amps For Everyone, Ron Mancini, 2002 (Texas Instruments)
- [3] Elektronische Signalverarbeitung (Script mit Übungen), Gerhard Krucker, 2000 (Hochschule für Technik und Architektur Bern)
- [4] Op Amp Circuit Collection, Application Note 31, 2002 (National Semiconductor)
- [5] Handbook Of Operational Amplifier Applications, Application Report, Bruce Carter and Thomas R. Brown, 2001 (Texas Instruments)

## Grundlagen der OPV-Technik

Der OPV (Operationsverstärker) oder auch Opamp ist immer dann gefragt, wenn die Eigenschaften eines einfachen Transistors nicht mehr ausreichen, bestimmte Aufgaben zu erfüllen. Basis ist ein Differenzverstärker mit Zwischen- und Ausgangsstufe, so dass sich eine Anordnung ergibt, die mit einer meist einfachen äußeren Beschaltung für die unterschiedlichsten Signalverarbeitungs-Zwecke spezifiziert werden kann. Kern ist also ein universelles Bauelement (früher Baugruppe, siehe auch Section H in [1]), fast schon so einfach handhabbar wie ein Transistor, aber eben mit wesentlich besseren und vor allem anpassbaren Eigenschaften.

## Opamp-Grundsaltungen



### Invertierender Verstärker (Inverting Amp)

$$V_u = \frac{-U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (0 \leq V_u \leq V_o)$$

falls  $R_1=0 \Rightarrow V_u=0$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{-V_u} \quad -U_a = \frac{R_2}{R_1} * U_e$$

Bias-Strom-Kompensation (I- und I+):  
 $R_3 = R_1 \parallel R_2 \Rightarrow U^- = U^+ \Rightarrow U_d = 0$   
 oder ohne Komp.  $R_3 = 0$

$$R_e = R_1 + \frac{R_2}{V_o} \approx R_1 \quad R_a \rightarrow 0$$

falls  $R_1=R_2 \Rightarrow U_a = -U_e (= \text{Invertierer})$

### Nicht inv. Verstärker (Non-inverting Amp)

$$V_u = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1+R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1 \leq V_u \leq V_o)$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{V_u - 1} \quad U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) * U_e$$

Bias-Strom-Kompensation (I- und I+):  
 $R_3 = R_1 \parallel R_2 \Rightarrow U^- = U^+ \Rightarrow U_d = 0$   
 oder ohne Komp.  $R_3 = 0$

$$R_e \approx r_e * V_o * k \Rightarrow R_e \rightarrow \infty \quad R_a \rightarrow 0$$

$$k = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

### Spannungsfollower (Voltage Follower)

$$V_u = \frac{U_a}{U_e} = 1 \quad (U_a = U_e)$$

falls Uoff, Ud:  
 $U_a = U_e + U_{off} + U_d$

$$R_e \approx r_e * V_o \Rightarrow R_e \rightarrow \infty \quad R_a \rightarrow 0$$

© 2013-09-01 P.E.Burkhardt opv1-2

OpAmp Grundschaltungen: Verstärker, Spannungsfollower

### Summier-Verstärker (Summing Amplifier)

$$-U_a = R_2 \left( \frac{U_{e1}}{R_{11}} + \frac{U_{e2}}{R_{12}} \right)$$

falls  $R_2 = R_{11} = R_{12} \Rightarrow -U_a = U_{e1} + U_{e2}$

Bias-Strom-Kompensation (I- und I+):  
 $R_3 = R_{11} \parallel R_{12} \parallel R_2 \Rightarrow U^- = U^+ \Rightarrow U_d = 0$   
 oder ohne Komp.  $R_3 = 0$

$$R_{e1} \approx R_{11} \quad R_a \rightarrow 0$$

$$R_{e2} \approx R_{12}$$

### Differenz-Verstärker (Differential Amplifier)

allgemein gilt:  $U_a = (R_2/R_1) * \left[ \frac{1+(R_1/R_2)}{1+(R_3/R_4)} \right] * (U_{e2}-U_{e1})$

$$V_u = \frac{U_a}{U_{e2}-U_{e1}} \quad \text{falls } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (1 \leq V_u \leq V_o)$$

$$V_u = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{falls } R_1=R_3 \text{ und } R_2=R_4$$

$$U_a = \frac{R_2}{R_1} * (U_{e2}-U_{e1}) \quad \text{falls } R_1=R_3 \text{ und } R_2=R_4$$

Bias-Strom-Kompensation (I- und I+):  
 $R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_2 \Rightarrow U^- = U^+ \Rightarrow U_d = 0$

© 2013-09-01 P.E.Burkhardt opv1-3

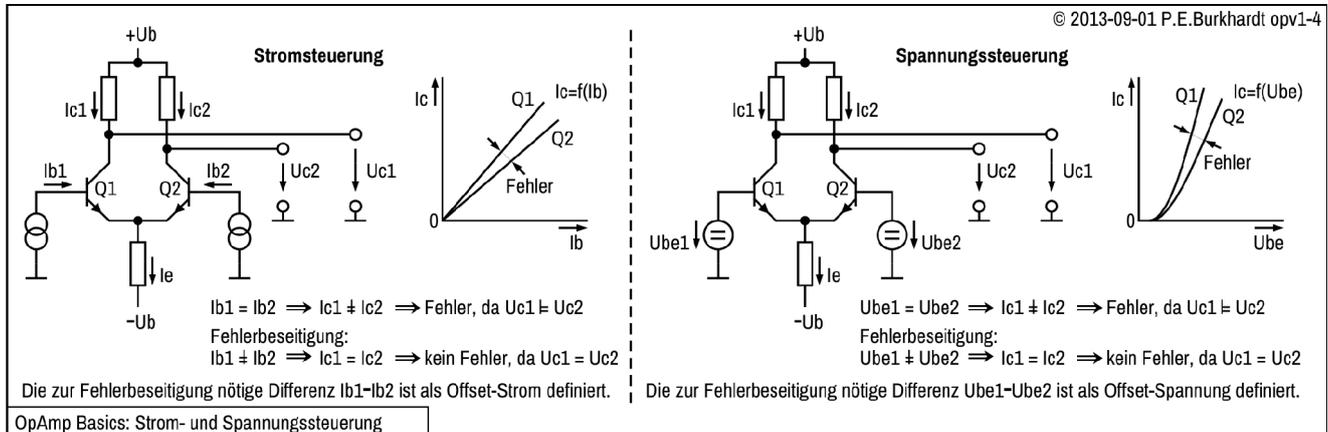
- $R_{e1} \approx R_1$
- $R_{e2} \approx R_3+R_4$
- deshalb niederohmig ansteuern (ggf. 2x Spannungsfollower), da ungleiche Quellwiderstände die CMR verringern
- Bsp:  $R_2=R_4=10k$
- $R_1=R_3=1k$
- $U_{e1}=2,5V$
- $U_{e2}=2,6V$
- dann ist  $U_a=1V$
- Je größer die Verstärkung  $V_u$  (bei  $R_1=R_3, R_2=R_4$ )
- und je genauer die Widerstände, desto höher ist die CMR (=Gleichtakunterdrückung) (Bsp. 80 dB bei alle R's 0,1%)
- Bessere Alternative: Instrumenten-Verstärker

OpAmp Grundschaltungen: Summier- und Differenz-Verstärker

## Opamp-Beschaltung

### Störgrößen am Opamp (bipolare Eingänge)

Normalerweise sollte am Opamp-Ausgang keine Spannung gegen GND messbar sein, wenn die Differenz-Eingänge des Opamps auf Null (GND) liegen. Beim idealen Opamp ist das so. Doch der praktische Opamp (nicht-ideale) hat einen Eingangs-Differenzverstärker, dessen Eingangskennlinien nicht völlig gleich sind.



Die Kollektorströme unterscheiden sich geringfügig, selbst bei gleichen Basiströmen und Stromverstärkungsfaktoren der Eingangstransistoren oder bei gleichen Spannungen an den Differenz-Eingängen. Zusätzlich wirken sich Temperaturänderungen negativ auf die Symmetrie des Differenzverstärkers aus. Es ist also eine Spannung am Opamp-Ausgang messbar, obwohl sie Null sein müsste.

#### Basisruhestrome (Eingangsstrom, Bias-Strom)

Selbst bei Opamp-Ausgangsspannung  $U_a = 0$  benötigt jeder der zwei bipolaren Eingangstransistoren einen gewissen Eingangsruhestrom. Erst dann stellt sich an den Kollektoren die nötige Spannung ein, die im weiteren Verlauf der Opamp-Schaltung zur Ausgangsspannung Null führt. Diese Basisruhestrome sind temperaturabhängig, was aber nicht zu einer Ausgangsspannungsänderung führt, wenn die Ströme gleich sind. Aufgrund des Differenzprinzips der Eingangsstufe machen sich nur Unterschiede am Ausgang bemerkbar.

In den Datenblättern wird nicht jeder Basisstrom für sich angegeben, sondern der arithmetische Mittelwert der beiden Basisruhestrome ( $I_B$ : Input Bias Current).

#### Offset-Strom (Input Offset Current)

Idealerweise sollten gleiche Basisruhestrome die Opamp-Ausgangsspannung Null ergeben. Damit trotz Unsymmetrie der Eingangsstufe die Ausgangsspannung zu Null wird, sind leicht unterschiedliche Basisströme erforderlich. Diese Differenz ist der Offset-Strom. So wie die Basisruhestrome selbst ist auch der Differenzstrom temperaturabhängig und verursacht eine entsprechende Temperaturdrift.

Diese Temperaturdrift des Offset-Stroms und auch die absolute Größe der Basisruhestrome sind wichtige Kenngrößen eines Opamps, je niedriger, desto besser. Kleinere Werte für Basisruhestrome, Offset-Strom und Offset-Strom-Drift führen zu einem geringeren Fehler der Ausgangsspannung.

Während die Eingangs-Basisruhestrome direkt messbar sind (mit entsprechend empfindlicher Messtechnik bzw. -schaltung), kommt der Offset-Strom im Opamp direkt nicht vor, sondern ist nur eine Hilfsgröße zur qualitativen Kennzeichnung der Opamp-Eingangsstufe und damit auch des gesamten Opamps.

#### Offset-Spannung (Input Offset Voltage)

Bei Betrachtung der Basisruhestrome wird von der Stromsteuerung ausgegangen (Stromquelle mit unendlich hohem Innenwiderstand), d.h. der Kollektorstrom jedes Eingangstransistors ist eine Funktion seines jeweiligen Basisstroms ( $I_c = f(I_b)$ , siehe im Bild links).

Werden die Opamp-Eingänge spannungsgesteuert, d.h. der Kollektorstrom jedes Eingangstransistors ist eine Funktion seiner jeweiligen Basis-Emitter-Spannung ( $I_c = f(U_{be})$ , siehe im Bild rechts), führen auch hier die ungleichen Eingangskennlinien der Transistoren zu einer Opamp-Ausgangsspannung, die eigentlich Null sein müsste.

Damit trotz dieser Unsymmetrie die Ausgangsspannung zu Null wird, sind leicht unterschiedliche Basis-Emitter-Spannungen erforderlich. Diese Differenz ist die Offset-Spannung. Allgemein wird ersatzweise diese Offset-Spannung als zusätzliche Spannungsquelle am (-)-Eingang (n.i.E.) des Opamps gesehen.

Das heißt, die Offset-Spannung ist der Spannungsbetrag, der zusätzlich an den Differenzeingängen wirken muss, damit die Ausgangsspannung Null wird. Auch die Offset-Spannung ist also nicht direkt messbar, sondern nur eine Hilfsgröße zur qualitativen Kennzeichnung der Opamp-Eingangsstufe.



**Einfluss der Eingangsströme**

Damit nur  $U_{off}$  und nicht unterschiedliche Eingangsströme auf  $U_a$  Einfluss haben, müssen die Widerstände  $R_a$  und  $R_b$  sehr niederohmig sein. Bei  $10 \mu A$  und z.B.  $2 nA$  Eingangsstrom (Bias current) entsteht nur eine Fehlerspannung von  $0,02 \mu V$ . Die Offset-Spannung  $U_{off}$  ist mindestens 100 mal so hoch (beim OP07A typisch  $10 \mu V$ ).

**Einfluss der Thermospannung**

Beim Präzisions-Opamp OP07 ist die mögliche Thermospannung an den Eingangsanschlüssen nicht zu vernachlässigen. Werden zwei verschiedene Metalle verbunden, entsteht eine Thermospannung, die sich als Fehlerspannung an den Opamp-Eingängen bemerkbar machen kann. Diese Thermospannung kann mehrere Mikrovolt pro  $^{\circ}C$  erreichen. Damit sich die Thermospannung nicht auswirkt, sollten beide Opamp-Eingänge gleich beschaltet sein, das gilt sowohl elektrisch als auch mechanisch (Layout, gleiche Metallverbindungen, gleiche Temperatur). Auch deshalb gibt es die Widerstände  $R_b$  und  $R_d$ . Nur bei exakt gleich angeschlossenen Eingängen mit gleichen Bauelementen wirken gleiche Fehler an den Opamp-Eingängen, die sich aber aufheben und somit nicht am Ausgang wirksam werden.

**Thermospannung an Widerständen ([1], Seite 771 ff.)**

Welche Bedeutung die Thermospannung hat, soll an einem vermeintlich einfachen Bauelement, dem Widerstand, gezeigt werden. Jeder Widerstand besteht aus unterschiedlichen Materialien, mindestens aus dem eigentlichen Widerstandsmaterial und den beiden Anschlüssen (egal ob Drahtanschlüsse oder Lötanschlüsse für die Oberflächenmontage). Sind nun zwei leitende (metallene) Stoffe verbunden, wirkt an dieser Stelle die Thermospannung. Die Höhe dieser Spannung hängt von der Materialkombination der Verbindung ab und von deren Temperatur. Die Polarität hängt davon ab, wie die verbundenen Materialien in der thermoelektrischen Reihe angeordnet sind. Bei Widerständen heben sich normalerweise die materialbedingten Thermospannungen beider Anschlüsse auf, da die Anschlüsse gleiche Materialfolge haben, aber baubedingt in entgegengesetzter Richtung. Hat aber ein Ende des Widerstands eine andere Temperatur als das andere Ende, wirken sich die temperaturbedingten Abweichungen beider Thermospannungen aus und es resultiert für den gesamten Widerstand (als Bauelement) nach außen eine Thermospannung, die an hochempfindlichen Opamp-Eingängen Probleme bereiten kann.

Es ist also wichtig, dass bei Widerständen von einem Ende zum anderen möglichst kein Temperaturgefälle besteht. Außerdem sollten wirklich nur baugleiche Widerstände am (-)-Anschluss und (+)-Anschluss des Opamps Verwendung finden. Natürlich spielt die Art des Widerstands eine entscheidende Rolle.

Kostengünstige Kohleschicht-Widerstände können Thermospannungen von mehreren hundert Mikrovolt pro  $^{\circ}C$  haben. Metallfilm-Widerstände liegen bei ca.  $10$  bis  $20 \mu V/^{\circ}C$ .

Ebenso spielen Einbaulage und Abmessungen eine große Rolle. Bei bedrahteten Widerständen z.B. ist der stehende Einbau auf der Leiterplatte ungünstig, da Wärmeabfuhr und Konvektion an den beiden Anschlüssen unterschiedlich sind. Das verursacht dann ein höheres Temperaturgefälle im Gegensatz zum liegend eingebauten Widerstand. Kleine Widerstände mit niedriger Belastung sind grundsätzlich vorteilhaft. Bei SMD-Widerständen ist eine Temperaturdifferenz an den Anschlüssen kaum zu erwarten.

Hat ein Widerstand nur  $1^{\circ}C$  Temperaturdifferenz zwischen seinen Enden, kann das bei falscher Opamp-Beschaltung zur Katastrophe führen. Wirkt die resultierende Thermospannung von z.B.  $20 \mu V$  an einem Opamp-Eingang (ohne entgegengesetzt wirkenden Ausgleich am anderen Opamp-Eingang), nützt der beste Präzisions-Opamp nichts. Die typische OP07A-Offset-Spannung von  $10 \mu V$  wäre dann bereits untergeordnet. Deshalb ist es auch nicht immer sinnvoll, die Kompensation der Offset-Spannung per manuellem Abgleich auf die Spitze zu treiben.

**Wann und wie sollte der Offset-Spannungs-Abgleich erfolgen?**

Man kann die Opamp-Außenschaltung so gestalten, dass im späteren Betrieb zu jeder Zeit ein Offset-Abgleich auf der fertigen Platine durchgeführt werden kann. Eine Vereinfachung ergibt sich aber, wenn der Opamp schon vor dem Einbau auf dem Bread-Board abgeglichen wird. Dazu ist die Mess-Schaltung (siehe Bild rechte Schaltung) gut geeignet. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  werden bei Raumtemperatur solange verändert, bis sich am Opamp-Ausgang weniger als  $1 mV$  einstellen. Die Betriebsspannung  $U_b$  sollte den späteren Betriebsbedingungen entsprechen. Alle Widerstände sollten mindestens Metallschicht-Widerstände mit geringem Temperaturkoeffizienten sein. Das betrifft vor allem  $R_1$  und  $R_2$ , die später in der Anwendungsschaltung verwendet werden.

Es werden sich nicht immer 2 Widerstände finden, die zu  $U_a$  nahe Null führen. Es ist ja auch noch die Forderung zu erfüllen, dass die Summe beider Widerstände in der Nähe von  $20 k\Omega$  bleibt. Eine Parallel- oder Serienschaltung ist also meistens erforderlich. Unbedingt sollten die ausgesuchten Widerstände auch diejenigen sein, die später in der Schaltung eingelötet werden. Entsprechende Lötstützpunkte haben sich bewährt, so dass bei Bedarf in der fertigen Platine doch noch eine Veränderung möglich ist.

Der Abgleich auf dem Bread-Board hat noch einen weiteren Vorteil. Schon frühzeitig kann derjenige Opamp aus der Bastelkiste ausgewählt werden, der dem späteren Einsatz am besten gerecht wird. Je kleiner das zu verarbeitende Signal und je hochohmiger die Schaltung ist, desto kleiner sollte die Opamp-Ausgangsspannung schon ohne R1 und R2 sein. Sehr gut ist es, wenn bei kritischen Anwendungen überhaupt keine Offset-Kompensation erforderlich ist. Über die Offset-Eingänge können leicht Störspannungen eingeschleppt werden.

In hochverstärkenden sensiblen Schaltungen muss das Gesamtkonzept stimmen. Die Opamp-Beschaltung ist mindestens genauso wichtig wie die Qualität des eingesetzten Opamps.

#### **Warum kein Abgleich mit Trimm-Poti?**

Trimm-Potis vereinfachen zwar den Abgleich, aber sie sind später eine potentielle Fehlerquelle (temperaturbedingte Widerstandsänderung, Schleiferkontakt u.a.). Außerdem ist dann der Offset-Abgleich vor dem endgültigen Opamp-Einbau nicht sinnvoll, denn wie soll ein abgeglichenes Trimm-Poti ohne Wertänderung den Weg aus der Test-Schaltung auf die fertige Platine schaffen?

#### **Messen der Opamp-Ausgangsspannung $U_a$**

Da nur auf Null abgeglichen wird, spielt die Messgenauigkeit des Millivoltmeters (vorzugsweise mit bipolarer digitaler Anzeige) keine allzu große Rolle. Es hat sich aber bewährt, das in der Mess-Schaltung angegebene Filter (Folie-Kondensator C1, R3) zu verwenden. Am gleichzeitig angeschlossenen Analog-Oszi ist eine deutliche Verringerung des  $U_a$ -Rauschpegels zu beobachten. Damit wird die Digitalanzeige des Millivoltmeters ruhiger. Immerhin wird ja mit einer Verstärkung von rund 1000 gearbeitet.

#### **Kompensationsspannung stabilisiert und störfrei zuführen**

Aufgrund der geringen Eingangspegel der dem Opamp zugeführten Kompensationsspannung kann jede kleine Störung auf den Opamp-Kompensationsanschlüssen wegen der hohen Opamp-Verstärkung eine zusätzliche Ausgangsspannung bewirken. Durch den dann verfälscht gemessenen Wert der Ausgangsspannung ist eine genaue Offset-Kompensation nicht möglich. Auch Rauschen und langsame Änderungen der Opamp-Betriebsspannung  $+U_b$  kann zu Fehlern führen.

Die Opamp-Versorgung sollte deshalb stabilisiert sein. Außerdem ist es vorteilhaft, unmittelbar am Schleifer des Offset-Potis einen Abblock-C vorzusehen. Die Leitungen ab VR1-Schleifer bis zu den Opamp-Offset-Anschlüssen (Pin 1, Pin 8) sind als stöempfindliche Signalleitung zu betrachten und entsprechend kurz zu halten.

#### **Keinen System-Abgleich mit dem Offset-Abgleich durchführen**

Wer auf den Gedanken kommt, mittels Offset-Abgleich irgendwelche Nullpunkte der gesamten Schaltung (vielleicht noch mit mehreren Opamps) zu erzwingen, sollte dies sofort wieder vergessen. Die Offset-Abgleichpunkte sind nur für den jeweiligen Opamp da und für eine Opamp-Ausgangsspannung von Null geeignet. Eine gewollte Symmetrie-Verschiebung der Opamp-Differenz-Eingangsstufe kann nicht nur zu Fehlern führen, sondern kann auch zu unübersichtlichen Pegelverhältnissen in einer größeren Schaltung führen. Es hat sich bewährt, wenn Pegel-Korrekturen dort vorgenommen werden, wo die Fehler entstehen und nicht irgendwo am Ende der Signalverarbeitungskette.

#### **Einlaufzeit beachten**

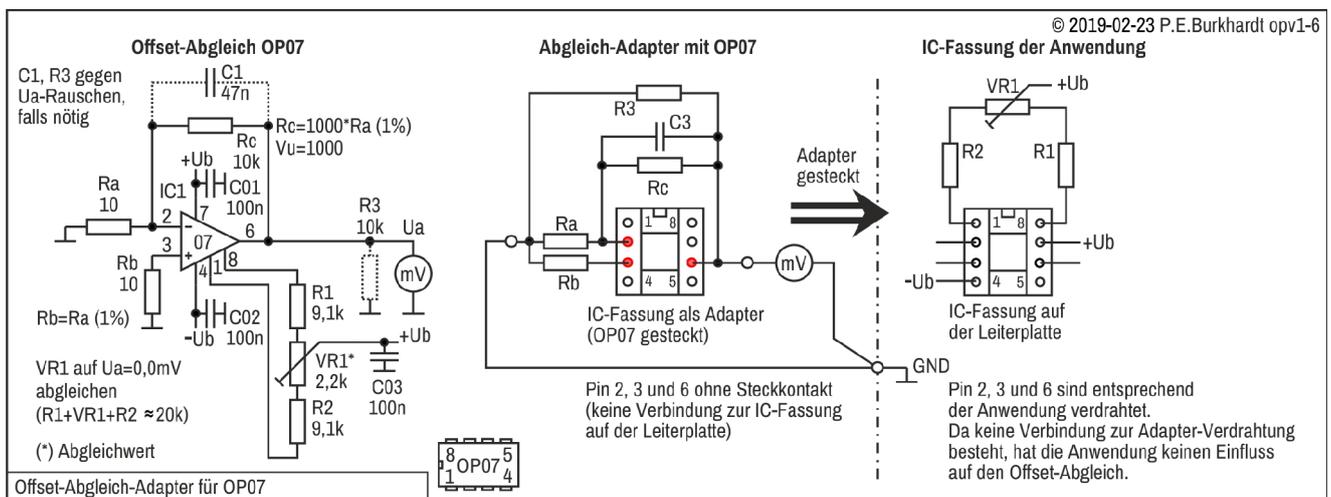
Wichtig ist auch, dass z.B. der OP07A wenigstens eine Minute zum thermischen Einlaufen braucht, bis sich stabile  $U_a$ -Werte ergeben (siehe auch OP07-Datenblatt). Der Abgleich kann sich also hinziehen.

### Adapter für den Offset-Abgleich OP07

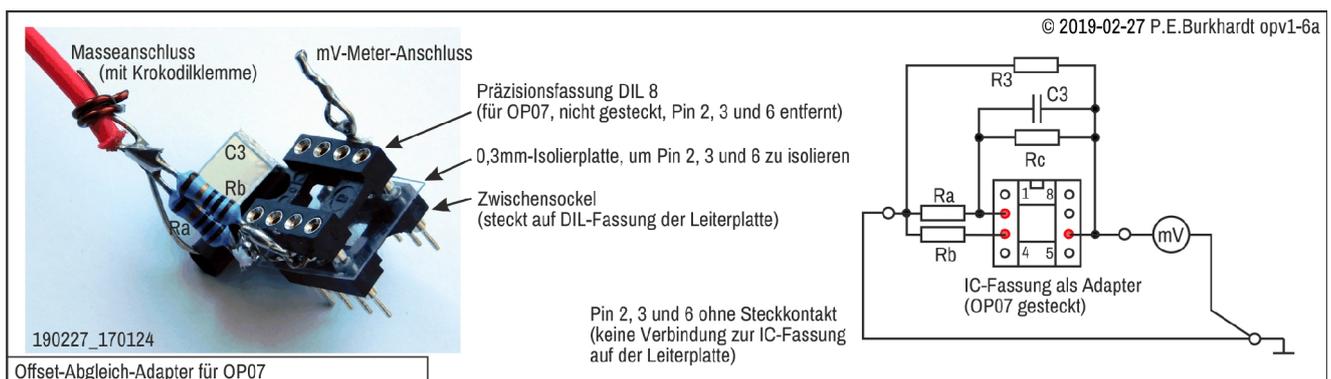
Für den Opamp OP07 wurde ein Adapter gebaut, der den Offset-Abgleich eines auf IC-Fassung gesteckten OP07 erlaubt, ohne dass die Beschaltung des OP07 in der konkreten Anwendung störend wirkt und den Offset-Abgleich beeinflusst. Dazu wird der Opamp in den Adapter gesteckt und der Adapter in die IC-Fassung der Leiterplatte.

**Eigenschaften:**

- Adapter besteht aus IC-Fassung mit Beschaltung als invertierender Verstärker mit  $V_u = 1000$
- Die Abgleichelemente des Opamp befinden sich auf der Leiterplatte der Anwendung.
- Zwischen dem gesteckten Adapter und der Anwendung besteht für die Opamp-Eingänge sowie für den Opamp-Ausgang keine Verbindung.
- Die Anwendungsschaltung bleibt vom Offset-Abgleich unbeeinflusst bzw. die Anwendungsschaltung wirkt nicht störend auf den Offset-Abgleich.
- Opamps mit gleicher Anschlusslage wie der OP07 können mit dem gleichen Adapter ebenfalls abgeglichen werden.
- Das Adapter-Prinzip lässt sich modifiziert auch auf andere Opamps anwenden, die getrennte Anschlüsse für den Offset-Abgleich besitzen.



Im Bild ist links die zugrunde liegende Schaltung für den Offset-Abgleich dargestellt, so wie sie im vorigen Abschnitt schon beschrieben wurde. Die Bildmitte zeigt die Beschaltung des Adapters. Da sich die verwendete Präzisionsfassung ohne Probleme auf eine weitere Präzisionsfassung stecken lässt, also gestapelt werden kann, ist die Anwendung des Adapters einfach.



### Forderungen an die Leiterplatte der Opamp-Anwendung

Der Opamp OP07 muss auf einer Präzisions-Fassung gesteckt sein. Außerdem müssen die Offset-Einstellelemente auf der Leiterplatte angeordnet sein. Über der Opamp-Fassung muss in der Höhe genug Platz für den Adapter samt Beschaltung und gestecktem Opamp sein.

### Vor- und Nachteile des Offset-Abgleich-Adapters

Die Beseitigung des Opamp-Offsets ist nicht von der Anwendungsschaltung abhängig, sondern betrifft nur den betreffenden Opamp. Es sollen ja Fehler der Differenzeingangsstufe des Opamp beseitigt werden, und zwar unabhängig von der Opamp-Beschaltung. Eine Trennung von der Anwendung ist also nicht nur sinnvoll, sondern unbedingt nötig.

Um den Offset-Abgleich beim fest eingelöteten Opamp auf der Leiterplatte realisieren zu können, müssten entsprechende Auftrennungen erfolgen, die dann per Jumper wieder geschlossen werden. Das ist relativ umständlich. Außerdem müsste die Art und Weise des Offset-Abgleichs schon bei der Entwicklung der Leiterplatte berücksichtigt werden.

Der Adapter trennt den abzugleichenden Opamp von der Anwendungsschaltung, da die Stifte der Adapterfassung der Opamp-Eingänge und des Ausgangs entfernt sind. Die Offset-Abgleich-Schaltung des Adapters kann optimal gestaltet werden ( $V_u = 1000$ , Widerstände  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ ). Jumper-Setzen oder Löten auf der Leiterplatte der Anwendung ist nicht nötig.

Der Offset-Abgleich kann auch zu einem späteren Zeitpunkt wiederholt werden, ohne dass auf der Leiterplatte Veränderungen vorgenommen werden müssen.

Einziger Nachteil ist, dass der Opamp in der Anwendungsschaltung auf einer Präzisions-Fassung gesteckt sein muss, um den Adapter anwenden zu können. Da dies aber im Hobby-Bereich sowieso nützlich ist, kann das Stecken eher als Vorteil gewertet werden.