
Vorbereitungshilfe zum Versuch Transistorgrundschaltungen

Halbleiter (z.B. Si, Ge) haben in reinem Zustand und bei Zimmertemperatur eine sehr geringe Leitfähigkeit. Durch Dotieren (gezieltes Verunreinigen) kann die Leitfähigkeit erheblich gesteigert werden. Sind in einem Si-(oder Ge-)Kristall (vierwertig) Gitterplätze durch fünfwertige Fremdatome (z.B. As, P) besetzt, so verhalten sich die überzähligen fünften Bindungselektronen nach geringfügiger thermischer Anregung wie freibewegliche Leitungselektronen. Man spricht dann von einem n-Halbleiter (negative Ladungsträger). Sind dagegen Gitterplätze durch dreiwertige Fremdatome (z.B. In, B) besetzt, so bleibt jeweils ein Bindungselektron eines benachbarten Si-Atoms ungepaart. In solche Elektronenlücken (Löcher) können Bindungselektronen anderer benachbarter Si-Atome eintreten, was einem Wandern der Löcher gleichkommt, was man sich als quasi freibewegliche positive Ladungsträger (Defektelektronen) veranschaulicht. Einen Halbleiter mit beweglichen Löchern als hauptsächlichen Ladungsträgern nennt man p-Halbleiter (positive Ladungsträger).

Eine **Halbleiterdiode** wird durch das Aneinandergrenzen von n- und p-dotiertem Halbleitermaterial gebildet. Ohne äußere Spannung an diesem Halbleiterelement diffundieren solange Elektronen in das p-Gebiet und Löcher in das n-Gebiet, bis die sich dadurch aufbauende Gegenspannung den Diffusionsprozess stoppt. Aufgrund der gegenseitigen Neutralisation von Elektronen und Löchern ist das Ergebnis eine an freien Ladungsträgern verarmte Grenzschicht (Verarmungszone).

Mit angelegter Sperrspannung (positiver Pol der äußeren Spannungsquelle an die n-Seite = Kathode angeschlossen) werden die beweglichen Ladungsträger weiter aus der Grenzschicht abgesaugt. Es fließt nur ein sehr schwacher Sperrstrom, der von der ständigen geringen thermischen Erzeugung von freien Ladungsträgern herrührt.

Bei Polung in Durchlassrichtung (positiver Pol der äußeren Spannungsquelle an die p-Seite = Anode angeschlossen) werden mit steigender Spannung zunehmend Ladungsträger durch die Grenzschicht getrieben. Es fließt der stark spannungsabhängige Durchlassstrom. Die Diodenkennlinie $I(U)$ kann durch das Gesetz $I = I_S \cdot (e^{U/U_T} - 1)$ beschrieben werden. Die Konstante I_S (Sättigungssperrstrom) hängt von der Fläche der Grenzschicht und stark vom Halbleitermaterial ab. Bei Si-Dioden ist der Sperrstrom viel geringer als bei Ge-Dioden. Die Konstante U_T hat ungefähr den Wert 40mV.

Ein (bipolarer) npn-**Transistor** besteht aus drei Dotierungszonen (n, p, n mit den Bezeichnungen Emitter E, Basis B und Kollektor C) mit zwei Grenzschichten dazwischen. (Bemerkung: Andere als bipolare Transistoren werden hier und im Versuch nicht behandelt, also keine Feldeffekttransistoren.) Im Normalfall wird die B-E-Diode in Durchlassrichtung gepolt, die B-C-Diode dagegen in Sperrrichtung an eine Spannungsquelle angeschlossen. So zeigt es z.B. das Schaltbild zur Emittergrundschaltung (Bild 2). Dennoch fließt Kollektorstrom durch die B-C-Diode, denn aufgrund geschickter Transistorgeometrie fließt die Majorität der Elektronen aus dem Emitter E nicht über den Anschluss der Basis B ab, sondern durchquert das dünne Basisgebiet, gelangt in das elektrische Feld der B-C-Diode und fließt zum Kollektoranschluss (Transistoreffekt). Der Clou des Transistors ist, dass so mit Hilfe eines geringen Stromes I_B über den Basisanschluss ein bis zu 1000mal größerer Emitter- Kollektor-Strom I_C gesteuert werden kann. Diese **Stromsteuerung** steht im Gegensatz zur Elektronenröhre (z.B. Vakuum-Triode) und zum Feldeffekt-Transistor, die als spannungsgesteuerte Elemente beschrieben werden.

Transistor-Kennlinien: Beim Transistor werden die wechselseitigen Abhängigkeiten von Basis-Emitter-Spannung U_{BE} , Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} , Basisstrom I_B und Kollektorstrom I_C übersichtlich in einem Vier-Quadranten-Kennlinienfeld dargestellt (Bild 1). Dabei bleibt der vierte Quadrant meistens unbenutzt.

Die **Eingangskennlinie** $I_B(U_{BE})$ im dritten Quadranten gleicht der einer normalen Diode. Ihre Abhängigkeit von U_{CE} ist so gering, daß eine Kennlinie völlig ausreicht.

Die **Ausgangskennlinien** $I_C(U_{CE})$ für verschiedene Basisströme I_B im ersten Quadranten weisen zwei Bereiche auf. Bei kleinen U_{CE} verlaufen sie sehr steil und fallen für alle Basisströme fast zusammen. Dieser Bereich heißt Sättigungsgebiet und interessiert beim Versuch „Transistorgrundschaltungen“ nicht. Bei größeren U_{CE} (Arbeitsbereich) verlaufen sie viel flacher und getrennt für verschiedene I_B .

Für die **Steuerkennlinien** $I_C(I_B)$ im zweiten Quadranten reicht in der Praxis wegen der geringen Abhängigkeit $I_C(U_{CE})$ wieder eine Kennlinie aus, z.B. die bei kleinen U_{CE} im Arbeitsbereich. Es zeigt sich, daß diese

Steuerkennlinie bei den meisten Transistoren leidlich gut durch eine Ursprungsgerade beschrieben werden kann. Das bedeutet, dass für Ströme und für Stromänderungen mit einem einheitlichen **Stromverstärkungsfaktor** $B = I_C/I_B = \beta = \Delta I_C/\Delta I_B = i_C/i_B$ gerechnet werden darf. (Bemerkung: Wie in der letzten Zeile geschehen, werden Änderungen von Strömen oder Spannungen, auch zeitlich veränderliche Spannungen, in der Literatur oft mit kleinen Buchstaben, i bzw. u , bezeichnet. Davon wird in diesem Text auch im weiteren Gebrauch gemacht.)

Neben dem Stromverstärkungsfaktor β gibt es zwei weitere wichtige dynamische **Transistorkenngrößen**. So wie β die Steigung der Steuerkennlinie beschreibt, beschreiben die beiden übrigen Kenngrößen die Steigung (bzw. das Inverse der Steigung) der Eingangs- und Ausgangskennlinien: $r_B = u_{BE} / i_B$ heißt **dynamischer Basis-Emitter-Widerstand**, $r_C = u_{CE}/i_C$ heißt **dynamischer Kollektor-Emitter-Widerstand**. Wegen der leidlich einheitlichen Steigung der Ausgangskennlinien im Arbeitsbereich ist r_C eine vom Betriebszustand (fast) unabhängige Kenngröße des Transistors. (Bemerkung: Eine bessere Näherung beschreibt die Ausgangskennlinien im Arbeitsbereich als Strecken aus einer Schar von Geraden, die sich in einem Punkt ($U_{CE}=-U_{BE}$, $I_C=0$) schneiden. U_{Ea} ist die sogenannte Early-Spannung. Ein typischer Wert ist $U_{Ea} \cong 150V$.) Die Eingangskennlinie dagegen weist eine von Punkt zu Punkt sehr unterschiedliche Steigung auf. Folglich ist r_B stark von der Größe des fließenden Basisstromes I_B abhängig. Aus der für die Diode angegebenen Formel folgt durch Differenzieren: $r_B \approx U_T/I_B$. Diese **Transistorkenngrößen** (β , r_C , r_B) werden weiter unten bei der Berechnung von Schaltungskenngrößen benutzt.

Transistorschaltungen werden verwendet:

- um mit geringen Gleichströmen (kleiner Strom ein/aus) viel größere Ströme ein- bzw. auszuschalten (Transistor als **Schalter**),
- um aus kleinen Spannungsschwankungen (z.B. am Eingang eines Oszilloskops) viel größere proportionale Spannungsschwankungen (z.B. an den Ablenkplatten des Oszilloskops) zu machen (**Spannungsverstärker**),
- um mit geringer Eingangsleistung (z.B. Mikrofon als Quelle) einen Verbraucher mit großer Leistung (z.B. Lautsprecher) amplitudengetreu zu betreiben (**Leistungsverstärker**, i.A. Verstärkung von Spannung und Strom),
- um an eine Quelle mit großem Innenwiderstand (z.B. Tonabnehmer mit Piezokeramik) ein Gerät mit viel geringerem Eingangswiderstand (z.B. Verstärker in Emitterschaltung) anzuschließen (**Impedanzwandler**, z.B. für Leistungsanpassung, d.h. Gleichheit von Quell- und Lastwiderstand).

Für die meisten Aufgaben, die Transistorschaltungen erfüllen sollen, sind mehrere Transistoren in mehreren Schaltungsstufen erforderlich. Beim diesem P1-Versuch geht es nur um Ein-Transistor-Schaltungen, und zwar um sogenannte **Grundsaltungen**, die man als Elemente komplexerer Schaltungen verstehen kann.

Die **Emitterschaltung** (Bild 2) ist eine solche Grundsaltung. Sie dient als Spannungs-, gelegentlich auch als Leistungsverstärker. Außerdem ist sie als Schalter geeignet. Sie heißt Emitterschaltung, weil bei ihr der Emitter ein Punkt konstanten Potentials ist.

Bei Verwendung als Spannungsverstärker soll gelten: $u_a = v u_e$. Dabei ist die Konstante v die **Spannungsverstärkung** der Schaltung. Der Index e bezieht sich auf den Eingang, a auf den Ausgang der Schaltung. Spannungsänderungen in beiden Richtungen sind in einer Schaltung nur möglich, wenn schon im Ruhezustand (d.h. bei $u_e=0$) Spannungen vorhanden sind. Diese Spannungen, um die herum die Spannungsschwankungen stattfinden, heißen **Ruhspannungen** oder statische Spannungen. Die zugehörigen Ströme heißen **Ruheströme**. Sie bestimmen den **Arbeitspunkt** A der Schaltung. Im Kennlinienbild (Bild 1) ist ein solcher Arbeitspunkt eingetragen. Dort wurde als Kollektor-Emitter-Ruhspannung etwa die Hälfte der Betriebsspannung der Schaltung gewählt. Das ist dann sinnvoll, wenn man am Ausgang große symmetrische Spannungen ermöglichen möchte. Kommen nur Signale einer Polarität vor, so ist eine Randlage des Arbeitspunktes zweckmäßiger.

Die Wahl des Ruhestromes I_C hängt vom Kollektor-Vorwiderstand R_C (**Arbeitswiderstand**) ab. Für dessen Wahl sind der Verstärkungsfaktor, der Stromverbrauch und die 'Schnelligkeit' der Schaltung zu berücksichtigen. Bei großem Widerstand ergeben sich große Verstärkung und kleiner Stromverbrauch. Bei kleinem Widerstand sind höhere Frequenzen verarbeitbar (wegen kleinerer integrierender RC-Zeitkonstanten). Übliche Werte von R_C liegen zwischen 100Ω und $10k\Omega$.

Im Kennlinienbild (Bild 1) wurde $R_C=1k\Omega$ angenommen und die zugehörige **Widerstandsgerade** oder **Arbeitsgerade** eingezeichnet. Sie beschreibt den Zusammenhang zwischen der Spannung U_{CE} , die nach dem Spannungsabfall an R_C von der Betriebsspannung U übrigbleibt, und dem gemeinsamen Strom I_C durch R_C

und Transistor: $U_{CE} = U - I_C R_C$. Der Arbeitspunkt der angegebenen Emitterschaltung wird durch geeignete Dimensionierung des Basis-Vorwiderstandes R_V eingestellt. An ihm fällt die Betriebsspannung U abzüglich $U_{BE} \approx 0,7V$, (vergl. Bild 1) ab. Entnimmt man dem Kennlinienbild noch den Basisstrom I_B im Arbeitspunkt, so ergibt sich der nötige Wert von R_V . Die Ruhespannungen werden von den Eingangs- und von den Ausgangsklemmen der Schaltung durch **Koppelkondensatoren** ferngehalten. Diese sind genügend groß zu dimensionieren, damit sie (als Elemente von frequenzabhängigen R-C-Spannungsteilern) das Eingangs- und das Ausgangssignal nicht unzulässig verändern.

Vom Arbeitspunkt wird jetzt kaum noch die Rede sein. Er sei gewählt, und die **Transistorkenngrößen β , r_B und r_C** seien bekannt. Jetzt geht es um die dynamischen **Schaltungskenngrößen**, nämlich die schon erwähnte **Spannungsverstärkung v** , sowie die **Eingangsimpedanz** (Eingangsspannung / Eingangsstrom, $Z_e = u_e / i_e$) und die **Ausgangsimpedanz** (Ausgangsspannung / Ausgangsstrom, $Z_a = u_a / i_a$). Diese Größen heißen zwar Impedanzen, verhalten sich aber bei nicht zu hohen Frequenzen wie gewöhnliche Widerstände, d.h. ohne Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung.

Die Eingangsimpedanz hat die Bedeutung eines Lastwiderstandes für die Signalquelle. Die Ausgangsimpedanz ist der Innenwiderstand der als Signalquelle betrachteten Verstärkerschaltung.

Die Schaltungskenngrößen werden anhand von **Ersatzschaltungen** berechnet, die nur das für die Berechnung des dynamischen Verhaltens Notwendige enthalten. Das Transistorverhalten in der Gegend des Arbeitspunktes wird simuliert durch die angegebene **Transistor-Ersatzschaltung** (Bild 3), die die Transistorkenngrößen β , r_B und r_C enthält. Das Doppelkreissymbol stellt eine ideale gesteuerte Stromquelle (unendlich großer Innenwiderstand) dar. Diese Quelle liefert den Strom βi_B .

Die Transistor-Ersatzschaltung wird ergänzt zur **Ersatzschaltung für die Emitterschaltung** (Bild 4). In dieser Ersatzschaltung ist die Betriebsspannungsquelle (U) durch einen Kurzschluss ersetzt worden. Das kann man auf verschiedene Weise begründen. Weil es in diesem Text noch weiterhin nützlich ist, wird dafür das **Überlagerungsprinzip** herangezogen. Wegen der Linearität der herrschenden Gesetze gilt in einem elektrischen Schaltkreis mit linearen Bauelementen und mit mehreren Quellen: Die Spannung zwischen zwei beliebigen Punkten der Schaltung ist gleich der Summe derjenigen Spannungen, die sich zwischen diesen Punkten einstellen, wenn jeweils nur eine der Quellen wirksam ist. Entsprechendes gilt auch für die Ströme in beliebigen Zweigen der Schaltung. Unwirksame Quellen dürfen freilich nicht 'abgeklemmt' werden. Ihre Innenwiderstände müssen in der Schaltung verbleiben.

Weil die Gleichspannungsanteile bei der Berechnung der dynamischen Schaltungskenngrößen nicht interessieren, tritt im Ersatzschaltbild die (als ideal betrachtete) Betriebsspannungsquelle nur als Kurzschluss auf (Innenwiderstand = Null). Die Einführung der zusätzlichen Quelle (βi_B -Quelle) in der Transistor-Ersatzschaltung erweist sich jetzt als bequem handhabbar: Nach dem Überlagerungsprinzip wird eine Spannung (z.B. u_a) in der Schaltung berechnet, indem der Anteil, der von der Quelle u_e stammt, und der Anteil, der von der Stromquelle βi_B stammt, addiert werden. Zum Tragen kommt dieses Verfahren allerdings erst beim nächsten Schaltungsbeispiel (Verstärker mit Stromgegenkopplung).

Aus dem sehr einfachen Ersatzschaltbild für die Emitterschaltung (Bild 4) liest man mühelos ab:

$$i_B = \frac{u_e}{R_B + r_B} \quad \text{und} \quad u_a = -\beta i_B (r_C \parallel R_C)$$

und erhält damit

$$v = \frac{u_a}{u_e} = \frac{-\beta (r_C \parallel R_C)}{R_B + r_B} \quad Z_e = R_B + r_B \quad Z_a = r_C \parallel R_C$$

Dabei wurde vereinfachend R_V weggelassen (d.h. als unendlich groß angenommen), denn in der Regel gilt $R_V \gg r_B$.

Beispiel: $R_V=220k\Omega$; $R_B=680\Omega$; $R_C=1k\Omega$; $\beta=120$; $r_C=10k\Omega$; $r_B = 720\Omega \Rightarrow v=78$; $Z_e=1400\Omega$; $Z_a=910\Omega$.

Kritik an der Emitterschaltung: Weil v stark von r_B abhängt, dieses aber nur in einer engen Umgebung des Arbeitspunktes als Konstante angesehen werden darf, hat eine reine Emitterschaltung ($R_B=0$) schon bei mäßiger Aussteuerung eine deutlich nichtlineare Verstärkung. Mit größerem R_B wird die Verstärkung linearer (d.h. v ist in besserer Näherung konstant) aber auch geringer. (Bemerkung: Im Praktikumsversuch hat R_B manchmal auch noch eine Schutzfunktion für die B-E-Diode!)

Störend ist bei der Emitterschaltung auch, dass die Verstärkung stark von den Transistoreigenschaften abhängt, also von Exemplarstreuungen und von Veränderungen mit der Temperatur oder aufgrund von Alterung.

Demgegenüber erreicht man bei einer **Verstärkerschaltung mit Gegenkopplung** weitgehende Unabhängigkeit der Verstärkereigenschaften von den Transistoreigenschaften.

Als Beispiel dient hier **der stromgegekoppelte Verstärker** (Bild 5). Die Gegenkopplung wird durch den Emitterwiderstand R_E bewirkt, um den die Emittergrundschaltung (Bild 2) ergänzt wurde: $u_{BE} = u_e - R_E i_C$ (Annahme dabei: $i_E \approx i_C$, d.h. $\beta \gg 1$). Dargestellt ist neben der Schaltung (Bild 5) ihre Ersatzschaltung zur Berechnung ihres dynamischen Verhaltens (Bild 6). Darunter findet sich noch zweimal die Ersatzschaltung, nämlich getrennt für die beiden Zustände: (a) u_e wirksam, $\beta i_B = 0$ (Bild 7); (b) i_B wirksam, $u_e = 0$ (Bild 8). Nach dem Überlagerungsprinzip und unter Verwendung der Kirchhoffschen Regeln erhält man

$$i_B = \frac{u_e}{r_B + R_2} - \frac{\beta i_B r_C R_1}{(r_C + R_C + R_1) r_B} \quad u_a = -\frac{\beta i_B r_C R_C}{R_1 + r_C + R_C} + \frac{u_e R_2 R_C}{(r_B + R_2)(R_C + r_C)}$$

mit den Abkürzungen $R_1 = R_E \parallel r_B$ und $R_2 = R_E \parallel (r_C + R_C)$.

Das Eliminieren von i_B aus diesen Gleichungen und das Auflösen nach $u_a(u_e)$ bzw. $v = u_a/u_e$ ist mühsam. Deshalb - und weil es für den Physiker typisch ist, sinnvolle Näherungen zu verwenden, - werden im Folgenden zwei Wege zu einer Näherungsformel beschrieben.

a) In der ersten Gleichung ist die linke Seite, i_B , klein gegen den Summanden mit βi_B , und kann vernachlässigt werden. Dann ergibt sich ein einfacher Ausdruck für i_B , der in die zweite Gleichung eingesetzt wird und ohne weitere Näherung zum Ergebnis $v = -R_C/R_E$ führt.

b) Die gegenkopplungsfreie Verstärkung der Schaltung, also u_a/u_{BE} , sei v_0 . Mit den Näherungen $u_{BE} = u_e - R_E i_C$ und $u_a = -R_C i_C$ folgt $v = (-R_E/R_C + 1/v_0)^{-1}$. Wählt man $R_C/R_E \ll v_0$, so erhält man -wie oben $v = -R_C/R_E$. Bei starker Gegenkopplung (d.h. $v \ll v_0$) wird also tatsächlich die Verstärkung durch ein Widerstandsverhältnis bestimmt und ist nicht mehr abhängig von den Transistoreigenschaften.

Eingangs- und Ausgangsimpedanz des stromgegekoppelten Verstärkers sind: $Z_e \approx \beta R_E$ und $Z_a \approx R_C$.

Die Kollektorschaltung (= **Emitterfolger**, Bild 9) ist eine weitere wichtige Grundschaltung. Sie dient als Impedanzwandler, der bei der Spannungsverstärkung $v \approx 1$ den Strom verstärkt (spezieller Leistungsverstärker).

Aus dem Ersatzschaltbild (Bild 10) folgt für den unbelasteten Ausgang (d.h. $i_a = 0$):

$$i_e - \frac{u_e}{R_V} = i_B \quad u_a = u_e - r_B i_B \quad i_B + \beta i_B = \frac{u_a}{R_E \parallel r_C}$$

Daraus ergeben sich die Verstärkung und die Eingangsimpedanz:

$$v = \left(1 + \frac{r_B}{(\beta + 1)(R_E \parallel r_C)}\right)^{-1} \quad Z_e = R_V \parallel \left[(1 + \beta)(R_E \parallel r_C) + r_B \right]$$

Besonders interessant ist bei der Kollektorschaltung auch die Ausgangsimpedanz Z_a . Man erhält sie aus der Ersatzschaltung, wenn die (hier als ideal betrachtete) Eingangsspannungsquelle durch einen Kurzschluss ersetzt wird und eine Quelle u_a den Strom i_a zur Folge hat (Bild 11).

$$i_B r_B + u_a = 0 \quad i_B + \beta i_B + i_a = \frac{u_a}{R_E \parallel r_C} \quad Z_a = \frac{u_a}{i_a} = R_E \parallel r_C \parallel \frac{r_B}{\beta + 1}$$

Für typische Kenngrößen und realistische äußere Widerstände gelten die Näherungsformeln $v \approx 1$, $Z_e \approx R_V \parallel \beta R_E$, $Z_a \approx r_B/\beta$. Für das Beispiel $\beta = 120$, $r_B = 800 \Omega$, $r_C = 10 \text{ k}\Omega$; $R_V = 220 \text{ k}\Omega$; $R_E = 100 \Omega$ ergibt sich $Z_a \approx 6 \Omega$; $Z_e \approx 12 \text{ k}\Omega$. Diese günstigen Werte für eine Impedanzwandlung werden in der Praxis allerdings verschlechtert:

- Eine angeschlossene Last ist de facto zu R_E parallelgeschaltet, verkleinert also die Eingangsimpedanz,
- der Innenwiderstand einer nicht-idealen Quelle (der Normalfall! Sonst brauchte man ja keinen Impedanzwandler!) ist de facto mit r_B in Reihe geschaltet, vergrößert also die Ausgangsimpedanz.

Es gibt deshalb neben diesem einfachen Impedanzwandler, der Kollektorschaltung, noch eine Reihe verbesserter Impedanzwandler-Schaltungen. (Bemerkung: Auch **ein Transformator ist ein Impedanzwandler**. Bei ihm bestimmt das Quadrat des Windungszahl-Verhältnisses den Quotienten Z_a/Z_e . Anders als beim Emitterfolger findet aber hier keine Leistungsverstärkung statt. Im gleichen Maße wie der Strom hinauf- wird die Spannung heruntertransformiert.)

Die Messung der Eingangsimpedanz Z_e eines Verstärkers (oder einer beliebigen Schaltung mit einem Signaleingang) kann auf sehr einfache Weise geschehen. Eine Signalspannungsquelle mit vernachlässigbar kleinem Innenwiderstand (d.h. praktisch lastunabhängiger Ausgangsspannung) wird über einen veränderlichen Vorwiderstand R an den Verstärkereingang angeschlossen. R wird so eingestellt, dass am Verstärkereingang nur noch die halbe Quellenspannung liegt. Diese Eingangsspannung kann bei nicht allzu hochohmigem Verstärkereingang mit einem Oszilloskop ($Z_e = 1M\Omega$ ohne, $10M\Omega$ mit 10:1-Tastkopf) gemessen werden. Die Eingangsimpedanz des Verstärkers ist bei dieser Einstellung offenbar gleich dem leicht messbaren Vorwiderstand R . Lässt sich der Vorwiderstand R nicht passend einstellen, oder ist der Generator-Innenwiderstand zu groß, so wird Z_e aus der Generatorspannung (bei angeschlossener Schaltung), dem Wert des Vorwiderstandes und der dabei gemessenen Eingangsspannung berechnet.

Die Messung der Ausgangsimpedanz Z_a eines Verstärkers (oder einer beliebigen Schaltung mit einem Signalausgang) kann ebenfalls auf sehr einfache Weise geschehen. Ein veränderlicher Lastwiderstand R (d.h. ein Reihenwiderstand zur Ausgangsimpedanz) wird so eingestellt, dass am Verstärkerausgang gegenüber dem Leerlauf nur noch die halbe Signal-Ausgangsspannung liegt. Diese Ausgangsspannung kann mit einem Oszillographen gemessen werden. Die Ausgangsimpedanz des Verstärkers ist bei dieser Einstellung offenbar gleich dem leicht messbaren Lastwiderstand R . Ist diese Einstellung des Lastwiderstandes nicht möglich, so wird Z_a aus der Leerlauf-Ausgangsspannung, dem Wert des Lastwiderstandes und der dabei gemessenen Ausgangsspannung berechnet. Etwas weniger elegant, dafür aber einfacher, werden im Versuch Eingangs- und Ausgangsimpedanz nicht mit einem Potentiometer bestimmt, sondern durch einen Vergleich der Messung mit bzw. ohne einen zusätzlichen Lastwiderstand von $1k\Omega$.

Der RC-Oszillator (Bild 12) dient hier als Anwendungsbeispiel für die Emitterschaltung. Verwendet man in einem Verstärker statt einer **gegenkoppelnden** Rückkopplung eine **mitkoppelnde** Rückkopplung, die das effektive Eingangssignal vergrößert, so können Schwingungen erzeugt werden. Die Emitterschaltung ist ein Umkehrverstärker (negatives Vorzeichen von v). Eine Mitkopplung ergibt sich dann, wenn das Ausgangssignal abermals um 180° phasenverschoben auf den Eingang zurückgeführt wird. Schwingungen sind dann zu erwarten, wenn die Schleifenverstärkung den Wert 1 erreicht. Die **Schleifenverstärkung** ist das Produkt aus Verstärkung der Emitterschaltung und Abschwächung des 180° -Phasenschiebers. Verwendet man als 180° -Phasenschieber einen Transformator und als frequenzbestimmendes Glied einen Schwingkreis (zu einer Trafowicklung ein Kondensator parallelgeschaltet), so nennt man das eine **Meißner-Schaltung**.

Beim **RC-Oszillator** dient als 180° -Phasenschieber eine Kette aus drei RC-Gliedern. Sie ist gleichzeitig das frequenzbestimmende Glied, denn nur bei einer bestimmten Frequenz beträgt die Phasenverschiebung gerade 180° . Daß man mindestens drei RC-Glieder braucht, ist leicht einzusehen. Jedes solche RC-Glied ist ein frequenzabhängiger Spannungsteiler. Die Ausgangsspannung des Teilers an C ist um 90° phasenverschoben gegen den Strom durch R und C. Für maximale Phasenverschiebung (nämlich 90°) zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung müsste der Strom praktisch phasengleich mit der Eingangsspannung sein. Das wäre der Fall, wenn der Strom von R beherrscht würde und C keine Rolle spielte: $R \gg 1/\omega C$. Das hieße aber auch Ausgangsspannung \ll Eingangsspannung. Beide Bedingungen, 180° -Phasenverschiebung und Schleifenverstärkung 1, können also nur mit wenigstens drei RC-Gliedern erfüllt werden. Mit der Abkürzung $Z_C = -i/\omega C$ liefert der Ansatz (fortgesetzte Spannungsteilung):

$$u_2 = \frac{R}{Z_C + R} \frac{R \parallel (Z_C + R)}{Z_C + R \parallel (Z_C + R)} \frac{R \parallel \{Z_C + R \parallel (Z_C + R)\}}{Z_C + R \parallel \{Z_C + R \parallel (Z_C + R)\}}$$

für die unbelastete RC-Kette nach einigen Rechenschritten den reziproken Abschwächungsfaktor:

$$\frac{u_1}{u_2} = 1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + i \left\{ (\omega RC)^{-3} - \frac{6}{\omega RC} \right\}.$$

Bei der gewünschten 180° -Phasenverschiebung, d.h. der Vorzeichenumkehr, muss der Imaginärteil des Abschwächungsfaktors Null sein. Daraus folgt $\omega_{180} = (RC\sqrt{6})^{-1}$ und $(u_2/u_1)_{180} = -1/29$.

Für das Beispiel $R=1000\Omega$ und $C=68nF$ ergibt sich $f_{180} \approx 950\text{Hz}$. Es ist aber zu beachten, daß die Eingangsimpedanz Z_1 der RC-Kette den Verstärkerausgang ebenso wie die Eingangsimpedanz des Verstärkers den Kettenausgang belastet. Dimensioniert man die Emitterschaltung so, wie in dem entsprechenden Abschnitt oben angegeben wurde, hat also eine Leerlaufverstärkung von etwa 80, so sollte trotz der Belastungen die Schleifenverstärkung 1 noch sicher erreicht werden.