

17 Elektronik

Dieser Abschnitt besteht aus drei Versuchen, die zur Wahl stehen, und im folgenden separat aufgeführt werden:

17.1 Kennlinie der Vakuum-Diode

17.2 Der Transistor

17.3 Der Operationsverstärker

Sprechen Sie die Auswahl bitte rechtzeitig mit Ihren Praktikumpartnern und Ihrem/r Betreuer/in ab.

17.1 Kennlinie der Vakuum-Diode

17.1.1 Stichworte

Vakuumdiode, Röhrendiode, Glühelatronenemission, Austrittsarbeit, Anlaufstrom, Kontaktspannung, RICHARDSON Gesetz, SCHOTTKY-LANGMUIR Raumladungsgesetz, Fermi-Statistik, Boltzmann-Verteilung.

17.1.2 Literatur

BS-2; BS-6; Barkhausen; Walcher; Gerthsen; Kittel; Geschke.

17.1.3 Zubehör



Bild 17.1: Ein Bild des Versuchs »Diode«.

Bild 17.1 zeigt ein Foto des Versuches mit Zubehör: 1 Röhre GRD7, 1 kontinuierlich veränderlicher Widerstand $1\ \Omega$ für die Heizung, 1 Widerstand $200\ \Omega$ mit Mittenanzapfung, 1 Netzgerät (0-220 V, 1 A), 1 Mikroampèremeter, 1 Schutzwiderstand $2,2\ k\Omega$, 1 Schiebewiderstand $600\ \Omega$, 1 Netzgerät 6 V, 1 Voltmeter (Messbereich 10 V, 50 V, 250 V), 2 Ampèremeter (Messbereich 2,5 A, 5 mA, 10 mA), 2 Schalter.

17.1.4 Grundlagen

Die Emission von Elektronen aus Metallen ist Grundlage für verschiedene technische Geräte wie Elektronenröhren oder Photomultiplier. Durch Zuführen von Energie über äußere Einwirkungen werden Elektronen aus Metallen oder anderen Festkörpern in den Außenraum gebracht.

Eine Möglichkeit der Energiezufuhr ist die Glühemission – die Emission von Elektronen aus einem bis zum Glühen erhitzten Metall. Ein wichtiger Parameter hierbei ist die Austrittsarbeit W_A , also die Energie, die einem Leitungselektron in einem Metall zugeführt werden muss, um es aus dem Metall ins Vakuum zu überführen. Die Austrittsarbeit liegt typisch zwischen 1 eV und 5 eV. Sie hängt vom Metalltyp ab und ist besonders gering für Alkalimetalle. Bei Raumtemperatur ist die thermische Energie der Leitungselektronen von der Größenordnung 1% der

Austrittsarbeit W_A . Einige Elektronen übertreffen jedoch diese Schwelle (Geschwindigkeitsverteilung).

Der Anteil des Elektronengases im Metall am oberen Ende der Geschwindigkeitsverteilung, deren Energie die Austrittsarbeit W_A übertrifft, steigt mit der Temperatur T proportional zu $T^2 \cdot e^{-W_A/(k_B T)}$. Die Stromdichte j der emittierten Elektronen in Abhängigkeit von der Temperatur T und der Austrittsarbeit W_A wird durch die Richardson-Gleichung beschrieben:

$$\text{Richardson-Gleichung: } j = A_R \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{W_A}{k_B T}} \quad (17.1)$$

mit: j = Stromdichte (der Elektronen) [A/m^2]; A_R = Richardson-Konstante [$\text{A}/(\text{m}^2 \text{K}^2)$]; W_A = Austrittsarbeit [J]; k_B = Boltzmann-Konstante [J/K]; T = Temperatur [K].

Die Richardson-Konstante als Proportionalitätsfaktor in der Richardson-Gleichung ist

$$A_R \approx 6 \times 10^{-3} \text{ A m}^{-2} \text{ K}^{-2}. \quad (17.2)$$

Die Richardson-Konstante ist für alle reinen Metalle mit gleichmäßig emittierender Oberfläche etwa gleich. Zur Verringerung der Austrittsarbeit W_A werden die Kathoden mit BaO und Alkalimetallbeimengungen überzogen und direkt oder indirekt beheizt.

Eine Anwendung der Glühemission ist die Röhrendiode. Sie ist der einfachste Röhrentyp und besteht aus Kathode und Anode. Da Elektronen nur von Kathode zu Anode strömen können, dient sie auch als Gleichrichter. Der Anlaufstrom ist der Strom, der in einer Röhrendiode auch ohne äußere angelegte Spannung fließt. Die durch die Heizung der Kathode freigesetzten Elektronen erzeugen auch ohne äußere Spannung einen Strom zwischen Kathode und Anode. Erst durch Anlegen einer hinreichend großen Gegenspannung kommt der Anlaufstrom zum Erliegen. Die Anlaufstromkennlinie ist ein Abbild des hochenergetischen Teiles der Maxwell-Verteilung.

$$I = I_0 \cdot e^{-\frac{e|U|}{k_B T}} \quad (17.3)$$

Der Innenwiderstand R_i des Strommessers kann die Anodenspannung U_A gegenüber der gemessenen Spannung U um bis zu einigen 0,1 V verfälschen ($U_A = U - R_i I$).

Das nachfolgende Bild 17.2 zeigt das Schema und die typische Kennlinie einer Röhrendiode. Im Raumladungsbereich gilt das Schottky-Langmuirsche Raumladungsgesetz:

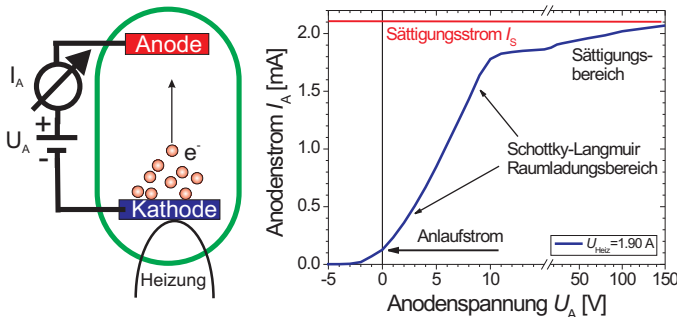


Bild 17.2: Das Schema und die Kennlinie einer Röhrendiode.

$$j = \frac{4}{9} \epsilon_0 \cdot \sqrt{\frac{2e}{m_e}} \cdot \frac{(U_A - U_K)^{3/2}}{\ell^2} \quad (17.4)$$

wobei ℓ der Abstand Anode-Kathode, U_K die Kontaktspannung, e die Elementarladung und m_e die Elektronenmasse ist. Zur Herleitung kann man eine zylindrische Kathode-Anode Anordnung verwenden und über die Poisson-Gleichung und den Strom die Formel ableiten.

17.1.5 Fragen

1. Erklären Sie den Aufbau und die Arbeitsweise einer Vakuumdiode.
2. Erläutern Sie in diesem Zusammenhang den Begriff der Austrittsarbeit eines Materials.
3. Erklären Sie mit Hilfe der Kennlinien die Bereiche *Anlaufstromgebiet*, *Raumladungsgebiet* und *Sättigungsstromgebiet* (Skizze). Was ist im Versuchsfall die Kontaktspannung U_K ?
4. Geben Sie die Strom/Spannungsformeln für alle drei Bereiche an. Erklären Sie bitte qualitativ das Zustandekommen der Gesetzmäßigkeiten, insbesondere des Richardson-Gesetzes. Warum ist das ein Nichtgleichgewichtsvorgang?
5. Wie verändern sich die Kennlinien der Diode mit der Temperatur (grafisch)?
6. Leiten Sie bitte die Schottky-Langmuir Raumladungsformel ab. Gehen Sie dabei von kreisförmiger Anode und Kathode mit Durchmesser R aus, die im Vakuum den Abstand l haben (Zylindersymmetrie).

17.1.6 Weiterführendes

1. Leiten Sie bitte das Richardson-Gesetz für die Glühemission her. Gehen Sie dabei nicht von der Maxwellverteilung sondern von der Fermiverteilung für die Elektronenenergie aus.
2. Versuchen Sie, den Sättigungsstrom über die Maxwell-Verteilung herzuleiten. Warum ist das Ergebnis falsch und wie wird es richtig?

17.1.7 Durchführung

Die Versuchsschaltung ist in Bild 17.3 skizziert.

1. Schaltung: Die Röhre GRD7 ist eine Diode, an deren zylindrische Anode sich auf beiden Seiten Schutzringe anschließen. Diese Schutzringe sollen auf Anodenpotenzial liegen, ohne dass der Strom über sie im Anodenkreis mitgemessen wird.
2. Für drei verschiedene Heizströme $1,9 \text{ A} \leq I_H \leq 2,1 \text{ A}$ messe man $I_A(U_A)$. I_A Anodenstrom, U_A Anodenspannung ($-10 \text{ V} \leq U_A \leq 150 \text{ V}$). Im Anlaufstromgebiet kann statt der digitalen Multimeter das empfindlichere Analog-Messgerät verwendet werden. Messen Sie insbesondere den Anlaufstrom ($U_A=0 \text{ V}$) und die Spannung $U_A(I_A=0)$, bei welcher der Strom verschwindet. Im Raumladungsgebiet sollte die Schrittweite beim Verändern der Anodenspannung 2 V nicht überschreiten. Im Sättigungsbereich kann die Schrittweite erhöht werden. Beachten Sie bitte Bem. 17.1.10
3. Für $U_A=125 \text{ V}$ messe man den Sättigungsstrom $I_S(I_H)$ in Abhängigkeit vom Heizstrom ($1,8 \text{ A} \leq I_H \leq 2,15 \text{ A}$). Es empfiehlt sich $\Delta I_H = 0,05 \text{ A}$ zu wählen.

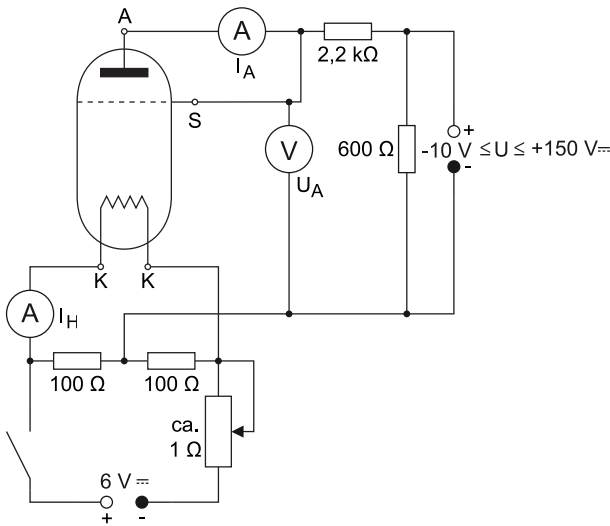


Bild 17.3: Schaltskizze zur Messung der Diodenkennlinie.

4. Aus der dem Versuch beiliegenden Eichkurve $T(I_H)$ (oder mit Hilfe von Gleichung (17.5)) bestimme man die zu I_H gehörende Kathodentemperatur T .
5. Man notiere (oder messe) die Innenwiderstände R_i der verwendeten Messinstrumente.

17.1.8 Angaben

Die Temperatur der Kathode kann auf dem neben der Apparatur ausgelegten Blatt abgelesen werden, oder über die lineare Regression

$$T(I_H) = a \cdot I_H + b \quad (17.5)$$

mit den Werten $a = 579 \text{ K/A}$ und $b = 1\,150,2 \text{ K}$ berechnet werden.

Für Wolfram beträgt die Austrittsarbeit $W_A = 4,50 \text{ eV}$. Die Richardsonkonstante für Wolfram beträgt $A_R = 72 \text{ A K}^{-2} \text{ cm}^{-2}$.

17.1.9 Auswertung

1. Man zeichne $I_A(U_A)$ mit I_H als Parameter.
2. Man zeichne $I_A^{2/3}(U_A)$ und grenze das Raumladungsgebiet ab. Aus dem Abszissenabschnitt der im Raumladungsgebiet angepassten Geraden ergibt sich das Kontaktpotenzial U_K .
3. Aus der doppelt logarithmischen Auftragung $I_A(U_A - U_K)$ ermittle man den Exponenten von U_A im Raumladungsgesetz.
4. Man trage I_S/T^2 gegen $1/T$ halblogarithmisch auf, prüfe die Gültigkeit des Richardson-Gesetzes und bestimme die Austrittsarbeit W_A der W-Kathode. Kann man dies mit der oben angegebenen Richardsonkonstante in Einklang bringen, d.h. welche Fläche A brauchen wir für den gemessenen Strom?

-
5. Man schätze die Fehler für I_A und U_A aufgrund der Innenwiderstände R_i der verwendeten Instrumente ab.

17.1.10 Bemerkungen

Achten Sie bei den Multimetern auf die Messbereiche. Im 10 A Eingang ist keine Sicherung mehr für das Gerät zwischengeschaltet.

17.2 Der Transistor

17.2.1 Stichworte

Halbleiter, Dotierung, Fermi-Niveau, Leitfähigkeit und Temperaturabhängigkeit, Wirkungsweise eines Transistors, Transistor in Emitterschaltung, ungedämpfte elektrische Schwingung, Rückkopplung, Verstärkung, Stromverstärkung, Spannungsverstärkung, Leistungsverstärkung

17.2.2 Literatur

Gerthsen; BS-2; NPP; Walcher; Dem-2; Geschke.

17.2.3 Zubehör

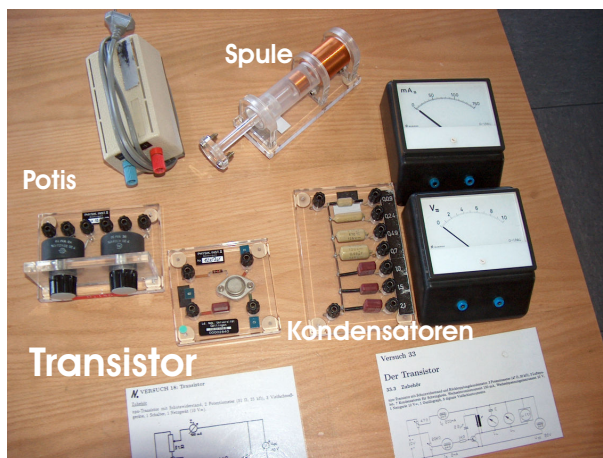


Bild 17.4: Der Versuch »Transistor«.

Bild 17.4 zeigt ein Foto des Versuches mit Zubehör: npn-Transistor mit Schutzwiderstand und Rückkopplungskondensator, 2 Potenziometer ($47\ \Omega$, $20\ \text{k}\Omega$), 2 Luftspulen, 7 Kondensatoren für Schwingkreis, Wechselstrominstrument 150 mA, Wechselspannungsinstrument 10 V, 1 Netzgerät 10 V=, 1 Oszilloskop, 3 digitale Vielfachinstrumente.

17.2.4 Grundlagen

Ein Transistor ist ein Halbleiterbauelement mit zwei pn-Übergängen. Er wird hauptsächlich zur Steuerung und Verstärkung von Signalen, aber auch als Schalter eingesetzt. Man unterscheidet zwischen bipolaren und unipolaren (Feldeffekt-)Transistoren. Bipolare Transistoren sind strom- und unipolare spannungsgesteuert. Unipolare Transistoren nehmen wesentlich weniger Leistung auf als bipolare. Deswegen verdrängen sie heutzutage vor allem in der Mikroelektronik hochintegrierter Schaltkreise immer mehr die bipolaren Typen. Ein bipolarer Transistor besteht im Wesentlichen aus zwei pn-Übergängen, wobei die Reihenfolge der Schichten den Namen des Transistors bestimmt: npn- oder pnp-Transistor.

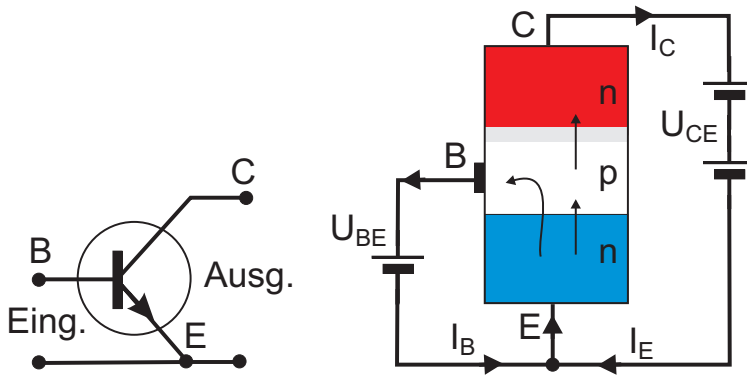


Bild 17.5: Schaltzeichen, Schema und Emitterschaltung eines npn-Transistors.

Abbildung 17.5 zeigt das Schaltzeichen eines npn-Transistors, eine Emitterschaltung, sowie ein Funktionsschema. Die Basis B ist die Elektrode an der mittleren Schicht, an ihr werden die Steuersignale angelegt. Der Kollektor C ist die Elektrode an einer der äußeren Schichten. Sie liegt im Allgemeinen auf positivem Potenzial bei npn- und auf negativem Potenzial bei pnp-Transistoren gegenüber dem Emitter E , der Elektrode an der zweiten äußeren Schicht. In der Regel sind Transistoren nicht symmetrisch aufgebaut. Kollektor- und Emitteranschluss dürfen nicht vertauscht werden. Der Kollektor sammelt Majoritätsladungsträger der Mittelschicht und gibt sie am Emitter wieder aus. Der Stromfluss der Basis-Majoritätsladungsträger geht also immer vom Kollektor zum Emitter.

Zwischen Kollektor C und E liege eine positive Spannung U_{CE} . Ist nun B negativ gegenüber E , so kann kein Strom zu C fließen, da sowohl die BC-, als auch die EB-Diode in Sperrrichtung geschaltet sind. Ist dagegen B positiv gegen E , so ist die BE-Diode in Durchlassrichtung geschaltet und Elektronen gelangen von der n- in die p-Zone. Ist die mittlere freie Weglänge der Elektronen bis zur Rekombination mit einem Gitterloch groß genug und die p-Schicht dünn genug, so können die Elektronen bis zum BC-Übergang diffundieren, wo sie wegen der positiven U_{CE} -Spannung zum Kollektor hin abgesaugt werden: ein Strom fließt.

Das Vierquadranten-Kennlinienfeld ist eine Möglichkeit zur kompakten Darstellung der Abhängigkeiten aller Eingangs- und Ausgangsströme und -spannungen. Sie hat den Vorteil, dass man alles auf einen Blick übersieht.

Die Bild 17.6 zeigt das Vierquadranten-Kennlinienfeld eines npn-Transistors in Emitterschaltung. Die Punkte A markieren Arbeitspunkte im linearen Bereich der Kennlinien. Folgende Kennlinien werden aufgetragen:

- *Eingangskennlinie*: Abhängigkeit $I_B = I_B(U_{BE})$ bei $U_{CE} = \text{const.}$ (III. Quadrant). Im Prinzip handelt es sich hierbei um die Kennlinie der Basis-Emitter-Diode.
- *Ausgangskennlinie*: Abhängigkeit $I_C = I_C(U_{CE})$ mit dem Parameter I_B (I. Quadrant). Hierbei unterscheidet man zwei verschiedene Bereiche:
 - *Sättigungsbereich*: Bereich der Ausgangskennlinien, in dem I_C mit U_{CE} stark ansteigt (U_{CE} klein).

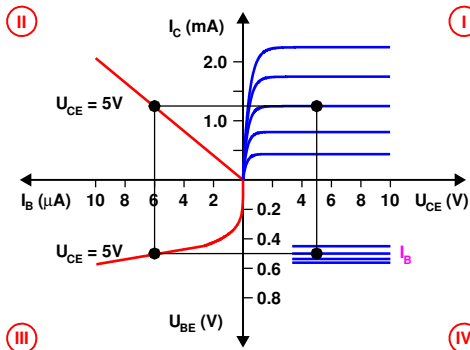


Bild 17.6: Vierquadranten-Kennlinienfeld eines Transistors.

– *Aktiver Bereich*: der Teil der Ausgangskennlinie, bei dem I_C von U_{CE} kaum, von I_B aber stark abhängt. Transistoren in Verstärkerschaltungen arbeiten in diesem Bereich.

- *Stromverstärkungskennlinie bzw. Übertragungskennlinie*: Abhängigkeit $I_C = I_C(I_B)$ mit $U_{CE} = \text{const.}$ (II. Quadrant).
- *Rückwirkungskennlinie*: Rückwirkung der Ausgangsspannung U_{CE} auf die Eingangsspannung $U_{BE} = U_{BE}(U_{CE}, I_B)$ (IV. Quadrant). Im aktiven Bereich ist die Rückwirkung ≈ 0 , also U_{BE} von U_{CE} unabhängig.

Weitere wichtige Kenndaten sind:

- *Steuerkennlinie*: Kombination aus Eingangs- und Stromverstärkungskennlinie $I_C = I_C(U_{BE})$ bei $U_{CE} = \text{const.}$
- *Grenzdaten*: Maximalwerte für die Beschaltung eines Transistors. Werden diese überschritten, so kann der Transistor zerstört werden. Besonders empfindlich sind Transistoren auf zu hohe Basisspannungen oder -ströme, da hierbei die sehr dünne mittlere Schicht in Mitleidenschaft gezogen wird. Aber auch zu große Leistungsaufnahme im Ausgangskreis kann zur Beschädigung führen. Die Grenzdaten sind dem Datenblatt zum Bauteiltyp zu entnehmen.
- *Arbeitspunkt*: bestimmt den Bereich im Kennlinienfeld, in dem der Transistor arbeitet. In der Analogtechnik wird der Transistor häufig zur Wechselstrom- oder Wechselspannungsverstärkung eingesetzt. Damit der Transistor die Signale nicht verzerrt, müssen diese im linearen Bereich der Kennlinien liegen. Da die Kennlinien aber um den Nullpunkt extrem nicht-linear sind, muss das Signal in einen linearen Bereich, den Arbeitspunkt, angehoben werden (Punkte A im Kennlinienfeld). Dies geschieht mit einer äußeren Beschaltung, in der eine Gleichspannung dem Wechsignal überlagert wird.
- *Kollektorwiderstand*: Widerstand vor dem Kollektor. Analog sind Emittterwiderstand und Basiswiderstand definiert.
- *Widerstandsgerade*: dient dazu, den Arbeitspunkt im Kennlinienfeld zu bestimmen und wird durch den Kollektorwiderstand R_C (in Emitterschaltung) festgelegt. Dieser vermittelt eine Abhängigkeit zwischen I_C und U_{CE} gemäß dem OHmschen Gesetz

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C}, \quad (17.6)$$

die zusätzlich zur durch den Transistor vorgegebenen Beziehung $I_C = I_C(U_{CE})$ erfüllt sein muss. Damit liegt bei vorgegebenem I_B der Arbeitspunkt fest.

Hinweis: Die Arbeitspunkteinstellung ist das Wichtigste an jeder Transistorschaltung und ist entscheidend für ihre ordnungsgemäße Funktion. Es muss immer auf die Grenzdaten des Transistors geachtet werden.

Die Gegenkopplung ist eine Methode, in einer Verstärkerschaltung das Ausgangssignal dem Eingangssignal gegenphasig, also mit umgekehrtem Vorzeichen, wieder zuzuführen. Dadurch wird immer die Verstärkung der Schaltung abgesenkt, der Arbeitspunkt jedoch stabilisiert, da sich die Schaltung selbst nachreguliert. Die Kennlinie wird linearisiert.

17.2.5 Fragen

1. Was ist ein Halbleiter?
2. Was ist eine Dotierung, was sind Akzeptoren, Donatoren?
3. Was passiert am p-n-Übergang, was ist die Driftspannung?
4. Wie ist ein Transistor aufgebaut
5. Wie wird er beschaltet, was ist eine Emitterschaltung?
6. Wie sehen die Kennlinien aus?

17.2.6 Durchführung

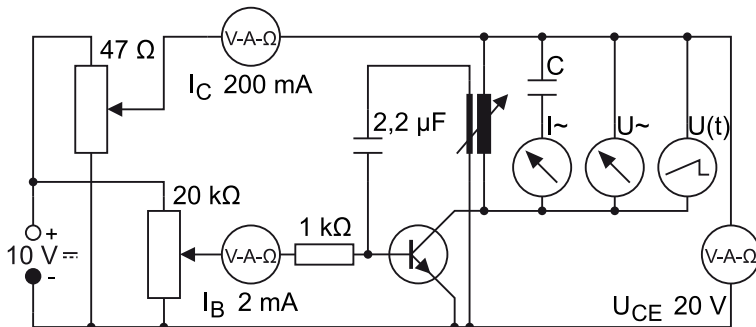


Bild 17.7: Schaltung zur Messung der Kennlinien des Transistors und der Rückkopplungsschwingkreise.

1. Aufbau der gesamten Schaltung. Im Schaltplan, der in Bild 17.7 dargestellt ist, bezeichnet $u(t)$ ein Oszilloskop.
2. Aufnahme der Kennlinien $I_C(U_{CE})$ für die Basisströme $I_B = 0.1; 0.2; 0.3; 0.4; 0.5$ mA bei ausgeschalteter Schwingung (Rückkopplungsspule herausziehen).
3. Einstellung des Arbeitspunktes $I_B=0.4$ mA, $U_{CE}=8$ V bei ausgeschalteter Schwingung.

4. Rückkopplung einschalten (Einführung der Rückkopplungsspule in die große Luftspule. Der Schwingungseinsatz wird am Ausschlag des Wechselstrominstrumentes beobachtet). Stellen Sie anhand des Oszilloskopes sicher, dass die Schwingung sinusförmig verläuft.¹
5. Für die 7 Kondensatoren $C \approx 0.09; 0.24; 0.50; 0.71; 0.96; 1.40; 2.12 \mu\text{F}$ sind der Wechselstrom I_{\sim} und die Wechselspannung U_{\sim} des Schwingkreises zu messen. Ebenso bestimme man am Oszilloskop die jeweilige Schwingungsfrequenz oder Periodendauer der Schwingung.² Sie können die Schwingung am Oszilloskop auch ausdrucken.
Bei zu großen Schwingungsamplituden verschiebt sich der Arbeitspunkt zu negativen Basisspannungen U_{EB} , was am Absinken des Kollektorstromes zu erkennen ist. Um dies zu vermeiden, ist die Rückkopplung so schwach zu wählen, dass die mit I_{\sim} und U_{\sim} bezeichneten Messgeräte nur ungefähr die Hälfte des Vollausschlages anzeigen. Für jeden Schwingkreiskondensator ist die Kopplung neu einzustellen. Der Transistortyp ist zu notieren. Die genauen Werte für C entnehme man den Beschriftungen an den Apparaturen.
6. Notieren Sie die genauen Kapazitäten der verwendeten Kondensatoren.

17.2.7 Auswertung

1. zu Durchführung 2. und 3.: Zeichnen Sie das Kennlinienfeld des Transistors $I_C(U_{EC})$ für die 5 Basisströme.
2. Zeichnen Sie die Kennlinie $I_C(I_B)$ für $U_{EC} = 8 \text{ V}$.
3. Aus der Kennlinie $I_C(I_B)$ entnehme man die Stromverstärkung $\Delta I_C / \Delta I_B$ bei $I_B = 0.4 \text{ mA}$.
4. zu 5.: Aus den jeweiligen Werten U_{\sim} und I_{\sim} berechne man die Schwingungsfrequenz ν . $\nu(C)$ ist doppelt logarithmisch aufzutragen. Begründung? Das Zustandekommen von undegedämpften Schwingungen ist zu erklären. Vergleichen Sie die aus U_{\sim} und I_{\sim} berechnete Schwingungsfrequenz mit der auf dem Oszilloskop abgelesenen.

1 Sollte sich keine Schwingung einstellen, ist der Phasenwinkel der Rückkopplung falsch. Ändern Sie die Einkopplung bitte um 180° , d.h. polen Sie die Rückkoppelspule einfach um.

2 Einfach am Oszi die Zeit für eine, oder besser mehrere Perioden ablesen. Das Digital-Oszilloskop kann aber die Frequenz auch direkt anzeigen, so dass Sie sie einfach ablesen können.

17.3 Der Operationsverstärker

Der Operationsverstärker (OPV) ist eins der wichtigsten Bauelemente für die Verarbeitung elektrischer Analog-Signale. Die »Operation«, die er an einem solchen Signal ausführt, wird allein durch die *Rückkopplung* bestimmt, die aus wenigen externen Schaltelementen (Widerstände, Kondensatoren usw.) besteht. Zu ihrer Berechnung genügen zwei Merkgeln. Vom inneren Aufbau des OPV braucht man dabei nichts zu verstehen. Diese Eigenschaften machen den OPV zu einem extrem flexiblen und vielseitigen Werkzeug der elektronischen Messtechnik. Der Operationsverstärker wird im Praktikum in verschiedenen Versuchen eingesetzt.

17.3.1 Stichworte

Operationsverstärker, Integrator, Differenzierer, Eingangswiderstand, Rückkopplung, Invertierender Verstärker.

17.3.2 Literatur

Rohe: Elektronik für Physiker [79]: Kap. 3-4; Weddigen, Jüngst: Elektronik [91]: Kap. 9-10; Horowitz, Hill: The Art of Electronics [38]: Kap. 4; NPP: Kap. 31.

17.3.3 Zubehör

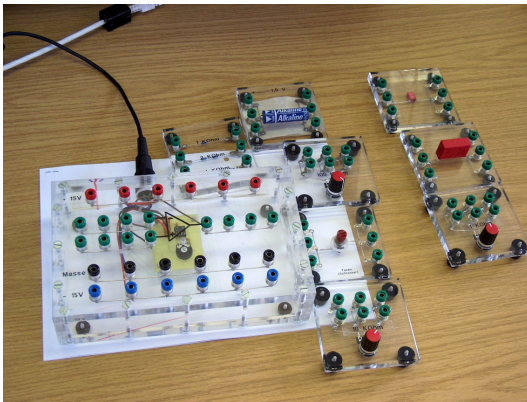


Bild 17.8: Der Versuch »Operationsverstärker«.

Bild 17.8 zeigt ein Foto des Versuches mit Zubehör. Folgendes Zubehör steht für die Durchführung des Versuches zur Verfügung:

- Operationsverstärker (OPV) mit Spannungsversorgung für ± 15 V
- Spannungsquelle ca. 1,5 V (Batterie) auf Steckbrett
- verschiedene Festwiderstände und Kondensatoren auf Steckbrettern
- verschiedene Potenziometer auf Steckbrettern
- zwei Druckknopfschalter auf Steckbrettern
- Verbindungsleitungen
- 3 Vielfach-Messinstrumente

17.3.4 Grundlagen

Der OPV wird symbolisch wie in Bild 17.9 dargestellt (alle Spannungen sind gegen Masse gemessen). Die Anschlüsse für die beiden Versorgungsspannungen $+U_V$ und $-U_V$ werden meist

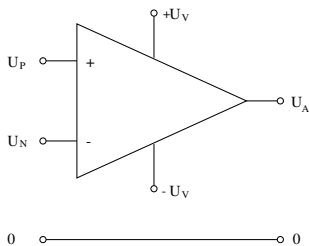


Bild 17.9: Schaltsymbol des Operationsverstärkers.

nicht gezeichnet. Ein typischer Wert von U_V ist 15 V.

Der OPV hat zwei Eingänge:

- den *nicht-invertierenden Eingang*, mit »+« bezeichnet, und
- den *invertierenden Eingang*, mit »—« bezeichnet.

An sie können die Spannungen U_P bzw. U_N gelegt werden. Am Ausgang erscheint die Spannung U_A . Sie ist auf ein Intervall zwischen den beiden Versorgungsspannungen beschränkt; typisch ist $-U_V + 1\text{ V} \lesssim U_A \lesssim +U_V - 1\text{ V}$. Wir betrachten zunächst einen *idealen Operationsverstärker*. Dieser hat folgende Eigenschaften:

- Er ist ein reiner *Differenzverstärker*: U_A hängt allein von der Differenz ($U_P - U_N$) der beiden Eingangsspannungen ab.
- Die Leerlauf-Verstärkung (s. unten) ist unendlich groß.
- Eine gleichgroße Änderung *beider* Eingangsspannungen U_P und U_N (d.h. eine »Gleichtakt-«, *common-mode*-Änderung) ändert U_A nicht.
- In die Eingänge P und N fließen keine Ströme, d.h. die Eingangswiderstände sind unendlich groß.
- Die Ausgangsspannung U_A ist unabhängig vom Ausgangsstrom; der Quellwiderstand des Ausgangs ist Null.

Ändert man die Spannung U_P am *nicht-invertierenden Eingang*, dann ändert sich die Ausgangsspannung U_A im *gleichen* Sinn. Ändert man dagegen die Spannung U_N am *invertierenden Eingang*, dann ändert sich U_A im *entgegengesetzten* Sinn. Hieraus erklären sich die Namen »nicht-invertierend« bzw. »invertierend« der beiden Eingänge. Die Kürzel »+« bzw. »—« der beiden Eingänge bedeuten also *nicht*, dass der »+«-Eingang positiver sein muss als der »—«-Eingang!

Der innere Aufbau des OPV aus Transistoren, Widerständen und anderen Elementen braucht den Anwender nicht zu interessieren. Heute ist ein OPV in der Regel ein integrierter Schaltkreis (IC). Es gibt hunderte verschiedener Typen von OPV, die sich nicht im Funktionsprinzip, sondern nur in einzelnen Eigenschaften unterscheiden. Nach diesen Eigenschaften sucht man den geeigneten Typ für eine gegebene Anwendung aus (Abschnitt 17.3.4).

Der OPV im Leerlauf

Wenn man an den OPV nur die Spannungsquellen für U_P an den Eingang »+« bzw. U_N an den Eingang »-« sowie ein Voltmeter für U_A an den Ausgang legt, misst man die *Leerlaufverstärkung* (*open loop gain*) v_0 des OPV, definiert als

$$v_0 = U_A / (U_P - U_N). \quad (17.7)$$

Alle üblichen OPV haben sehr große Leerlaufverstärkungen ungefähr zwischen 10^4 und 10^6 . Als Folge davon hängt U_A nur in einer winzigen Umgebung von $(U_P - U_N) = 0$ überhaupt von $(U_P - U_N)$ ab. Für negativere Werte nimmt U_A den unteren Grenzwert an, für positivere den oberen Grenzwert: der Ausgang befindet sich in der negativen bzw. positiven *Sättigung*. Im Leerlauf ist der OPV also nicht brauchbar. Ganz anders verhält er sich aber, wenn man einen Teil der Ausgangsspannung auf die Eingangsseite zurückführt. Dieser Trick heißt *Rückkopplung* (*feedback*) und kann die Wirkung des Eingangssignals entweder unterstützen (*Mitkopplung*, positive feedback) oder ihr entgegenwirken (*Gegenkopplung*, negative feedback). In der Praxis wird die Gegenkopplung häufiger angewendet als die Mitkopplung.

Der gegengekoppelte Operationsverstärker

Die folgenden Beispiele zeigen, dass das Verhalten des gegengekoppelten OPV im Idealfall allein durch die Art der externen Gegenkopplung vorgegeben wird. Verschiedene Gegenkopplungsschaltungen befähigen den OPV zu ganz verschiedenartigen »Operationen« am Eingangssignal. Davon hat er seinen Namen bekommen. Die Anwenderin braucht sich um den OPV selbst nicht zu kümmern, sondern muss nur zwei Merkgeregeln kennen (siehe Abschnitt 17.3.4) und danach die Gegenkopplungsschaltung entwerfen. Dies ist der Grund für die große Flexibilität des OPV.

Der nichtinvertierende gegengegekoppelte OPV Die zu verstärkende Spannung U_E wird an den nicht-invertierenden Eingang »+« gelegt, also ist $U_P = U_E$. Von der Ausgangsspannung U_A wird durch Spannungsteilung ein fester Bruchteil an den invertierenden Eingang »-« zurückgeführt (also Gegenkopplung!), siehe Bild 17.10. Damit ist $U_N = U_A [R_1 / (R_1 + R_2)]$. Dieses

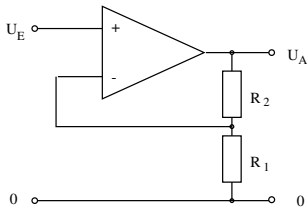


Bild 17.10: Nichtinvertierender Verstärker.

U_N wird in Gl. (17.7) eingesetzt und liefert die *Klemmenverstärkung* zwischen Eingangs- und Ausgangsklemme zu

$$v_{kl} = \frac{U_A}{U_E} = \frac{v_0}{1 + kv_0} = \frac{1}{k[1 + 1/(kv_0)]} \quad \text{mit} \quad k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (17.8)$$

Im Grenzfall des idealen OPV, also für $v_0 \rightarrow \infty$, wird die Klemmenverstärkung zu

$$v_{kl,\infty} = \frac{1}{k} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad (17.9)$$

sie ist also allein durch die Werte der Gegenkopplungs-Widerstände gegeben. Aber auch für $v_0 < \infty$ stimmt diese Formel recht gut. Ein konkretes Beispiel: Es seien $v_0 = 10^4$, $R_1 = 1 \cdot 10^3 \Omega$ und $R_2 = 99 \cdot 10^3 \Omega$. Die Klemmenverstärkung ist nach Gl.(17.8) $v_{kl} = 99,01$, also nur um 1% kleiner als $v_{kl,\infty} = 100$.

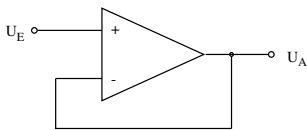
Wenn man sich die Schaltung vom Ausgang her ansieht, macht man eine wichtige Beobachtung: Die aus der Ausgangsspannung U_A durch den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 zum invertierenden Eingang »-« zurückgeführte Spannung U_N ist genau so groß wie die Spannung U_P am Eingang »+«. *Die Spannung $U_P - U_N$ zwischen den beiden Eingängen ist Null.* Dass dies so sein muss, kann man sich wie folgt klarmachen: Wegen der sehr großen Verstärkung v_0 des OPV würde eine winzige Änderung von $U_P - U_N$ als eine große Änderung der Ausgangsspannung U_A erscheinen. Diese würde – über die Gegenkopplung – eben dieser Differenz $U_P - U_N$ so entgegenwirken, dass wieder $U_P - U_N = 0$ wird, die Eingänge also auf gleichem Potenzial liegen (natürlich nur so lange, wie der OPV nicht »übersteuert« ist, d.h. U_A nicht positiv oder negativ gesättigt ist). Aus dieser Überlegung ergeben sich für gegengekoppelte OPV-Schaltungen die Merkgeln:

Merkgel 1: Beim gegengekoppelten OPV ist die Spannung zwischen beiden Eingängen Null (solange der Ausgang nicht gesättigt ist).

Merkgel 2: In die beiden Eingänge des OPV fließen keine Ströme

Mit diesen beiden Regeln kann man praktisch alle Schaltungen mit idealem gegengekoppeltem OPV verstehen. Auch für nicht-ideale OPV gelten die Merkgeln als gute Näherung.

Der Spannungsfolger Gegeben sei eine Spannungsquelle, die nur einen sehr kleinen Strom liefern kann (z.B. ein »Normalelement« oder eine Spannungsteilerschaltung mit großen Widerstandswerten). Die folgende Anordnung hat dieselbe Spannung am Ausgang wie am Eingang, stellt aber einen viel größeren Ausgangsstrom zur Verfügung, dessen Maximalwert nur vom Typ des OPV abhängt: In dieser Schaltung sind $R_1 = \infty$ und $R_2 = 0$; also ist die Klemmenverstärkung



0 ————— 0 Bild 17.11: Spannungsfolger.

$v_{kl} = 1$. Da U_A stets gleich U_E ist, nennt man diese Anordnung *Spannungsfolger*.

Der invertierende gegengekoppelte OPV Hier wird die Eingangsspannung U_E über einen Widerstand R_1 dem invertierenden Eingang zugeführt; dieser ist außerdem über den Widerstand

R_2 mit dem Ausgang verbunden. Der nicht-invertierende Eingang liegt an Masse (Bild 17.12). Die Funktion dieser Schaltung ergibt sich sofort aus den beiden Merkgeln. Aus Regel 1 folgt:

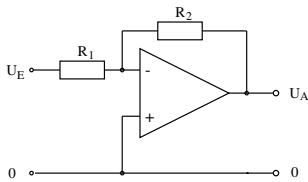


Bild 17.12: Invertierender Verstärker.

Der invertierende Eingang wird auf Massepotenzial gehalten, obwohl er nicht direkt mit Masse verbunden ist. Man bezeichnet diesen Punkt der Schaltung deshalb als »virtuelle Erde«. Aus Regel 1 und 2 folgt weiter: Aus der Quelle der Eingangsspannung U_E fließt ein Strom der Stärke $I_E = U_E/R_1$ zur virtuellen Erde am Eingang (nicht in den OPV hinein!); also fließt von dort der gleichgroße Strom $U_A/R_2 = I_E$ in den Ausgang des OPV. Diese Beziehung liefert sofort die Verstärkung

$$v_{kl,\infty} = \frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (17.10)$$

Auch hier ist die Verstärkung allein durch die Gegenkopplung gegeben. Das Minuszeichen kennzeichnet die invertierende Funktion der Schaltung.

Der invertierende gegengekoppelte OPV hat – im Gegensatz zum nicht-invertierenden – den Nachteil eines endlichen Eingangswiderstands (nämlich R_1), mit dem die Quelle der Eingangsspannung belastet wird. Andererseits ist die »virtuelle Erde« am invertierenden Eingang sehr nützlich. Zum Beispiel können dort mehrere Eingangssignale ohne gegenseitige Beeinflussung zusammengeführt werden, was Rechenoperationen mit ihnen erlaubt.

Inverter Die Multiplikation einer gegebenen Eingangsspannung mit dem Faktor $+1$ oder -1 gehört zu den einfachsten »Rechenoperationen« in der Analog-Elektronik. Den ersten Fall haben wir schon als Spannungsfolger kennen gelernt (siehe 17.3.4). Der Inverter (Signal-Umkehrer) ist nach Bild 17.12 speziell mit $R_2 = R_1$ aufgebaut, hat also die Klemmenverstärkung $v_{kl} = -1$.

Idealer Strom-Spannungs-Wandler Das einfachste Gerät zur Umwandlung eines Stroms I_E in eine zu ihm proportionale Spannung ist ein ohmscher Widerstand R , an dem die Spannung $U_R = RI_E$ auftritt. Diese Anordnung ist aber fehlerträchtig, weil eben dieser endliche Widerstand R , bzw. der Spannungsabfall U_R an ihm, möglicherweise den zu messenden Strom beeinflusst. Abhilfe schafft ein invertierender OPV in der in Bild 17.13 folgenden Schaltung. Hier ist die

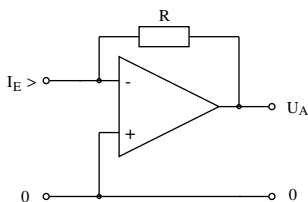


Bild 17.13: Strom-Spannungs-Wandler.

Spannung am Eingang des Messgeräts, also an der virtuellen Erde, unabhängig von I_E stets Null; I_E fließt über R in den Ausgang des OPV. Die Ausgangsspannung ist $U_A = -RI_E$.

Summierverstärker, Digital-Analog-Wandler Hier wird die »virtuelle Erde« am invertierenden Eingang zur Addition mehrerer Eingangssignale ausgenutzt, im folgenden Beispiel mit drei Eingängen, siehe Bild 17.14. Der Strom, der zur virtuellen Erde (und weiter zum Ausgang) fließt,

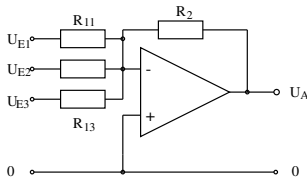


Bild 17.14: Summierverstärker.

ist $I_E = U_{E1}/R_{11} + U_{E2}/R_{12} + U_{E3}/R_{13}$. Sind alle vier Widerstände in der Schaltung gleichgroß, dann ist $U_A = -(U_1 + U_2 + U_3)$ (natürlich nur, solange der OPV nicht übersteuert wird).

Eine wichtige Variante kann als Digital-Analog-Wandler verwendet werden: Man wählt $R_{11} = R_2/4$, $R_{12} = R_2/2$ und $R_{13} = R_2$. Die Eingänge werden individuell entweder an Null oder eine feste Spannung U_E , z.B. 1 V, gelegt. Verifizieren Sie selbst, dass die Ausgangsspannung U_A der 3-Bit-Binärzahl proportional ist, deren Bits in absteigender Folge an den Eingängen 1 bis 3 liegen! Dieser D/A-Wandler kann leicht auf mehr Bits erweitert werden.

Integrator Eine wichtige Aufgabe der Analog-Elektronik ist die Integration einer zeitabhängigen Spannung $U_E(t)$. Dazu wird der OPV in der in Bild 17.15 folgenden Anordnung verwendet. Der Eingangsstrom $I_E(t) = U_E(t)/R$ fließt auf dem Weg über die virtuelle Erde zum Ausgang.

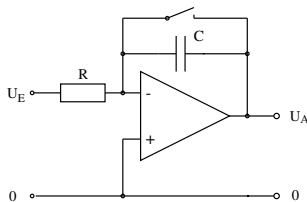


Bild 17.15: Integrator.

Dabei lädt er den Kondensator C auf. Die Spannung am Kondensator – und damit auch die Ausgangsspannung U_A – ist dann das Integral

$$U_C = U_A = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_E(t) dt. \quad (17.11)$$

Dabei ist t_1 der Beginn der Messung, vor dem durch kurzes Schließen des Schalters der Kondensator entladen worden ist, und t_2 das Ende der Messung (ab dem U_E Null ist). Im Prinzip bleibt U_A ab t_2 konstant und kann zu beliebiger Zeit abgelesen werden. Bedingung dafür sind aber ideale Eigenschaften des Kondensators und des OPV (keine Leckströme, keine Drift des Nullpunkts oder der Verstärkung). Der Integrator stellt also hohe Ansprüche an die Qualität dieser Komponenten.

Der Operationsverstärker mit positiver Rückkopplung

Die positive Rückkopplung (Mitkopplung) wird seltener eingesetzt als die Gegenkopplung. Hier soll nur ein Beispiel besprochen werden.

Komparator Sehr oft muss man prüfen, ob eine Spannung U_X größer als eine Referenzspannung U_R ist oder nicht. Als primitiven Komparator (Spannungsvergleicher) könnte man einen OPV im Leerlauf benutzen (vgl. Abschnitt 17.3.4). Man legt z.B. U_X an den invertierenden und U_R an den nicht-invertierenden Eingang und sieht nach, ob U_A negativ oder positiv gesättigt ist. Diese Anordnung hat aber zwei Nachteile: (1) Wenn U_X sich langsam der Referenzspannung U_R nähert und diesen Wert überschreitet, wird U_A nicht augenblicklich von der einen in die entgegengesetzte Sättigung springen, sondern dafür eine gewisse Zeitspanne brauchen. Das erschwert z.B. die genaue Feststellung des Zeitpunkts, zu dem beide Spannungen gleich sind. (2) Wenn sich der langsam veränderlichen Spannung U_X kleine Schwankungen überlagern (»Rauschen« o.ä.), kann U_A bei ansteigendem oder abfallendem U_X unter Umständen mehrmals nacheinander zwischen den Sättigungswerten hin- und herwechseln, was meist unerwünscht ist.

Einen viel besseren Komparator erhält man durch positive Rückkopplung eines Teils von U_A auf den nicht-invertierenden Eingang des OPV nach folgendem Schaltbild in Bild 17.16. Da hier

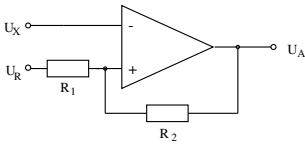


Bild 17.16: Komparator.

Mitkopplung vorliegt, gilt die erste Merkregel für dem gegengekoppelten OPV nicht: die beiden Eingänge können verschiedene Spannungen gegen Null haben!

Sei z.B. $U_X = 0$ und $U_R > 0$. Dann ist der Ausgang positiv gesättigt: $U_A = U_{A,+sat}$, und am nicht-invertierenden Eingang liegt wegen der positiven Rückkopplung die Spannung

$$U_{P,1} = U_R + (U_{A,+sat} - U_R) \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (17.12)$$

Lässt man jetzt U_X bis $U_{P,1}$ steigen, wird sich schließlich U_A vom positiven Sättigungswert abwärts entfernen; der OPV kommt in den Bereich, wo die Beziehung $U_A = v_0(U_P - U_N)$ gilt. Nunmehr fällt, wie Gl.(17.12) zeigt, mit U_A auch U_P . Dies setzt sich wegen der Mitkopplung weiter fort; U_A wird *aktiv*, also sehr schnell, bis zum negativen Sättigungswert $U_{A,-sat}$ getrieben oder »gekippt«. Die Spannung $U_{P,1}$, mit der U_X im Effekt verglichen wird, ist also nicht genau U_R , sondern etwas größer! Nach dem Kippen liegt am nicht-invertierenden Eingang die Spannung

$$U_{P,2} = U_R + (U_{A,-sat} - U_R) \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (17.13)$$

Der umgekehrte schnelle Kippvorgang findet demnach statt, wenn U_X von oben her den Wert $U_{P,2}$ erreicht, der kleiner als U_R ist.

Dieser aktive Komparator heißt »Schmitt-Trigger«. Er vermeidet nicht nur den ersten Nachteil des primitiven Komparators, sondern auch den zweiten, denn die Schwelle $U_{P,2}$ liegt tiefer als $U_{P,1}$. Der Abstand

$$H = U_{P,1} - U_{P,2} = (U_{A,+sat} - U_{A,-sat}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} > 0 \quad (17.14)$$

beider Schwellen heißt die *Hysteresis* des Schmitt-Triggers. Man macht ihn durch die Wahl von R_1 und R_2 möglichst klein, aber größer als die Amplitude eventueller störender Schwankungen von U_X .

Dass der Schmitt-Trigger nicht genau bei $U_X = U_R$ kippt, sondern bei $U_X = U_{P,1}$ bzw. $U_X = U_{P,2}$, bedeutet keinen Nachteil: in der Praxis kalibriert man ihn stets mit Signalen, deren Spannungen bekannt sind.

Nicht-ideale Operationsverstärker

In Abschnitt 17.3.4 wurde schon darauf hingewiesen, dass reale OPV in ihren Eigenschaften von einem idealen OPV abweichen. Welche Eigenschaften wie stark betroffen sind, hängt vom Typ des realen OPV ab. Oft muss man, um eine Eigenschaft ihrem Ideal möglichst anzunähern, größere Abweichungen bei anderen Eigenschaften in Kauf nehmen. Solche (und auch wirtschaftliche) Gesichtspunkte haben zu der Vielzahl von OPV-Typen geführt, die auf dem Markt angeboten werden. Für eine bestimmte Anwendung muss man den geeigneten OPV-Typ auf Grund einer Analyse der Schaltung aussuchen, die auch den Einfluss der nicht-idealen Eigenschaften des OPV einbezieht.

Die wichtigsten Abweichungen realer OPV vom Ideal sind:

- Die Leerlauf-Differenzverstärkung v_0 ist nicht unendlich groß, aber typ-abhängig mindestens 10^4 , oft auch weit größer.
- Die Ausgangsspannung ist nicht völlig unabhängig von Gleichtakt-Änderungen der Eingangsspannungen. Das Verhältnis der Differenzverstärkung zur Gleichtaktverstärkung gibt man als »Gleichtaktunterdrückung«, (englisch »common-mode rejection ratio«) an.
- Die Merkregel 2 gilt nicht genau: in die Eingänge können kleine Ströme fließen. Reale OPV haben typ-abhängig Eingangswiderstände von etwa 10^8 bis über $10^{12} \Omega$. Allgemein haben OPV mit Feldeffekt-Transistoren im Eingang größere Eingangswiderstände als solche mit bipolaren Transistoren.
- Reale OPV haben einen vom Typ abhängigen Maximalwert des Ausgangsstroms und bis zu diesem einen Ausgangswiderstand von wenigen Ohm anstelle von Null.
- Die Verstärkung eines realen OPV nimmt mit steigender Frequenz des Eingangssignals ab. In einer gegebenen Schaltung kann deshalb die Ausgangsspannung einem Sprung der Eingangs-Spannungsdifferenz nicht beliebig schnell folgen.

Wegen solcher Abweichungen gelten die beiden Merkregeln für gegengekoppelte OPV nicht mehr genau, aber immer noch als gute Näherung. Die Formeln, die eine gegebene Schaltung genau beschreiben, werden komplizierter. Einzelheiten findet man in der weiterführenden Literatur.

17.3.5 Fragen

1. Wie funktioniert ein Operationsverstärker?
2. Was ist die Leerlaufverstärkung?
3. Wie funktioniert ein Integrator und welche Parameter bestimmen die Ausgabe?
4. Wie funktioniert ein Differentiator und wo wendet man ihn an?

17.3.6 Durchführung

Der Abschnitt *Der nicht-invertierende gegengekoppelte OPV* ist fakultativ, muss also nicht unbedingt durchgeführt werden.

Vorbereitung

Betriebsspannungen a) Messung der beiden Betriebsspannungen $+U_V$ und $-U_V$ des OPV, b) Messung der Spannung der Batterie U_{batt} .

Leerlaufverstärkung des OPV a) Mit der Batterie, zwei gleichgroßen Festwiderständen und einem fein einstellbaren Potenziometer wird eine Spannungsquelle aufgebaut, deren Ausgangsspannung gegen Masse sich von positiven zu negativen Werten regeln lässt.

b) Ein Eingang des OPV wird mit Masse verbunden, der andere mit der regelbaren Spannungsquelle und zusätzlich über einen großen Kondensator ($10\mu\text{F}$) mit Masse. Ein Voltmeter wird am Ausgang des OPV angeschlossen.

c) Die Ausgangsspannung U_A des OPV wird als Funktion der Eingangsspannung U_E gemessen und aufgetragen, in besonders kleinen Schritten in der Umgebung von $U_E = 0$ [in dieser Umgebung kann die Spannung feiner eingestellt werden, wenn man zusätzlich dem Potenziometer beiderseits gleichgroße Festwiderstände vorschaltet] Die Leerlaufverstärkung v_0 des OPV im Bereich linearer Verstärkung und die beiden Sättigungsspannungen $U_{A,+sat}$ und $U_{A,-sat}$ werden bestimmt.

d) Wiederholung der Messung b) ohne den Kondensator. Überlegen, woran der Unterschied zwischen den Ergebnissen liegen kann.

Der nicht-invertierende gegengekoppelte OPV

Grundschialtung a) Aufbau der Grundschialtung, wobei mit der Gegenkopplung eine Klemmenverstärkung $v_{kl} \approx 20$ gewählt wird. Die Eingangsspannung $U_E = U_P$ liefert die regelbare Quelle aus 17.3.6a.

b) Messung der Ausgangsspannung U_A und der Spannung U_N am invertierenden Eingang als Funktionen der Eingangsspannung. Grafische Darstellung von U_A und $U_P - U_N$ als Funktionen der Eingangsspannung. Diskussion der Kurven, Bestimmung der Klemmenverstärkung v_{kl} , Vergleich mit dem berechneten Wert. Ermittlung des Bereichs der linearen Verstärkung.

c) Wiederholung der Messung b mit einer anders gewählten Klemmenverstärkung.

Spannungsfolger a) Aufbau einer Spannungsfolgerschaltung.

b) Mit einem Potenziometer (Widerstand etwa $10\text{ k}\Omega$) als Spannungsteiler zwischen $+U_V$ und

– U_V wird eine in diesem Bereich variable Spannung U_E an den Eingang des Spannungsfolgers gelegt und dessen Ausgangsspannung U_A als Funktion von U_E gemessen. Auftragung der Messergebnisse.

c) Zwischen $+U_V$ und Masse wird ein fester Spannungsteiler mit einem Gesamtwiderstand von etwa $10\text{ k}\Omega$ aufgebaut, der (unbelastet) am Abgriff eine Spannung $U_0 \approx +U_V/2$ liefert. Zwischen diesen Punkt und Masse wird ein Potenziometer als regelbarer Lastwiderstand R_L geschaltet. Messinstrumente für den Strom i_L durch R_L und die Spannung U_L an R_L werden angeschlossen.

d) Die Spannung U_L am Lastwiderstand wird als Funktion des Laststroms i_L gemessen.

e) Zwischen dem Abgriff am Spannungsteiler und dem Lastwiderstand wird der in Teil a) aufgebaute Spannungsfolger eingefügt, und die Messung d) wird wiederholt.

f) Die Messwerte aus d) und e) werden als Funktionen von i_L zusammen aufgetragen. Zusätzlich wird die für d) theoretisch berechnete Funktion eingetragen. Diskussion der Ergebnisse.

Der invertierende gegengekoppelte OPV

Grundschialtung a) Aufbau der Grundschialtung, wobei mit der Gegenkopplung eine Klemmenverstärkung $v_{kl} \approx 20$ gewählt wird. Die Eingangsspannung U_E liefert die regelbare Quelle aus Abschnitt 17.3.6a.

b) Messung der Ausgangsspannung U_A und der Spannung U_N am invertierenden Eingang als Funktionen der Eingangsspannung. Grafische Darstellung von U_A und U_N als Funktionen der Eingangsspannung. Diskussion der Kurven. Bestimmung der Klemmenverstärkung v_{kl} , Vergleich mit dem berechneten Wert. Ermittlung des Bereichs der linearen Verstärkung. Wie gut verhält sich der invertierende Eingang als »virtuelle Erde«?

c) Wiederholung der Messung b) mit einer anders gewählten Klemmenverstärkung.

Summierverstärker a) Aufbau eines Summierverstärkers mit drei Eingängen speziell als Digital-Analog-Wandler für eine 3-bit-Binärzahl (die binäre Eins wird durch die Spannung U_{batt} der Batterie repräsentiert, die Null durch 0 Volt). Messung der Ausgangsspannung für sämtliche möglichen Werte der eingegebenen Binärzahl.

Integrator a) Aufbau der Integratorschialtung mit einer möglichst großen Zeitkonstanten (etwa 5 sec).

b) An den Eingang wird eine feste Spannung U_E für verschiedene Zeitdauern T gelegt; die Spannung U_A am Ausgang wird als Funktion der Zeit t verfolgt (grafisch auftragen, evtl. Oszilloskop benutzen). Nach Abtrennen von U_E wird $U_{A,ende}$ abgelesen und mit dem berechneten Wert verglichen.

c) Wiederholung der Messung b) für einige weitere Werte von U_E bzw. der Zeitkonstanten.

d) Nach einer Messung zusätzlich beobachten, wie lange $U_{A,ende}$ stabil bleibt.

OPV mit positiver Rückkopplung

Komparator (Schmitt-Trigger) a) Schaltung eines Komparators mit wählbarer Referenzspannung U_R aufbauen (leicht einstellbar sind die Werte $+U_{batt}$, 0 und $-U_{batt}$). Die Widerstände R_1 und R_2 im Rückkopplungszweig werden zunächst ungefähr im Verhältnis 1:10 gewählt.

- b) Für jeden der drei Werte von U_R wird die Eingangsspannung U_X variiert; die beiden Schwellenwerte $U_{P,1}$ bzw. $U_{P,2}$ werden möglichst genau gemessen und ihre Differenz H bestimmt. Vergleich dieser Werte mit der Rechnung.
- c) Wiederholung der Messungen b) mit einem anderen Verhältnis der Widerstände im Rückkopplungszweig (etwa 1:50 bis 1:100).

17.3.7 Angaben

Keine.

17.3.8 Auswertung

Bitte werten Sie die von Ihnen durchgeführten Versuchsteile wie oben beschrieben aus und stellen Sie sie gegebenenfalls grafisch dar.

17.3.9 Bemerkungen

Keine.