



---

UNIVERSITÄT  
BERN

**IAP**  
**Institut für angewandte Physik**

Sidlerstr.5  
CH-3012 Bern

|              |               |
|--------------|---------------|
| Daniel Weber | 031 631 89 06 |
| Andres Luder | 031 631 89 17 |

# Laborkurs Moderne Physik: Operationsverstärker

# Inhaltsverzeichnis

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>I</b> | <b>Theorie</b>  | <b>1</b>  |
| <b>1</b> | <b>Einführung in die Elektronik</b>                       | <b>1</b>  |
| 1.1      | Allgemeine Definitionen . . . . .                         | 1         |
| 1.1.1    | Definition der Spannung $U$ [V] . . . . .                 | 1         |
| 1.1.2    | Definition des Stromes $I$ [A] . . . . .                  | 1         |
| 1.1.3    | Definition des Widerstandes $R$ [ $\Omega$ ] . . . . .    | 2         |
| 1.1.4    | Definition des Kondensators $C$ [F] . . . . .             | 2         |
| 1.1.5    | Definition der Spule $L$ [H] . . . . .                    | 3         |
| 1.2      | Aktive Elemente . . . . .                                 | 3         |
| 1.2.1    | Das Eintor . . . . .                                      | 5         |
| 1.2.2    | Das Zweitort . . . . .                                    | 6         |
| 1.3      | Komplexe Darstellung linearer Schaltkreise . . . . .      | 6         |
| 1.4      | Bode Diagramme . . . . .                                  | 9         |
| 1.5      | Nicht-lineare Schaltelemente . . . . .                    | 11        |
| 1.5.1    | Die Diode . . . . .                                       | 11        |
| 1.5.2    | Der Transistor . . . . .                                  | 14        |
| <b>2</b> | <b>Der Operationsverstärker</b>                           | <b>18</b> |
| 2.1      | Einleitung . . . . .                                      | 18        |
| 2.2      | Aufbau und Eigenschaften . . . . .                        | 18        |
| 2.3      | Der Differenzverstärker . . . . .                         | 20        |
| 2.4      | Kennzahlen des Operationsverstärkers . . . . .            | 22        |
| 2.5      | Dynamisches Verhalten von Operationsverstärkern . . . . . | 26        |
| 2.5.1    | Frequenzgang . . . . .                                    | 26        |
| 2.5.2    | Slewrate . . . . .  | 27        |
| 2.6      | Kenngrößen . . . . .                                      | 28        |
| 2.7      | Terminologie . . . . .                                    | 29        |
| 2.8      | Einfache Schaltkreise mit Operationsverstärker . . . . .  | 29        |
| 2.9      | Checkliste . . . . .                                      | 39        |
| 2.9.1    | Statische Schaltungen . . . . .                           | 39        |
| 2.9.2    | Dynamische Schaltungen . . . . .                          | 44        |
| 2.10     | Anschlussbelegung von Operationsverstärkern . . . . .     | 47        |

|            |  |           |
|------------|--|-----------|
| <b>II</b>  | <b>Experiment</b>                              | <b>48</b> |
| <b>3</b>   | <b>Experimentelle Aufgaben</b>                 | <b>48</b> |
| 3.1        | Teil 1 . . . . .                               | 48        |
| 3.2        | Teil 2 . . . . .                               | 48        |
| 3.3        | Teil 3 . . . . .                               | 48        |
| <b>III</b> |  | <b>49</b> |
| <b>4</b>   | <b>Einführung in pSpice</b>                    | <b>49</b> |
| 4.1        | Einleitung . . . . .                           | 49        |
| 4.2        | Installation . . . . .                         | 49        |
| 4.3        | Schaltungsentwurf mit CAPTURE . . . . .        | 49        |
| 4.3.1      | Widerstand setzen . . . . .                    | 50        |
| 4.3.2      | Eigenschaften der Bauteile verändern . . . . . | 50        |
| 4.3.3      | Elemente verbinden . . . . .                   | 51        |
| 4.3.4      | Quelle setzen . . . . .                        | 51        |
| 4.3.5      | Ground setzen . . . . .                        | 51        |
| 4.3.6      | Weitere Elemente . . . . .                     | 51        |
| 4.4        | Simulation mit pSpice . . . . .                | 51        |
| 4.4.1      | Messgrößen in CAPTURE festlegen . . . . .      | 51        |
| 4.5        | Beispiel: Aktives Filtern mit OpAmps . . . . . | 52        |
| 4.5.1      | Bemerkungen zur Schaltung . . . . .            | 52        |
| 4.5.2      | Bemerkungen zur Simulation . . . . .           | 52        |
| <b>5</b>   | <b>Experimentierplatine</b>                    | <b>57</b> |
| <b>6</b>   | <b>Datenerfassung mit dem DSO</b>              | <b>58</b> |
| <b>7</b>   | <b>Datenauswertung mit LabView</b>             | <b>59</b> |

# Teil I

## Theorie

### 1 Einführung in die Elektronik

#### 1.1 Allgemeine Definitionen

##### 1.1.1 Definition der Spannung $U$ [V]

Spannung ist kein absolutes Mass, sondern immer ein Vergleich zwischen zwei Punkten. Sie ist definiert als die Potentialdifferenz zwischen zwei Punkten  $x$  und  $y$ . Konventionsgemäss wird die Spannung  $U_{xy}$  als positiv definiert, wenn der Punkt  $x$  positiv gegenüber dem Punkt  $y$  ist. Bei umgekehrten Verhältnissen gilt die Spannung als negativ. Bezieht man die Spannung auf einen gemeinsamen Nullpunkt, auch Masse genannt, wird das Wort Potential anstelle von Spannung benutzt. Man spricht dann nicht ganz korrekt von der Spannung eines Punktes. Vielfach wird in der Literatur die Spannung zwischen zwei Punkten in einem Schaltkreis mit einem Pfeil gekennzeichnet. Es ist darauf zu achten, dass in der europäischen Literatur die Pfeilrichtung vom höheren Potential in Richtung des tieferen Potentials gezeichnet wird, während in der amerikanischen Literatur das Umgekehrte gilt.

##### 1.1.2 Definition des Stromes $I$ [A]

Der Strom in einem Schaltkreis wird durch einen Pfeil in der Leitung gekennzeichnet.  $I$  gilt als positiv, wenn der Strom in Richtung des Pfeils fliesst und umgekehrt als negativ. Im konventionellen Sinn fliesst der Strom vom höheren Potential zum tieferen. Physikalisch ist dies nicht korrekt, da die Elektronen die beweglichen Ladungsträger sind, und diese vom tieferen zum höheren Potential fließen. Doch ist es in der Praxis irrelevant, da ein Strom positiver Ladungsträger für fast alle Anwendungen gleichbedeutend mit einem Strom negativen Ladungsträger ist.

### 1.1.3 Definition des Widerstandes $R$ [ $\Omega$ ]

Der Widerstand ist ein passives, dissipatives Element. Ein Schaltkreis gilt als passiv, wenn die vom Schaltkreis absorbierte Energie immer grösser oder gleich Null ist. In anderen Worten kann in einem passiven Schaltkreis nur Energie verbraucht oder gespeichert werden. Die totale absorbierte Energie ist definiert als:

$$E(t) = \int_{t_0}^t u_k(\tau) \cdot i_k(\tau) d\tau + E(t_0)$$

Ein dissipatives Element speichert keine Energie. Die vom Widerstand absorbierte Energie wird komplett als Wärme an die Umgebung abgegeben. Der Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und Stromdurchfluss ist bei einem ohmschen Widerstand gegeben durch:

$$R = \frac{U}{I}$$

Dabei ist  $R$  stets positiv, d.h., es gehen nur Absolutwerte von Strom und Spannung in die Gleichung ein. Anders ausgedrückt ist die Richtung, in der der Strom den Widerstand durchfliesst, unwichtig.

### 1.1.4 Definition des Kondensators $C$ [ $F$ ]

Der Kondensator ist ein passives, nicht-dissipatives Element.  $C$  heisst Kapazität und gibt an, in welchem Masse Energie im Kondensator gespeichert werden kann.  $C$  wird in Farad gemessen. Es ist also möglich, Energie im elektrischen Feld eines Kondensators zu speichern und zu einem späteren Zeitpunkt wieder herauszuziehen. Der Kondensator speichert Energie, indem er im Inneren ein elektrisches Feld aufbaut, das die angelegte Spannung kompensiert. Schaltet man die externe Spannungsquelle ab und verbindet den Kondensator mit einem Widerstand, kann die gespeicherte Energie über den Widerstand abfließen. Das Analogon zur Ohm'schen Regel sieht im Kondensator wie folgt aus:

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$$

Da sich der Strom als Funktion der Spannung zwischen den Platten verändert, sagt man, die Spannung sei die Zustandsvariable des Kondensators.

### 1.1.5 Definition der Spule $L$ [H]

Die Spule ist wie der Kondensator ein passives, nicht-dissipatives Element. Im Gegensatz zum Kondensator speichert die Spule die Energie nicht im elektrischen Feld, sondern im magnetischen Feld.  $L$  nennt man die Induktivität der Spule und wird in Henry gemessen. Die Beziehung zwischen Strom und Spannung lautet bei der Spule:

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

In der Spule ist also der Strom die Zustandsvariable. Wickelt man zwei Spulen mit verschiedener Induktanz um einen Eisenkern und lässt durch die Erste ein Strom fließen, induziert das sich veränderliche Magnetfeld in der zweiten Spule ein Strom. Dieser hat wegen der unterschiedlichen Induktanz einen anderen Wert als der in der ersten Spule. In anderen Worten ist die Spannung, die an einer Spule angelegt wurde, in eine andere Spannung an der anderen Spule transformiert worden. Der aufmerksame Leser wird bemerkt haben, dass dies nur bei veränderlichem Strom möglich ist, da ein veränderliches Magnetfeld benötigt wird, um Strom in einem Leiter zu induzieren.

## 1.2 Aktive Elemente

Im Gegensatz zu passiven Elementen wie Widerstand, Kondensator und Spule, können aktive Elemente eine positive Bilanz der absorbierten Energie liefern. Beispiele solcher Elemente sind ideale Spannungsquellen, ideale Stromquellen, Nullatoren und Noratoren. Obschon ideale Operationsverstärker mithilfe eines Nullator und eines Norator beschrieben werden können, werden wir hier nicht näher auf diese Schaltelemente eingehen. Dafür werden wir noch ideale Strom- und Spannungsquellen untersuchen. Es gibt zwei verschiedene Sorten idealer Spannungsquellen:

1. Die unabhängige Spannungsquelle
2. Die gesteuerte Spannungsquelle.

1. Die unabhängige Spannungsquelle ist ein Eintor, auch bipoles Schaltelement genannt. Weiter unten wird der Begriff *Eintor* erklärt. Das Zeichen einer unabhängigen idealen Spannungsquelle ist einfach ein Kreis um einen

Leiter. Dies ist nicht zufällig so gewählt, sondern hat einen sinnvollen Grund: Eine ideale Spannungsquelle mit Intensität null verhält sich wie ein Kurzschluss, also als würde man den Kreis einfach entfernen. Beim Berechnen einfacher Schaltungen wird diese Eigenschaft sehr nützlich sein. Eine unabhängige Spannungs- bzw. Stromquelle ist in Abbildung 1a bzw. 1b zu sehen.

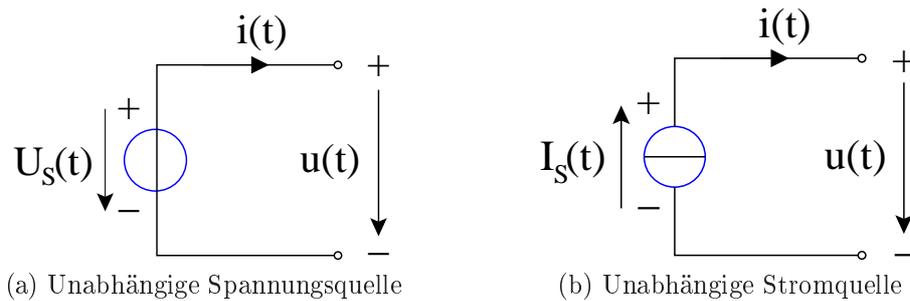


Abbildung 1: Unabhängige ideale Quellen

2. Im Gegensatz zur unabhängigen Spannungsquelle steht die gesteuerte Spannungsquelle. Eine gesteuerte ideale Spannungsquelle wird, wie der Name sagt, von einer anderen Spannung oder einem anderen Strom gesteuert. Sie ist ein Zweitor oder Quadrupol. Das dazugehörige Zeichen ist nicht ein Kreis, sondern ein Viereck um einen Leiter. In Abbildung 2b ist das Schaltbild einer Spannungsgesteuerten Spannungsquelle gezeigt.

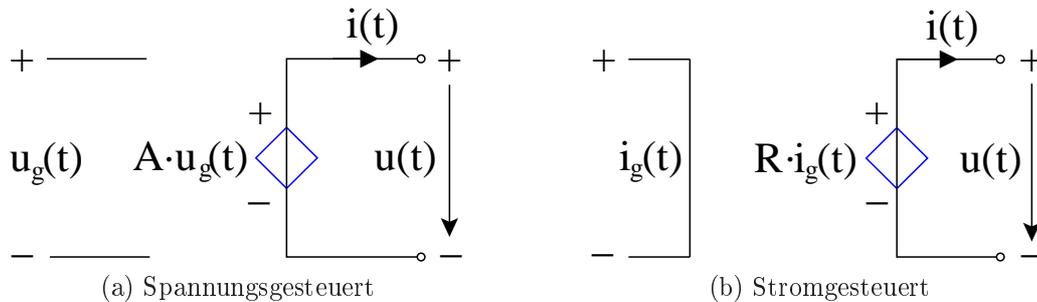


Abbildung 2: Gesteuerte Spannungsquellen

Die Spannung  $u(t)$  auf der rechten Seite ergibt sich aus der Spannung  $u_g(t)$  auf der linken Seite, multipliziert mit einem Faktor  $A$ .

$$u(t) = A \cdot u_g(t) \quad , \quad \forall i(t)$$

Schaltungen mit Operationsverstärker können mithilfe gesteuerter Spannungsquelle berechnet werden.

Eine Spannungsquelle kann aber auch stromgesteuert sein, wie in Abbildung 2b zu sehen ist. In diesem Fall ist die Ausgangsspannung durch

$$u(t) = R \cdot i_g(t) \quad , \quad \forall i(t)$$

gegeben, wobei  $R_m$  die Dimension eines Widerstandes hat.

Analog zur idealen Spannungsquelle gibt es zwei Sorten idealer Stromquellen. Im Unterschied zur idealen Spannungsquelle mit  $U = 0$  verhält sich eine Stromquelle mit  $I = 0$  wie ein offener Schaltkreis. Aus diesem Grund wird für die Stromquelle ein Kreis mit einem Strich senkrecht zum Leiter gebraucht. Entfernt man den Kreis, um anzudeuten, dass die Intensität null ist, resultiert ein unterbrochener Leiter und der ganze Schaltkreis ist unterbrochen. Im Falle einer gesteuerten Stromquelle wird, analog zur Spannung, ein Quadrat anstatt eines Kreises verwendet. Auch hier kann die Quelle gemäß Abbildung 3 entweder Spannungs- oder Stromgesteuert sein. Die Rechnung erfolgt analog zu den Spannungsquellen mit den Faktoren  $G$  und  $A$ .  $G$  ist das inverse eines Widerstandes

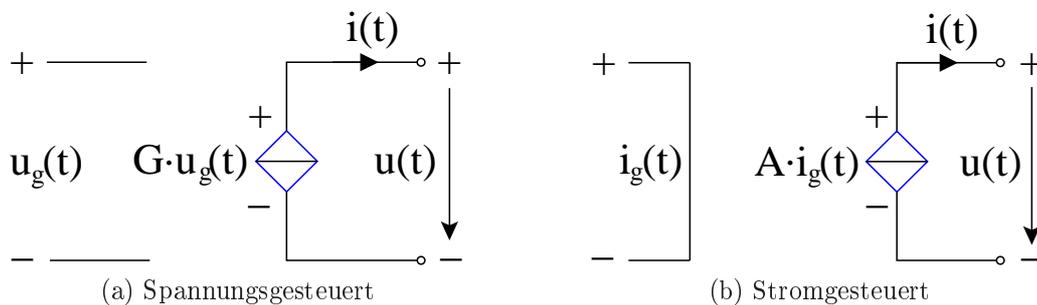


Abbildung 3: Gesteuerte Stromquellen

### 1.2.1 Das Eintor

Ein bipoles Schaltelement hat nur zwei Anschlussstellen, daher der Name. Ein Eintor ist linear, wenn Strom und Spannung über einen Faktor miteinander verbunden sind. Mathematisch lässt sich die Linearität wie folgt beschreiben: Entspricht einer Erregungsspannung  $u_\nu(t)$  ein Strom  $i_\nu(t)$ , dann ist

$$u(t) = \sum k_\nu u_\nu(t) \Rightarrow i(t) = \sum k_\nu i_\nu(t)$$

Bemerkung: Alle bisher besprochenen Schaltelemente sind lineare Eintore.

### 1.2.2 Das Zweitor

Ein Quadrupol oder Zweitor besteht aus zwei Eintoren, die sich gegenseitig beeinflussen. In Abbildung 4 ist ein Zweitor dargestellt. Dem Erregerpaar

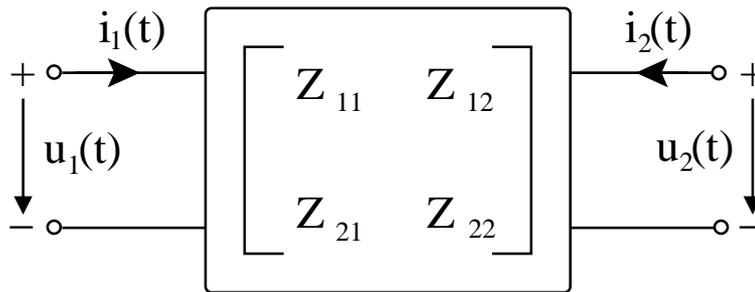


Abbildung 4: Schaltbild eines Zweitores

$[u_1(t), u_2(t)]$  entspricht ein Antwortpaar  $[i_1(t), i_2(t)]$  so, dass gilt:

$$i_1(t) = i_{11}|_{u_1} + i_{12}(t)|_{u_2}$$

$$i_2(t) = i_{21}(t)|_{u_1} + i_{22}|_{u_2}$$

Die Linearität eines Zweitores ist dann so definiert, dass einem Erregerpaar  $[au_1(t), bu_2(t)]$  ein Antwortpaar  $[i_1(t), i_2(t)]$  entspricht und

$$i_1(t) = ai_{11}|_{u_1} + bi_{12}(t)|_{u_2} \quad \text{und} \quad i_2(t) = ai_{21}(t)|_{u_1} + bi_{22}(t)|_{u_2}$$

gilt. Dasselbe kann man natürlich mit den Erregerpaaren  $[i_1(t), i_2(t)]$ ,  $[i_1(t), u_2(t)]$  und  $[u_1(t), i_2(t)]$  machen, bei denen dann jeweils die zwei fehlenden Variablen als Antwortpaare auftreten.

## 1.3 Komplexe Darstellung linearer Schaltkreise

Lässt sich eine Ausgangsspannung  $U_a$  eines Schaltkreises als Funktion einer Eingangsspannung definieren, dann gilt dies zwangsläufig auch für zeitlich langsam variierende Eingangssignale (Quasistationäre Eingangsspannung).

Aus diesem Grund verwendet man für Gleichspannungen und beliebig zeitabhängige Spannungen einheitliche Grossbuchstaben  $U = U(t)$ . In der Elektronik gibt es aber viele Fälle, in denen auch schnell variierende Signale, wie zum Beispiel Wechselspannungen, vorkommen. In solchen Fällen wird dann für den Momentanwert der Spannung einen Kleinbuchstaben  $u$  benutzt. Dasselbe gilt natürlich auch für den Strom. Besonders interessante Fälle von Wechselspannungen sind Schaltungen, bei denen die Spannung sinusförmig von der Zeit abhängt:

$$u = \hat{U} \sin(\omega t + \varphi_u)$$

Dabei wird  $\hat{U}$  als Symbol für den Scheitelwert oder die Amplitude verwendet. Dieser Spezialfall ist von besonderem Interesse, weil aus der Fourieranalyse bekannt ist, dass beliebig periodische Signale als Überlagerung von Sinusfunktionen dargestellt werden können. Somit kann die Analyse sinusförmiger Signale mithilfe der Fourierreihe bei Bedarf auf beliebig periodische Signale ausgedehnt werden. Da aber das Rechnen mit Sinusfunktionen relativ aufwändig ist, ist es von grossem Vorteil, komplexe Funktionen an Stelle der reellen zu verwenden. Dabei bietet der Eulersche Satz die Möglichkeit, Sinusfunktionen als komplexe Exponentialfunktionen auszudrücken:

$$e^{j\alpha} = \cos\alpha + jsin\alpha$$

Der Momentanwert einer Wechselspannung kann also als Realteil eines mit Frequenz  $\omega$  drehenden Vektors, mit fixer Länge  $|\underline{U}|$ , verstanden werden. Dies wird in Abbildung 5 verdeutlicht.

Es gelten die Beziehungen

$$u = \hat{U} \cdot \operatorname{Re}\{e^{j(\omega t + \varphi_u)}\} = \operatorname{Re}\{\hat{U}e^{j\varphi_u} \cdot e^{j\omega t}\} = \operatorname{Re}\{\underline{U}e^{j\omega t}\}$$

und

$$|\underline{U}| = |\hat{U} \cdot e^{j\varphi_u}| = \hat{U} \cdot |e^{j\varphi_u}| = \hat{U}$$

Dabei ist  $\underline{U} = \hat{U}e^{j\varphi_u}$  die komplexe Amplitude.

Entsprechend dem Gleichstromkreis kann in der komplexen Darstellung eine komplexe Impedanz  $\underline{Z}$  definiert werden. Die Impedanz wird dann wie ein Widerstand behandelt und die Ohmsche Regel wird zu

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U}{I} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = Z e^{j\varphi_z}$$

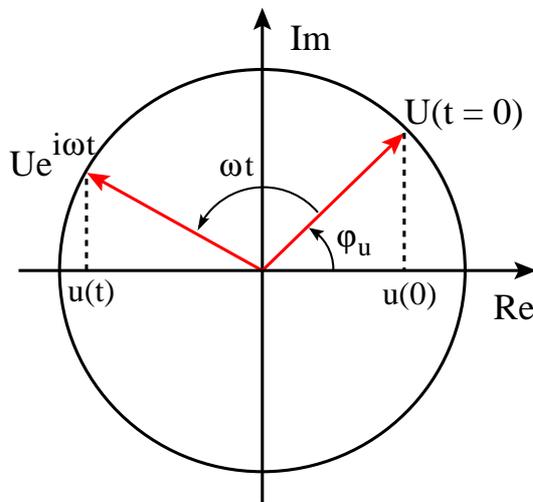


Abbildung 5: Darstellung eines drehenden komplexen Vektors

Interessant ist, dass in Wechselstromkreisen Strom und Spannung nicht unbedingt in Phase sein müssen. Dabei gilt die Phasenverschiebung  $\varphi_z$  als positiv, wenn die Spannung dem Strom vorausgeht. Wie wir gleich sehen werden, ist dies bei verschiedenen Schaltelementen der Fall.

Der klassische Widerstand, wie wir ihn in Sektion 1.1 analysiert haben, wird durch die Ohmsche Regel, also durch

$$u(t) = R \cdot i(t)$$

charakterisiert. Drückt man dies mit der komplexen Darstellung von Strom und Spannung aus, folgt:

$$\frac{1}{2}\underline{U}e^{j\omega t} + \frac{1}{2}\underline{U}^*e^{-j\omega t} = R \cdot \frac{1}{2}\underline{I}e^{j\omega t} + \frac{1}{2}\underline{I}^*e^{-j\omega t}$$

Daraus ist ersichtlich, dass für den komplexen Widerstand folgendes gelten muss:

$$\underline{U} = R \cdot \underline{I} \quad \text{und} \quad \underline{U}^* = R \cdot \underline{I}^*$$

$$\underline{Z} = R \quad \text{und} \quad \varphi_z = 0$$

Beim Widerstand sind also Strom und Spannung in Phase und die Impedanz ist rein reel.

Im Falle des Kondensators ist dies ein bisschen anders. Wie wir schon gesehen haben, sieht die Beziehung zwischen Strom und Spannung im Kondensator wie folgt aus:

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$$

daraus folgt in komplexer Schreibweise

$$\underline{I} = C \cdot j\omega \underline{U} \quad \text{und} \quad \underline{I}^* = C \cdot -j\omega \underline{U}^*$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{und} \quad \varphi_z = -\frac{\pi}{2}$$

Die Spannung eilt also dem Strom um 90 Grad nach. In anderen Worten fließt im Kondensator zuerst Strom, danach wird Spannung aufgebaut. In der Elektronik ist es üblich,  $j\omega$  durch  $p$  zu ersetzen, wobei  $p$  Heaviside oder Differenzierungsmitglied genannt wird. Unter dieser Schreibweise hat der Kondensator eine komplexe Impedanz  $\underline{Z} = \frac{1}{pC}$ . Auf genau gleiche Weise kann gezeigt werden, dass der Spule eine komplexe Impedanz  $\underline{Z} = pL$  mit einer Phasenverschiebung  $\varphi_z = \frac{\pi}{2}$  gleichgesetzt werden kann.

Komplexe Impedanzen besitzen den Vorteil, dass durch sie sowohl Wechselstrom- wie auch Gleichstromkreise berechnet werden können. Die Vorgehensweise werden wir in Abschnitt 2.8 noch genauer untersuchen.

## 1.4 Bode Diagramme

Um im Wechselstromkreis eine Beziehung zwischen Strom und Spannung herzustellen, können alle linearen Elementen zusammengefasst und durch eine totale Impedanz ersetzt werden. Auf diese Weise entstehen für die ganze Schaltung Beziehungen, die der Ohmschen Regel ähnlich sind. Die komplexe Impedanz ist dann aber keine fixe Grösse mehr, sondern hängt von der Frequenz ab

$$\underline{Z}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$$

Dabei ist

$$R(\omega) = \text{Re}[\underline{Z}(\omega)] \quad \text{Effektiver Widerstand}$$

$$X(\omega) = \text{Im}[\underline{Z}(\omega)] \quad \text{Reaktanz (induktiv wenn } >0 \text{ oder Kapazitativ wenn } <0)$$

Die interessante Frage ist nun natürlich, welche Frequenzen in welchem Masse übertragen werden, und wie die Phasenverschiebung zwischen Ein- und

Ausgang von der Frequenz abhängt. Eine übersichtliche Art, diese Fragen zu beantworten, ist die Darstellung der gesuchten Größen im sogenannten Bode-Diagramm. Um dies zu erreichen definieren wir die komplexe Verstärkung

$$\underline{A} = \frac{U_a}{U_e} = \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e} e^{j(\varphi_a - \varphi_e)} = |\underline{A}| e^{j\Phi}$$

Hier ist  $|\underline{A}|$  die Amplitudenantwort und  $\Phi$  die Phasenantwort der Schaltung. Für Sinusförmige Eingangssignale kann dies wie folgt interpretiert werden:

Die Antwort eines linearen Schaltkreises auf eine stationäre, sinusförmige Anregung der Frequenz  $\omega$  und Phase  $\varphi_e$ , ist ein stationäres sinusförmiges Signal gleicher Frequenz mit Phase  $\varphi_a$ .

Die Beziehung zwischen dem Ein- und Ausgang wird dann zu

$$U_a(\omega) = |\underline{A}(\omega)| \cdot U_e(\omega) \quad \text{und} \quad \varphi_a(\omega) = \varphi_e(\omega) + \Phi(\omega)$$

Ein Bode-Diagramm stellt  $|\underline{A}|$  und  $\Phi$  als Funktion von  $\omega$  dar. Dabei wird die Amplitudenantwort in logarithmischer Skala und die Phasenantwort in linearer Skala als Funktion von  $\omega$  in logarithmischer Skala aufgetragen. Es ist üblich, das Spannungsverhältnis  $|\underline{A}| = \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e}$  in Dezibel anzugeben. Per Definition ist ein Bel das logarithmische Verhältnis zweier Leistungen. In der Elektronik ist die Leistung gegeben durch

$$P(t) = u(t)i(t) = \frac{u(t)^2}{R}$$

Dann ist ein Bel gleich

$$\log_{10} \frac{P_a}{P_e} = \log_{10} \frac{\frac{U_a^2}{R}}{\frac{U_e^2}{R}} = 2 \log_{10} |\underline{A}|$$

Ein Bel ist gleich 10 Dezibel, also ist die Verstärkung in Dezibel gegeben durch  $20 \log_{10} |\underline{A}(\omega)|$ . Beispiele von Bode Diagrammen sind in Abbildung 23 gezeigt.

Bei der Charakterisierung der Amplitudenantwort wird der Grenzfrequenz  $f_g$  besonders viel Aufmerksamkeit gewidmet.  $f_g$  ist die Frequenz, bei der das Spannungsverhältnis  $\frac{U_a}{U_e}$  auf  $-3\text{dB}$  also auf 70% abgesunken ist.

## 1.5 Nicht-lineare Schaltelemente

Nachdem wir nun einige lineare Eintore charakterisiert haben, werden wir in diesem Teil noch zwei wichtige nicht-lineare Schaltelemente analysieren. Es handelt sich um die Diode und den Transistor.

### 1.5.1 Die Diode

Die Diode ist ein Eintor, das Strom bevorzugt in eine Richtung fließen lässt. Die beiden Anschlüsse heißen Kathode(K) und Anode(A). Die Diode besteht aus einem Halbleitermaterial, das entweder positiv oder negativ dotiert ist. Halbleiter haben die Eigenschaft, dass das Valenzband und das Leitungsband relativ nahe beieinander sind. Die verbotene Zone zwischen den beiden Bändern kann in manchen Fällen schon mithilfe der thermischen Energie übersprungen werden. Zu den Halbleitermaterialien gehören alle Atome, die 4 Valenzelektronen besitzen. In Dioden wird vorzugsweise Silizium oder Germanium benutzt. In unserer Herleitung werden wir uns auf Silizium beschränken, obschon alle Aussagen selbstverständlich auch für die anderen Materialien gelten.

Bei Null Kelvin bildet jedes Siliziumatom 4 Kovalente Bindungen mit seinen Nachbarn, wodurch alle seine Valenzelektronen gebunden sind. Dabei entsteht ein symmetrisches Gitter. Erhöht man nun die Temperatur, werden einige Bindungen gelöst und die Elektronen gehen vom Valenzband ins Leitungsband über. Für jedes Elektron im Leitungsband gibt es ein Loch im Gitter. Dasjenige Siliziumatom, welches eines seiner Elektronen ins Leitungsband abgegeben hat, verhält sich dann wie ein positiver Ladungsträger. In anderen Worten kann die Anzahl der Löcher einer gleichen Anzahl positiver Ladungsträger gleichgesetzt werden. Die thermische Energie steuert dabei die Produktion von Elektron-Loch Paaren. Ein Elektron kann aber auch aus dem Leitungsband ins Valenzband zurückkehren, wobei es dabei ein Loch wieder auffüllt. Dieser Vorgang heisst Rekombination. In einem Halbleiter laufen die beiden Prozesse der Produktion und der Rekombination spontan ab. Die Zahl der Löcher  $p_i$  ist also gleich der Zahl der Elektronen  $n_i$  und

diese hängt nur von der Temperatur ab. Bei Silizium ergibt das etwa

$$\begin{aligned}\text{Bei 0 K: } n_i &= p_i = 0 \\ \text{Bei 27 K: } n_i &= p_i = 1,45 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3 \\ \text{Bei 100 K: } n_i &= p_i = 1,45 \cdot 10^{12}/\text{cm}^3\end{aligned}$$

In einem Siliziumkristall ist die Atomdichte etwa  $5 \cdot 10^{22}/\text{cm}^3$ . Bei 27 Kelvin hat es also nur ein freies Elektron pro  $3,5 \cdot 10^{12}$  Atome, was eine verschwindend kleine Zahl ist. Um die Anzahl der freien Elektronen und Löcher zu erhöhen, werden die Halbleiter dotiert. Dabei unterscheidet man zwischen zwei Typen, positiv oder negativ dotierte Halbleiter.

Negativ oder n-dotierte Halbleiter erhält man, wenn einige Atome mit 5 Valenzelektronen, zum Beispiel Phosphor, ins Siliziumgitter eingebaut werden. Phosphor fügt sich ins Gitter ein und bildet auch vier kovalente Bindungen mit den Siliziumnachbarn. Das verbleibende freie Elektron ist nur schwach an den Kern gebunden, sodass es sehr leicht ins Leitungsband angeregt werden kann. Die thermische Energie bei Raumtemperatur reicht dafür schon aus. Die Anzahl freier Elektronen wird also fast gleich gross wie die Anzahl der Phosphoratome. Die Löcher im Gitter existieren immer noch, aber in viel kleinerer Anzahl. Bei hinreichender Dotierung ist die freie Elektronendichte viel grösser als die Löcherdichte und aus diesem Grund wird ein auf diese Weise dotierter Halbleiter als n-dotiert bezeichnet.

Positiv bzw. p-dotierte Halbleiter entstehen auf die gleiche Art, nur werden nicht Atome mit 5, sondern mit 3 Valenzelektronen eingesetzt und als Resultat hat man eine grössere Löcherdichte und wenig freie Elektronen. Bohr ist ein beliebtes Material um p-dotierte Halbleiter herzustellen.

Nun kann man sich natürlich fragen, wozu man überhaupt dotiert. Fusioniert man einen p-dotierten und einen n-dotierten Halbleiter, entsteht ein neues Schaltelement, namens Diode, mit einzigartigen Eigenschaften. Freie Elektronen diffundieren von der n-dotierten Seite zur p-dotierten Seite und füllen dort die Löcher auf. Durch den Verlust von Elektronen wird die anfangs neutrale, n-dotierte Seite positiv und die p-Seite negativ geladen. Diese Diffusion wird gestoppt, sobald das anziehende Potential der n-dotierten Seite den natürlichen Drift der Elektronen kompensiert. Auf diese Weise entsteht am n-p Übergang der beiden Halbleiter eine Verarmungszone, in der keine freien Ladungsträger mehr vorhanden sind. Schliesst man nun eine Spannungsquelle mit positivem Pol an die p-dotierte Seite und den negativen Pol an die n-dotierte Seite, dann werden die Elektronen durch das äussere Poten-

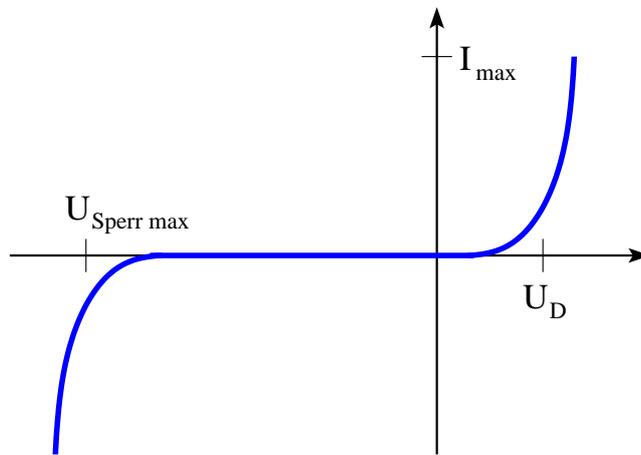


Abbildung 6: Diodenkennlinie

tial von der n-Seite zur p-Seite gezogen. Das Umgekehrte geschieht mit den Löcher. Auf diese Weise verkleinert sich die Verarmungszone. Ist die Zone klein und das externe Potential genügend gross, können Elektronen von der n- zur p-Seite fließen. So kann die Diode in eine Richtung (Durchlassrichtung) vom Strom durchflossen werden. Wird die Diode umgekehrt beschaltet, vergrössert das externe Potential die Verarmungszone, indem es die Löcher und die Elektronen vom Übergang wegzieht. Dabei entsteht ein elektrisches Feld, das sich dem, durch Diffusion entstandenen, Feld hinzuaddiert. Die n-dotierte Seite wird Kathode, die p-dotierte Seite Anode genannt. Die Gleichung, die den Strom  $I$  durch die Diode an das äussere Potential  $U$  knüpft, ist als Shockleygleichung bekannt. Sie lautet:

$$I = I_S \cdot \left( e^{\frac{Uq}{nkT}} - 1 \right)$$

Dabei ist  $I_S$  der theoretische Sperrstrom und  $n$  eine dimensionslose Grösse zwischen 1 und 2, die die Abweichung von der einfachen Shockleyschen Diodentheorie enthält. Die Shockleygleichung gibt die reale Diodenkennlinie nur in Durchlassrichtung richtig wieder, und auch dort nur für nicht zu grosse Ströme. Der reale Sperrstrom ist viel grösser und nimmt aufgrund von Oberflächeneffekten mit der Sperrspannung zu. In Abbildung 6 ist die Kennlinie einer Diode dargestellt. Es ist zu sehen, dass der Durchlassstrom bei kleinen positiven Spannungen auf hohe Werte ansteigt. Dabei darf ein bestimmter Maximalwert  $I_{max}$  nicht überschritten werden, da die Diode sonst

thermisch zerstört wird. Es ist auch zu erkennen, dass der Sperrstrom bei hohen Sperrspannungen  $U > U_{Sperrmax}$  auf ähnliche Werte wie der Durchlassstrom ansteigt. Normale Dioden dürfen in diesem Bereich nicht betrieben werden, weil sie sonst zerstört werden.

Aus Abbildung 6 ist zu sehen, warum eine Diode ein nicht-lineares Schaltelement ist. Für kleine Signale kann die Diode aber linearisiert werden. Bestimmt man einen Arbeitspunkt, kann die Diode für kleine Schwankungen um diesen Punkt als linear angenommen werden.

### 1.5.2 Der Transistor

**Aufbau und Funktionsweise** Als zweites nicht-lineares Schaltelement werden wir den bipolaren Transistor analysieren. Auf den CMOS Transistor wollen wir hier nicht eingehen. Der Transistor ist ein aktives Element und dient der Leistungsverstärkung. Obschon dies auf den meisten Schaltbildern nicht berücksichtigt wird, muss der Transistor natürlich an eine externe Spannungsquelle angeschlossen werden.

Im Gegensatz zur Diode besteht der Transistor aus 3 Schichten dotierter Halbleiter. Die erste Schicht wird Emitter, die mittlere Basis und die dritte Kollektor genannt. Man unterscheidet zwischen dem npn und dem pnp Transistor. Die Funktionsweise ist für beide identisch, ausser dass die Vorzeichen vertauscht werden müssen. Wir werden uns auf den npn-Transistor konzentrieren.

Häufig wird in der Literatur der Transistor als zwei aneinandergereihte Dioden approximiert. Dies ist ein wenig irreführend, denn das gute Funktionieren eines Transistors erfordert eine dünne Basis und ein Emitter, der viel stärker dotiert ist als der Kollektor. Dies ist im Falle zweier Dioden niemals erfüllt.

Es gibt 3 verschiedene Ausführungen von bipolaren Transistoren: Emitter, Basis oder der Kollektor können auf konstantem Potential liegen. Wir werden hier nur die Emitterschaltung berücksichtigen. Die Schaltbilder sind in Abbildung 7 gezeigt.

Im Normalfall wird der Transistor so betrieben, dass der Übergang von Basis zu Emitter leitend wird und der Übergang von Basis zu Kollektor sperrt. In unserem Fall bedeutet das, dass der positive Pol einer externen Spannungsquelle an die Basis und den Kollektor angeschlossen wird. Der negative Pol wird an den Emitter angeschlossen. Dies ist in Abbildung 8 gezeigt.

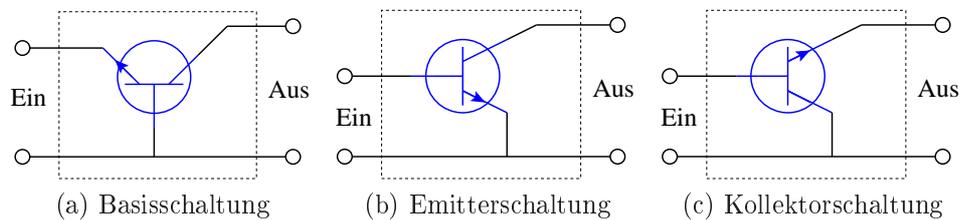


Abbildung 7: Schaltbilder von Transistoren

Die Besonderheit des Transistors ist, dass eine kleine Basis-Emitter Spannung  $U_{BE}$  reicht, um einen grossen Kollektorstrom  $I_C$  zu induzieren. Das Verhältniss  $B = I_C/I_B$  wird Stromverstärkung genannt. Die Verstärkung geschieht, indem die Elektronen aus dem Emitter von der Basis angezogen werden und teilweise in den Kollektor diffundieren. Dort werden sie dann von der positiven externen Spannung angezogen und generieren so einen Kollektorstrom. Der Transistor kann so gestaltet werden, dass 99% der Elektronen, die eigentlich bei der Basis hinaustreten sollten, in den Kollektor diffundieren. Dies ist ein Grund, warum die Basis sehr dünn sein muss (einige  $\mu m$ ). In Abbildung 9 ist die Übertragungskennlinie dargestellt.

**Verwendung** Es ist zu beachten, dass schon eine kleine Änderung der Basis-Emitter Spannung  $U_{BE}$  reicht, um eine grosse Änderung des Kollektorstroms  $I_C$  hervorzurufen. Man erkennt auch, dass die Übertragungskennlinie gleich der Diode einem exponentiellen Verlauf folgt. Sie kann also auch durch die Shockleygleichung beschrieben werden. Im Unterschied zur Diode ist in diesem Fall der Korrekturfaktor sehr nahe an Eins. Es gilt

$$I_C = I_{CS}(T, U_{CE}) \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

Mit dem Spannungsteiler in Abbildung 8 wird eine bestimmte Basis-Emitter Spannung  $U_{BE}$  eingestellt. Diese lässt gemäss letzter Gleichung den Kollektorstrom  $I_C$  durch den Widerstand  $R_C$  fließen und gemäss dem ohmschen Gesetz stellt sich die zugehörige Spannung  $U_{CE}$  ein. Man hat den Arbeitspunkt eingestellt. Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 9 verdeutlicht.

Dort ist auch einfach ersichtlich, dass eine kleine Änderung der Eingangsspannung  $\Delta U_{ein}$  eine grosse Änderung der Ausgangsspannung  $\Delta U_{aus}$  hervorruft.

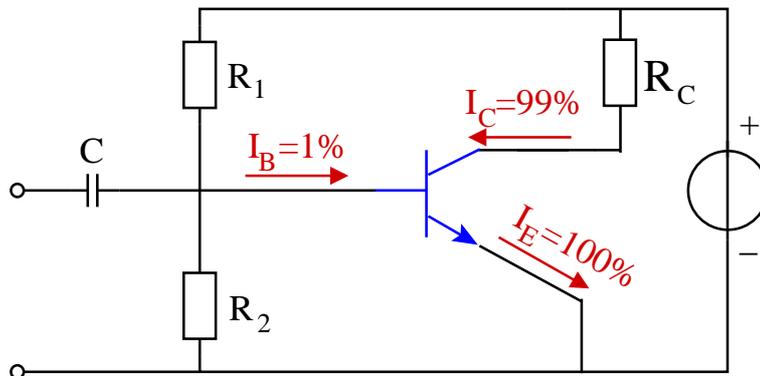


Abbildung 8: Beschaltung

Der Transistor beispielsweise eines Transistorradios<sup>1</sup> hat die Aufgabe, ein Signal zu verstärken. Dazu wird das zu verstärkende, zeitabhängige Signal, d.h. eine Wechselspannung, der Gleichspannung am Arbeitspunkt überlagert. Genau diese Überlagerungen sind das  $\Delta U_{ein}$  und werden verstärkt, weil

$$\frac{\Delta U_{aus}}{\Delta U_{ein}} \gg 1$$

**Zusammenfassung** Um genauer zu verstehen, was beim Transistor passiert, werden wir die Schaltordnung und ihre Funktion nochmals zusammenfassen: Zuerst wird die Basis und der Kollektor mit dem positiven Pol einer Gleichspannungsquelle und der Emittter mit dem negativen Pol verbunden. Auf diese Weise ist der Übergang von Basis zu Emittter leitend und der Übergang von Basis zu Kollektor sollte theoretisch gesperrt sein. Durch die spezielle Geometrie des Transistors fließt aber fast der ganze Strom, der eigentlich durch Basis fließen sollte, durch den Kollektor. Die besondere Eigenschaft des Transistors ist nun, dass eine kleine Änderung der Basis-Emittter Spannung  $U_{BE}$ , eine grosse Änderung des Kollektorstroms  $I_C$  hervorruft. Man kann also eine Eingangsspannung, die klein im Vergleich zur schon bestehenden Gleichspannung ist, auf die Basis geben und diese wird dann verstärkt am Ausgang wiedergegeben. Es gibt also eine totale Leistungsverstärkung, da sowohl Strom und Spannung verstärkt wird.

<sup>1</sup>seit 1954 kommerziell erhältlich

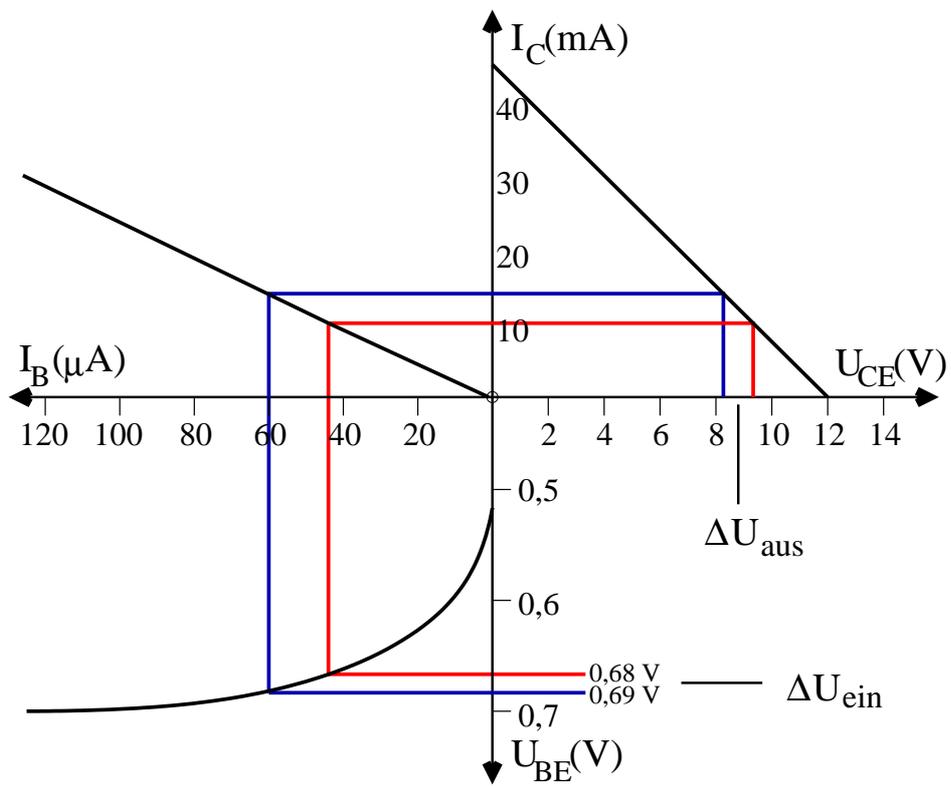


Abbildung 9: Kennlinie und Arbeitspunkteinstellung

## 2 Der Operationsverstärker

### 2.1 Einleitung

Operationsverstärker (OpAmp) sind mehrstufige, monolithisch integrierte Gleichspannungsverstärker und eine Weiterentwicklung von reinen Differenzverstärkern. Der Anstoss zur Entwicklung der Operationsverstärker kam aus der Analogrechnertechnik. Wegen ihrer universellen Verwendbarkeit wurden sie aber schnell in allen Bereichen der Elektronik eingesetzt. Auf Grund ihrer schaltungstechnischen Realisierung, besitzen sie nahezu ideale Eigenschaften. So wird ihre Wirkungsweise überwiegend durch die externe Beschaltung bestimmt.

### 2.2 Aufbau und Eigenschaften

Der innere Aufbau von integrierten Standard-Operationsverstärker ist ziemlich kompliziert. Es ist hier auch nicht nötig, diesen Aufbau vollkommen zu kennen. Um ein qualitatives Verständnis des Operationsverstärkers zu haben, ist es wichtig, die grundlegenden Eigenschaften zu verstehen.

Die Innenschaltung eines Operationsverstärkers lässt sich in drei funktionelle Teile untergliedern (Abbildung 10).

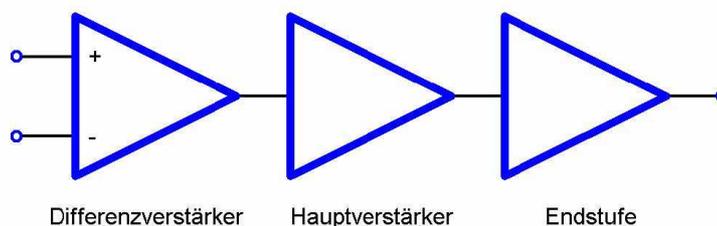


Abbildung 10: Prinzipieller Aufbau eines Operationsverstärkers

Während sich die einzelnen Operationsverstärker in Schaltungsdetails sehr stark unterscheiden, ist der grundsätzliche Aufbau bei den meisten gleich. Die Eingangsstufe wird durch einen meist zweistufigen Differenzverstärker gebildet. Hauptaufgabe dieser Stufe ist die Erzielung einer hohen Gleichtaktunterdrückung, so dass nur *Spannungsdifferenzen* zwischen beiden Eingängen

verstärkt werden. Zusätzlich muss sie ein annähernd ideales Eingangsverhalten sichern.

Die von einem Operationsverstärker geforderte hohe Verstärkung, wird insbesondere in der zweiten Stufe erzeugt. Als Schaltungsprinzip kommt meist eine Emitterschaltung mit Stromquellenlast zum Einsatz. Die Anpassung der Potentialpegel an den Differenzverstärker und die Endstufe, meist durch Emitterfolger realisiert, ist die zweite Aufgabe dieser Stufe. Die Endstufe sorgt für einen niedrigen Ausgangswiderstand und eine möglichst lineare und spiegelsymmetrische Übertragungskennlinie. Dazu bieten sich Gegentakttreiber im AB-Betrieb an. Die gängigen Forderungen, die an einen Operationsver-

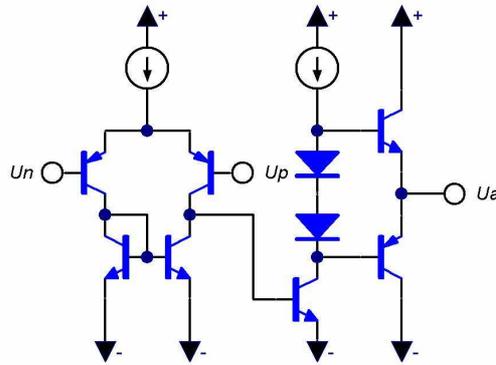


Abbildung 11: Prinzipielle Innenschaltung eines Operationsverstärkers

stärker gestellt werden, sind eine hohe Spannungsverstärkung, ein definierter Frequenzgang, eine gute Nullpunktstabilität, ein Eingangs- und Ausgangspotential Null sowie ein hoher Eingangs- und niedriger Ausgangswiderstand. Wie dies alles gewährleistet werden kann, werden wir in dieser Einleitung nicht behandeln. Einzig den Eingang sowie die Kennzahlen des Operationsverstärkers werden wir noch näher beschreiben.

Die im Praktikumsversuch verwendeten Operationsverstärker unterscheiden sich intern vor allem in der Eingangsstufe. Während der bipolare Typ LM307 ausschliesslich mit 'gewöhnlichen' bipolaren Transistoren aufgebaut ist (NPN und PNP), enthält der BiFET-Typ TL071 Feldeffekttransistoren am Eingang. Dadurch sind diejenigen Charakteristiken des Operationsverstärkers, die hauptsächlich durch die Eingangsstufe bestimmt werden, wie zum Beispiel der Eingangswiderstand, wesentlich verschieden.

## 2.3 Der Differenzverstärker

Um zu verstehen, wie der Eingang eines Operationsverstärkers funktioniert, ist es wichtig, die erste Stufe, also den Differenzverstärker zu verstehen. Ein Differenzverstärker ist ein symmetrischer Gleichspannungsverstärker mit zwei Eingängen und zwei Ausgängen. Die Grundsaltung ist in Bild 12 dargestellt.

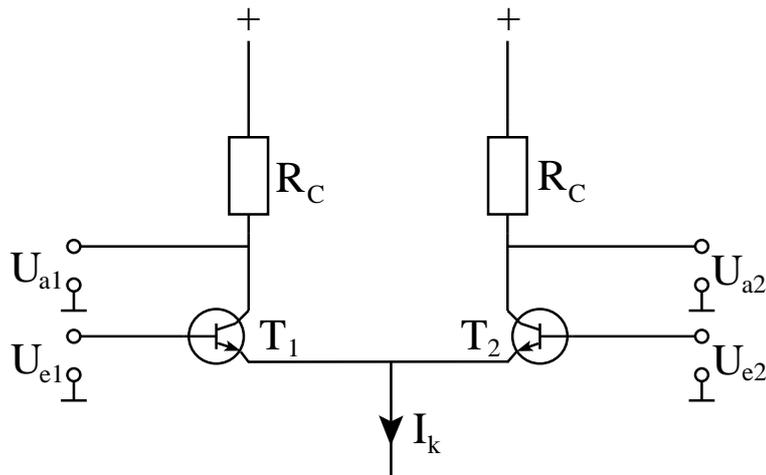


Abbildung 12: Grundsaltung des Differenzverstärkers

Um zu verstehen, wie der Differenzverstärker Spannungsdifferenzen am Eingang verstärkt, müssen wir uns kurz an die wichtigen Eigenschaften des Transistors erinnern. Erhöht man den Basis-Emitterstrom, so erhöht sich auch den Kollektorstrom. Dies ist genau die Eigenschaft, die sich der Differenzverstärker zu nutze macht. Wie in Abbildung 12 zu sehen ist, wird die Kollektor-Emitterstrecke beider Transistoren von einer Gleichstromquelle gespeisen. Infolge der gemeinsamen Emitterstrecke ist das Emitterpotential des ersten Transistors gleich dem Emitterpotential des zweiten Transistors. Somit muss auch die Summe der Emitterströme konstant sein.

$$I_{E1} + I_{E2} = I_k$$

Im Ruhezustand sind die beiden Basisspannungen gleich,  $U_{E1} = U_{E2}$ . Also sind auch die beiden Kollektorströme gleich. Vernachlässigt man die Basis-

ströme, dann gilt im Ruhezustand:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2}I_k$$

Weil es sich um zwei identische Transistoren handelt, werden bei gleichen Kollektorströmen auch die Ausgangsspannungen gleich sein. Dies gilt für beliebige Eingangsspannungen, solange  $U_{E1} = U_{E2}$ . In anderen Worten ist die Verstärkung bei Gleichtaktaussteuerung der Eingängen, auch Gleichtaktverstärkung genannt, gleich Null. Erhöht man nun das Basispotential am ersten Transistor, so dass  $U_{E1} \geq U_{E2}$ , dann erhöht sich auch dessen Basisstrom. Einen grösseren Basisstrom hat aber, wie schon gesagt, einen grösseren Kollektorstrom  $I_{C1}$  zur Folge. Infolge des höheren Kollektorstrom verändert sich die Stromaufteilung im Differenzverstärker. Damit der Strom  $I_k$  konstant bleibt, muss also der zweite Kollektorstrom  $I_{C2}$  kleiner werden. Daraus folgt, dass

$$\Delta I_{C1} = -\Delta I_{C2}$$

sein muss. Dies ist in Abbildung 13 nochmals verdeutlicht.

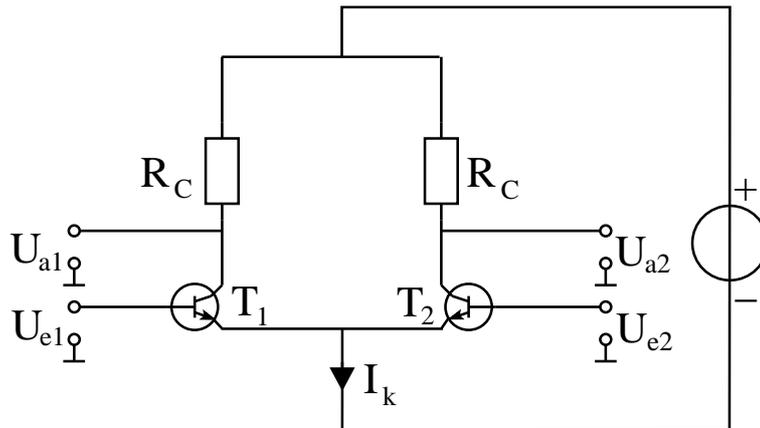


Abbildung 13: Grundschtung des Differenzverstärkers mit Konstantstromquelle

Die Konstantstromquelle liefert den Strom  $I_k$ . Dieser teilt sich im Differenzverstärker in die beiden Kollektorströme  $I_{C1}$  und  $I_{C2}$  auf. Unter Vernachlässigung der beiden Basisströme kann man also sagen, dass die Änderung eines Kollektorstroms immer eine negative Änderung gleicher Grösse des anderen Kollektorstroms zur Folge hat. Fliesst ein grösser Kollektorstrom, dann ist

auch das Kollektorpotential grösser. Dasselbe gilt natürlich auch für die Ausgangsspannung. Eine Eingangsspannungsdifferenz ruft demnach im Gegensatz zu einer Gleichtaktaussteuerung eine Ausgangsspannungsänderung hervor.

## 2.4 Kennzahlen des Operationsverstärkers

Das Grundprinzip eines Operationsverstärkers ist relativ einfach. Vereinfacht ausgedrückt wird eine Spannungsdifferenz am Eingang verstärkt am Ausgang wieder herausgegeben

$$U_a = A_D \cdot U_D$$

Abbildung 14 zeigt das Schaltsymbol eines Operationsverstärkers.

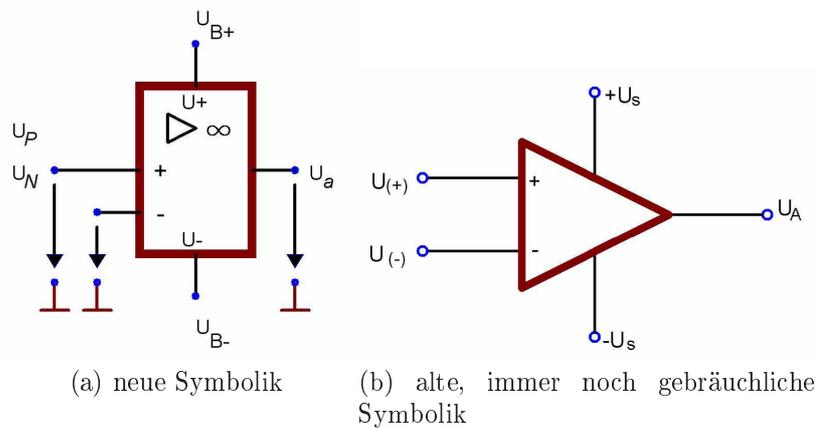


Abbildung 14: Schaltsymbol des Operationsverstärkers

Die Differenzspannung am Eingang,  $U_D$ , ist gegeben durch  $U_P - U_N$ . Da für  $U_N = 0$ , die Ausgangsspannung dasselbe Vorzeichen wie  $U_P$  hat, heisst  $U_P$  nicht-invertierender Eingang und wird mit einem Plus-Zeichen geschrieben. Für  $U_N$  gilt genau das Gegenteil und  $U_N$  wird darum invertierender Eingang genannt. Der Eingang eines Operationsverstärkers wird als Differenzverstärker ausgeführt. Um den Ausgang positiv und negativ aussteuern zu können, muss der Operationsverstärker durch eine positive und eine negative Gleichspannung gespeist werden. In Abbildung 14a wird dies durch  $U_{B+}$  und  $U_{B-}$  gekennzeichnet. In der Praxis wird meistens mit Betriebspotentialen von  $\pm 15$  V gearbeitet.

Ein idealer Operationsverstärker ist durch folgende Merkmale gekennzeichnet:

- ausschliesslich Differenzverstärkung  $v_D : U_a = A_D \cdot U_D$  mit  $v_D \rightarrow \infty$
- keine Eingangsströme:  $I_P = I_N = 0$
- unendlich hoher Eingangswiderstand:  $R_e \rightarrow \infty$
- vernachlässigbar kleiner Ausgangswiderstand:  $R_a = 0$
- spiegelsymmetrische Übertragungskennlinie
- kein Offset:  $U_a(U_D = 0) = 0$
- frequenzunabhängiges Übertragungsverhalten

In der Praxis gibt es natürlich keine idealen Operationsverstärker. Um zu untersuchen, wie nahe ein Operationsverstärker dem Ideal kommt, genügt es, sich einige Kennzahlen anzuschauen.

Als erstes gilt es, die Differenzverstärkung  $A_D$  zu untersuchen. Wie schon gesagt ist die Differenzverstärkung im Idealfall unendlich. In der Praxis liegt sie in der Grössenordnung von  $10^4 \dots 10^5$ . In der Literatur wird die Differenzverstärkung oft auch *offene Verstärkung* oder *open loop gain* genannt. In anderen Worten ist die Differenzverstärkung nichts anderes als die Verstärkung ohne Gegenkopplung.

Als zweites ist es wichtig, die Ausgangssteuerbarkeit des Operationsverstärkers zu kennen. Die Aussteuerbarkeit ist der Bereich, in dem die Ausgangsspannung  $U_a$  linear von der Differenzspannung  $U_D$  abhängt. Erhöht man die Differenzspannung über diesen Grenzwert, wächst die Ausgangsspannung nicht weiter an. Man sagt dann der Verstärker werde übersteuert. Die Aussteuerungsgrenzen liegen betragsmässig um  $\simeq 3V$  unter der Betriebsspannung. Beim Betrieb eines Operationsverstärkers mit  $\pm 15V$  ergibt sich also typischerweise eine Ausgangsaussteuerbarkeit von  $\pm 12V$ . Abbildung 15 zeigt eine typische Kurve für die Ausgangssteuerbarkeit eines Operationsverstärkers.

Ein weiterer Unterschied zwischen dem idealen und dem realen Operationsverstärker ist die Offsetspannung  $U_0$ , auch *input offset voltage* genannt. Beim idealen Operationsverstärker geht die Übertragungskennlinie durch den Nullpunkt. In anderen Worten ist bei einer Eingangsspannungsdifferenz Null auch

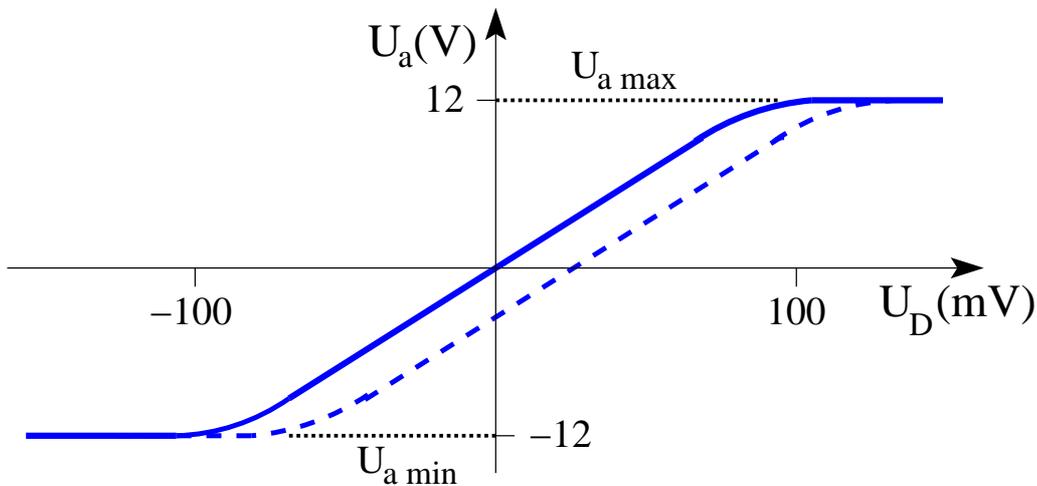


Abbildung 15: Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannungsdifferenz mit (durchgezogen) und ohne (gestrichelt) Offsetspannung

die Ausgangsspannung gleich Null. Dies ist beim realen Operationsverstärker nicht ganz erfüllt. Wie in Abbildung 15 durch die gestrichelte Linie gezeigt ist, muss eine Differenzspannung von einigen mV angelegt werden um die Ausgangsspannung auf Null zu bringen.

Eine weitere wichtige Kenngrösse eines realen Operationsverstärkers, auf die wir hier eingehen möchten, ist die Gleichaktunterdrückung oder *common mode rejection ratio* (CMRR). Obschon der Eingang als Differenzverstärker ausgeführt wird, erlaubt er doch eine bestimmte Gleichaktverstärkung

$$A_{Gl} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{Gl}}$$

Das heisst, gibt man auf den invertierenden und den nicht-invertierenden Eingang die gleiche Spannung  $U_{Gl}$  (also  $U_D = 0$  ist), wird die Ausgangsspannung doch ungleich Null sein. Die Abweichung vom Idealfall, bei der die Gleichaktverstärkung gleich Null ist, wird am besten durch die Gleichaktunterdrückung

$$G = \frac{A_D}{A_{Gl}}$$

charakterisiert. Die Differenzverstärkung ist definitionsgemäss immer positiv, was bei der Gleichaktverstärkung nicht der Fall ist.  $G$  kann also sowohl positive, als auch negative Werte annehmen. In der Literatur ist meist nur

der Betrag von  $G$  angegeben, was nicht heisst, dass in den Formeln mit  $G$  das Vorzeichen ausser Acht gelassen werden kann.

Das Auftreten der Gleichtaktverstärkung macht eine sorgfältigere Definition der Differenzverstärkung notwendig. Wir definieren also die Differenzspannung als den partiellen Differentialkoeffizienten

$$A_D = \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_D} \right|_{U_{Gl}=konst}$$

Mithilfe dieser Definition ergibt sich für die Ausgangsspannung die Beziehung

$$\begin{aligned} \Delta U_a &= \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_D} \right|_{U_{Gl}} \cdot \Delta U_D + \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_{Gl}} \right|_{U_D} \cdot \Delta U_{Gl} \\ \Delta U_a &= A_D \cdot \Delta U_D + A_{Gl} \cdot \Delta U_{Gl} \end{aligned}$$

Da die Übertragungskennlinien der Spannungen innerhalb des Aussteuerungsbereich linear verlaufen, kann diese Beziehung auch wie folgt geschrieben werden

$$\begin{aligned} U_a &= A_D(U_D - U_0) + A_{Gl}U_{Gl} \\ U_a &= A_D \left[ (U_D - U_0) + \frac{1}{G}U_{Gl} \right] \end{aligned}$$

Bei einem idealen Operationsverstärker ist  $U_0 = 0$ ,  $A_D = \infty$  und  $G = \infty$ . In anderen Worten reicht eine verschwindend kleine Differenzspannung  $U_D$ , um jede endliche Ausgangsspannung  $U_a$  einzustellen.

Eine weitere Eigenschaft des realen Operationsverstärkers ist ein endlicher Eingangswiderstand. Dieser lässt sich in einen Differenzeingangswiderstand  $R_d$  und einen Gleichakteingangswiderstand  $R_{gl}$  unterteilen. Beide werden von der Eingangsstufe bestimmt und sind im Kleinsignalersatzschaltbild (Abbildung 16) dargestellt. Sie werden üblicherweise als Niederfrequenz-Werte angegeben.

Neben dem Eingangswiderstand sind auch die Eingangsströme kurz zu diskutieren. Bei Verwendung von Bipolartransistoren im Eingangsdifferenzverstärker, wirken deren Basisströme als Eingangsströme  $I_P$ , beziehungsweise  $I_N$  des Operationsverstärkers. Die Differenz zwischen beiden wird als Offsetstrom  $I_{OS} = I_P - I_N$  bezeichnet. Die Auswirkung dieser Eingangsströme ist von der Beschaltung des Operationsverstärkers abhängig. Einen Überblick über die wichtigsten Kennwerte enthält Tabelle 1.

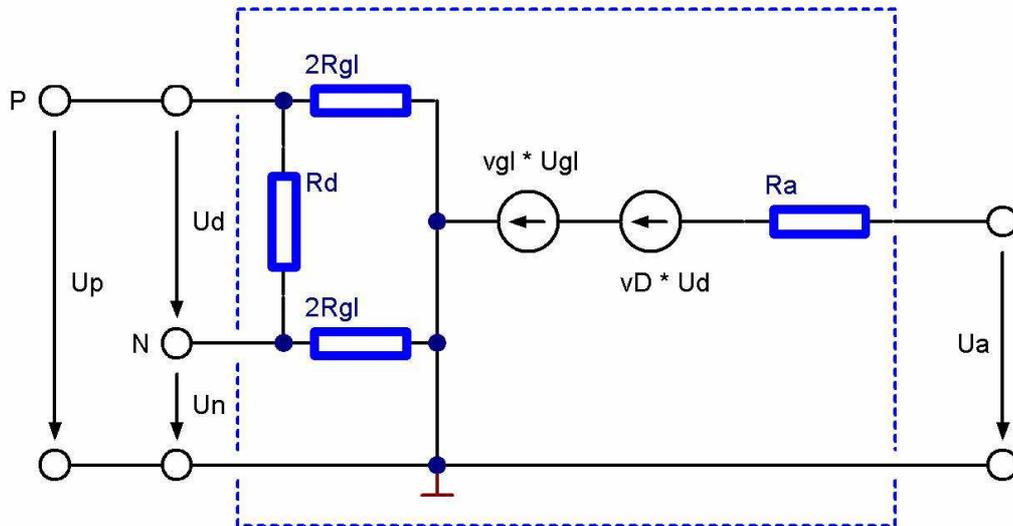


Abbildung 16: Kleinsignalersatzschaltbild eines Operationsverstärkers

## 2.5 Dynamisches Verhalten von Operationsverstärkern

### 2.5.1 Frequenzgang

Der innere Aufbau eines Operationsverstärkers aus mehreren, direkt gekoppelten Verstärkerstufen bewirkt ein frequenzabhängiges Übertragungsverhalten im nutzbaren Frequenzbereich. Abbildung 17 zeigt das zugehörige Bode-Diagramm.

Die erste Eckfrequenz  $f_1$  bestimmt die Bandbreite der NF-Verstärkung  $v_{D0}$ . Oberhalb von  $f_1$  sinkt die Verstärkung mit 20 dB/Dekade (6dB/Oktave). Bei der Transitfrequenz  $f_T$  ist sie auf einen Betrag von  $|vD| = 1 = 0\text{ dB}$  gesunken. Falls die zweite Eckfrequenz  $f_2$  die Bedingung  $f_2 > f_T$  erfüllt, gilt die Näherung  $f_T = |vD| \cdot f_1$  ausreichend genau. Deshalb wird  $f_T$  auch als Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (Gain-Bandwidth-Product GBP) bezeichnet. Zur Sicherung dieser Näherung werden Operationsverstärker intern oder extern frequenzkompensiert. Diese Operationsverstärker zeigen die Charakteristik eines Tiefpassfilters erster Ordnung und sind in der Praxis bezüglich Stabilität äusserst gutartig.

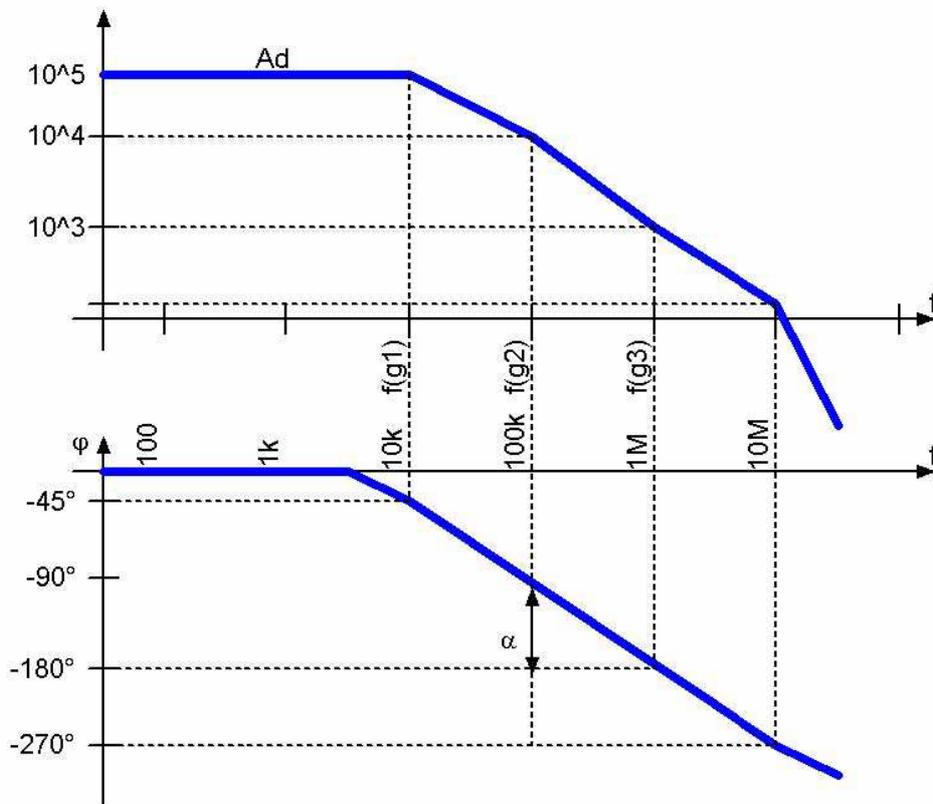


Abbildung 17: Bode-Diagramm eines typischen Operationsverstärkers

### 2.5.2 Slewrate

Bei einer sprunghaften Aussteuerung des Operationsverstärkers wird eine endliche Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung, auch Slewrate  $S_R$  genannt, sichtbar.

$$S_R = \left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{max}$$

Bei einer hochfrequenten Grosssignalaussteuerung kann dadurch eine Signalverzerrung entstehen.

## 2.6 Kenngrößen

Wie bei allen elektronischen Bauelementen werden auch für Operationsverstärker in Datenblättern die maximum ratings angegeben. Das sind Grenzwerte, die ohne Gefahr für den Operationsverstärker nicht überschritten werden dürfen. Für Standardausführungen von Operationsverstärkern werden üblicherweise folgende Grenzen angegeben:

- Speise- oder Versorgungsspannung:  $U_s < 18V$
- Gleichtakt-Eingangsspannung:  $U_P = U_N < 15V$
- Differenzeingangsspannung:  $|U_P - U_N| < 30V$

Werden die angegebenen Grenzwerte für diese Spannungen überschritten, so besteht die Gefahr, dass der Operationsverstärker wegen durchbrechender PN-Übergänge zerstört wird. In Tabelle 1 sind die wichtigsten Kenngrößen von Operationsverstärkern zusammengefasst.

| Kenngröße                                | typische Werte            | ideale Werte |
|--|---------------------------|--------------|
| Differenzverstärkung                     | $10^4 \dots 10^6$         | $\infty$     |
| Gleichtaktunterdrückung                  | $10^3 \dots 10^6$         | $\infty$     |
| Differenzeingangswiderstand              | $10^5 \dots 10^7 \Omega$  | $\infty$     |
| Gleichtakteingangswiderstand             | $> 100R_D$                | $\infty$     |
| Ausgangswiderstand                       | $70\Omega \dots 1k\Omega$ | 0            |
| Offsetspannung                           | $0.5 \dots 5mV$           | 0            |
| Offsetstrom                              | $< I_E$                   | 0            |
| Eingangsruhestrom $I_E = 0.5(I_P + I_N)$ | $20 \dots 200nA$          | 0            |
| Gleichtaktaussteuerbereich               | $> 0.8U_B$                | $U_B$        |
| Ausgangsaussteuerbereich                 | $> 0.8U_B$                | $U_B$        |
| Slewrate SR                              | $0.550V/\mu s$            | $\infty$     |

Tabelle 1: Kennwerte von Operationsverstärkern

## 2.7 Terminologie

Im Zusammenhang mit Operationsverstärkern werden in der Fachliteratur und in Datenblättern häufig die folgenden Begriffe benutzt. Es ist deshalb wichtig, dass Sie sich mit diesen Begriffen vertraut machen. Einige der Begriffe wurden in dieser Anleitung erklärt. Die restlichen finden sie im Buch von Tietze Schenk [1]

- open loop gain
- input voltage range
- bandwidth, unity gain bandwidth
- gain-bandwidth-product
- slew rate
- settling time
- output voltage swing
- common mode rejection ratio
- power supply rejection ratio
- input resistance, input impedance
- output resistance, output impedance
- input offset voltage, offset voltage temperature coefficient
- input bias current
- input offset current

## 2.8 Einfache Schaltkreise mit Operationsverstärker

In diesem Abschnitt werden wir eine kleine Anleitung zur Berechnung von Schaltungen mit Operationsverstärkern geben. Im folgenden werden zwei Methoden vorgestellt. Bevor wir aber zum eigentlichen Berechnen kommen ist es wichtig, zwei häufig benutzte Regeln sowie eine wichtige Eigenschaft von Schaltkreisen zu kennen.

Ein Schaltkreis mit mehreren unabhängigen Strom- und/oder Spannungsquellen kann mithilfe des Superpositionsprinzips berechnet werden. Dieses besagt, dass die Einflüsse der einzelnen Quellen linear zu einem totalen Effekt überlagert werden können. In der Praxis bedeutet das, dass man zuerst alle bis auf eine Quelle Null setzt und dann deren Einfluss auf die Schaltung berechnet. Dasselbe wird mit allen Quellen gemacht und am Schluss werden alle Einflüsse überlagert. Enthält die Schaltung gesteuerte Quellen, muss man in vier Etappen wie folgt vorgehen:

- Die gesteuerten Quellen werden als unabhängig betrachtet
- Das Superpositionsprinzip wird angewendet, als beinhalte der Schaltkreis nur unabhängige Quellen
- Die Spannung und der Strom, die die gesteuerten Quellen steuern, werden mithilfe des Superpositionsprinzips als Funktion der anderen Quellen berechnet
- Die Abhängigkeit der gesteuerten Quellen untereinander werden berücksichtigt

Zusätzlich zum Superpositionsprinzip wird bei der Berechnung vieler Schaltungen von der Knotenregel und der Maschenregel Gebrauch gemacht.

Die *Knotenregel* besagt, dass die Summe der Ströme, die in einen Knoten hineinfließen, gleich der Summe der Ströme ist, die aus dem Knoten herausfließen. Dies folgt direkt aus den Maxwellgleichungen.

Die *Maschenregel* besagt, dass die Summe aller Spannungen längs einer geschlossenen Schlaufe gleich Null ist. Dabei werden diejenigen Spannungen positiv gezählt, die mit dem Umlaufsinn der Schlaufe übereinstimmen. Mit diesen beiden Regeln können nun einfache Schaltungen berechnet werden.

**Erste Methode** Die erste Methode gilt nur für ideale Operationsverstärker. Dabei nimmt man an, dass die Differenzspannung  $U_D$  Null und die Verstärkung  $A$  unendlich gross ist. Man berechnet also die Spannung am nichtinvertierenden Eingang als Funktion der Eingangs- und Ausgangsspannung. Dasselbe macht man mit dem invertierenden Eingang. Danach werden die beiden Eingänge gleichgesetzt, um eine Differenzspannung von Null zu erhalten. Als letztes wird die erhaltene Gleichung nach  $\frac{U_a}{U_e}$  aufgelöst, um die Verstärkung zu erhalten. Im folgenden wird ein Beispiel vorgerechnet.

**Beispiel zur ersten Methode** In diesem Beispiel suchen wir die Verstärkung für den nicht-invertierenden Verstärker. Die Schaltung ist in Abbildung 18 dargestellt.

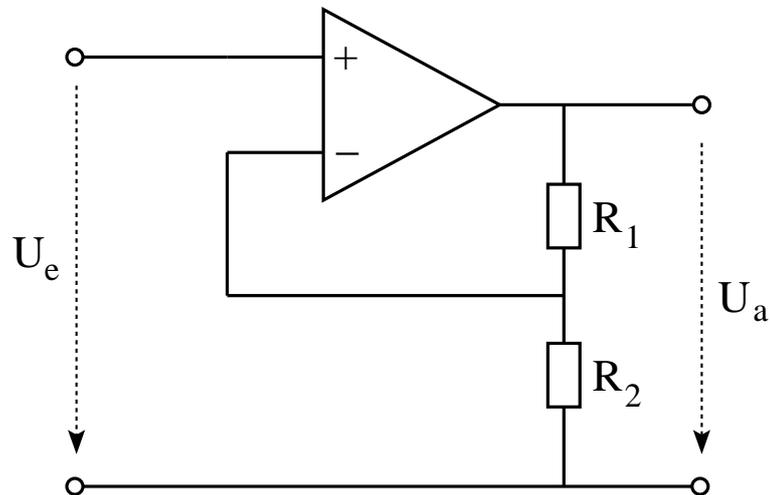


Abbildung 18: Der nicht-invertierende Verstärker

Um die Verstärkung zu berechnen, muss zuerst die Spannung am Eingang des Operationsverstärkers bestimmt werden:

$$U_P = U_e \quad \text{und} \quad U_N = \frac{U_a}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

Die Differenzspannung am Eingang ist gegeben durch

$$U_D = U_P - U_N = U_e - U_a \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Da es sich um einen idealen Operationsverstärker handeln soll, wird  $U_D = 0$  angenommen. Damit kann die Verstärkung durch einfaches Umformen ausgerechnet werden. Im Falle des nicht-invertierenden Verstärkers ist sie

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

**Die zweite Methode** Diese Methode ist ein bisschen komplizierter als die vorhin besprochene. Dafür erlaubt sie eine endliche Differenzspannung  $U_D$  sowie eine endliche Verstärkung  $A$ . Die Berechnung erfordert die Einführung einer gesteuerten Spannungsquelle am Ausgang des Operationsverstärkers. Abbildung 19 zeigt das für diesen Zweck benutzte Ersatzschaltbild des Operationsverstärkers.

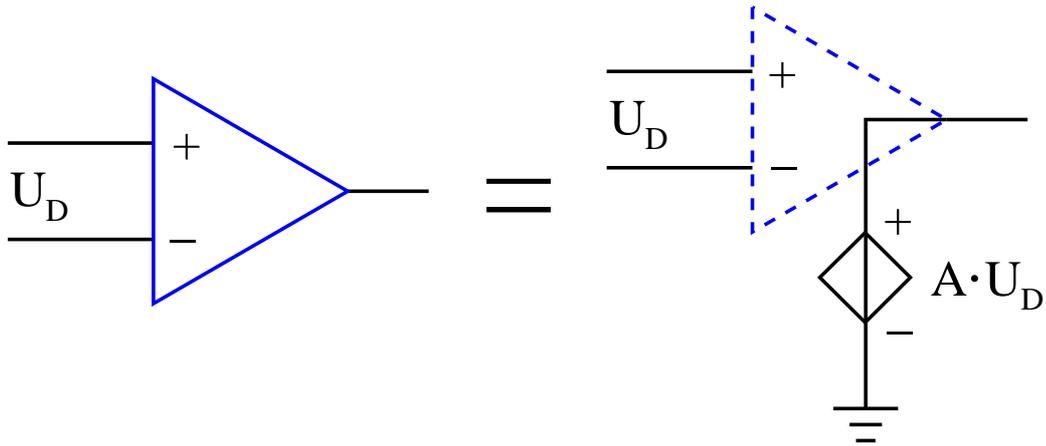


Abbildung 19: Ersatzschaltung des Operationsverstärkers

Die Berechnung erfolgt nun analog zur Berechnung des idealen Operationsverstärkers, ausser dass die Differenzspannung  $U_D$  nicht mehr Null gesetzt wird. Zuerst wird eine Differenzspannung als Funktion der Eingangsspannung berechnet. Das Gleiche wird mit der gesteuerten Spannungsquelle vom Ausgang gemacht. Diese werden zu einer totalen Differenzspannung zusammengefasst. Danach wird der Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und der gesteuerten Spannungsquelle berücksichtigt. Als letztes wird dann die erhaltene Gleichung nach  $\frac{U_a}{U_e}$  aufgelöst. Lässt man nun die Verstärkung  $A$  nach unendlich gehen, sollte man das gleiche Resultat wie das der ersten Methode erhalten. Im folgenden werden wir für diese Methode zwei Beispiel vorgerechnen.

**Erstes Beispiel** Zuerst schauen wir uns den Subtrahierverstärker an. Die Schaltung ist in Abbildung 20 dargestellt.

Als erstes wird nun der Operationsverstärker durch sein Ersatzschaltbild ersetzt und Spannungsquellen am Ausgang eingefügt. Auf diese Weise haben

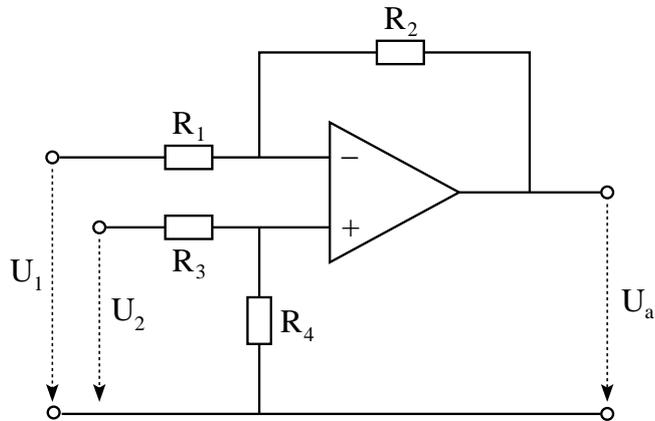


Abbildung 20: Der Subtrahierverstärker

wir einen geschlossenen Schaltkreis. Die resultierende Schaltung ist in Abbildung 21a gezeigt.

Als nächstes wird die gesteuerte Spannungsquelle wie eine ideale unabhängige Spannungsquelle behandelt. Anhand von Abbildung 21a sehen wir, dass

$$A \cdot U_D = U_a = U_{S3} \quad (1)$$

Das so erweiterte Schaltbild ist in Abbildung 21b zu sehen. Um nun die Differenzspannung am Eingang des Operationsverstärkers zu bestimmen, muss der Einfluss jeder Spannungsquelle bestimmt werden. Die resultierende Differenzspannung ist dann, nach dem Superpositionsprinzip, die Summe der einzelnen Differenzspannungen. Der einfachste Weg, den Einfluss einer Span-

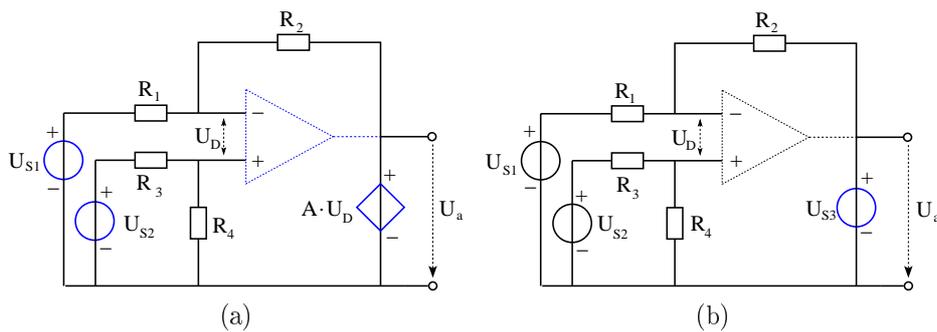


Abbildung 21: Ersatzschaltbilder für den Subtrahierverstärker

nungsquelle zu bestimmen, ist es die anderen Quellen als Null anzunehmen. Führend wir dies in unserem Beispiel aus, bekommen wir die drei Schaltungen in Abbildung 22.

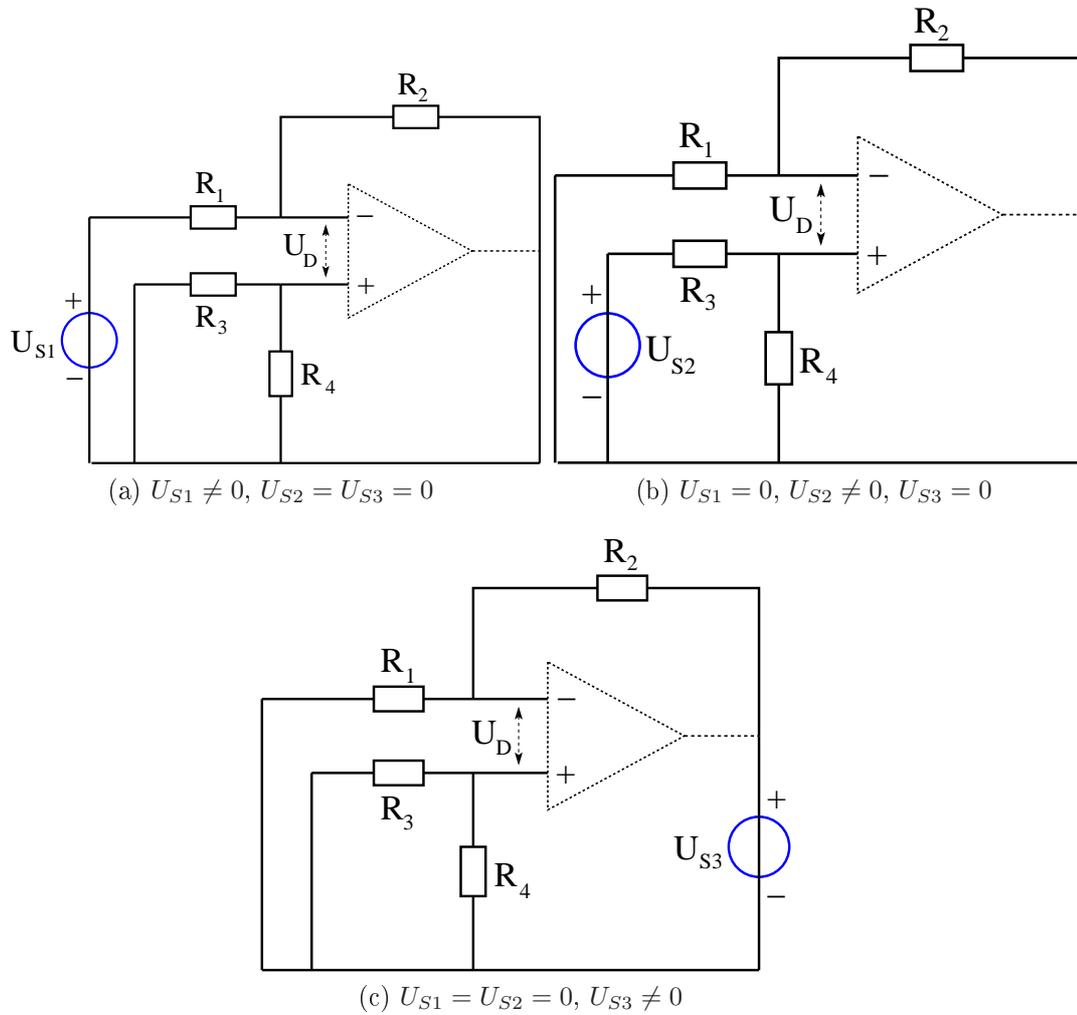


Abbildung 22

Die Berechnung der Differenzspannungen ergibt dann

$$\begin{aligned}
 U_{P1} &= 0 & U_{N1} &= \frac{U_{S1}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \\
 U_{P2} &= \frac{U_{S2}}{R_3 + R_4} \cdot R_4 & U_{N2} &= 0 \\
 U_{P3} &= 0 & U_{N3} &= \frac{U_{S3}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \\
 \\ 
 & \Rightarrow U_{D1} = U_{P1} - U_{N1} = -U_{S1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\
 & \Rightarrow U_{D2} = U_{P2} - U_{N2} = U_{S2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\
 & \Rightarrow U_{D3} = U_{P3} - U_{N3} = -U_{S3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_D &= U_{D1} + U_{D2} + U_{D3} \\
 &= -U_{S1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{S2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} + -U_{S3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

Bis jetzt hatten wir die gesteuerte Spannungsquelle wie eine ideale Spannungsquelle behandelt. Da wir nun einen Ausdruck für die Differenzspannung gefunden haben, können wir den Einfluss der gesteuerten Spannungsquelle bestimmen. Mithilfe von (1) ersetzen wir  $U_D$  durch  $U_a/A$  und  $U_{S3}$  durch  $U_a$ . Auflösen nach  $U_a$  ergibt dann

$$U_a \left( \frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = U_{S2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - U_{S1} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Ist man an der Übertragungsfunktion eines idealen Operationsverstärkers interessiert, reicht es, den Limes  $A \rightarrow \infty$  zu bilden. In unserem Falle erhalten wir

$$U_a = U_2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_1/R_2 + 1}{R_3/R_4 + 1} \right) - U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Dimensionieren wir die Schaltung, so dass  $R_1/R_2 = R_3/R_4$ , erhalten wir folgende Übertragungsfunktion

$$U_a = (U_2 - U_1) \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

**Zweites Beispiel** Im zweiten Beispiel werden wir eine dynamische Schaltung anschauen. Es soll zeigen wie eine Schaltung mit verschiedenen Schaltelementen zu behandeln ist. Um dies zu veranschaulichen, berechnen wir hier die Übertragungsfunktion für den Tiefpass erster Ordnung. Die Schaltung ist in Abbildung 23 dargestellt.

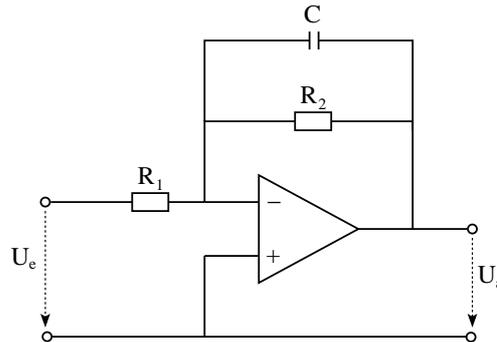


Abbildung 23: Tiefpass erster Ordnung

Die Berechnung wird mit derselben Methode wie beim ersten Beispiel gemacht. Anstatt der rein reellen Widerständen, brauchen wir jetzt aber komplexe Impedanzen. Dabei ersetzen wir den Kondensator  $C$  durch  $1/j\omega C$ . Zudem ersetzen wir, wie es in der Elektronik üblich ist,  $j\omega$  durch  $p$ . Abbildung 24a zeigt die Schaltung, nachdem der Operationsverstärker durch sein Ersatzschaltbild ersetzt wurde. Wie im ersten Beispiel, behandeln wir die

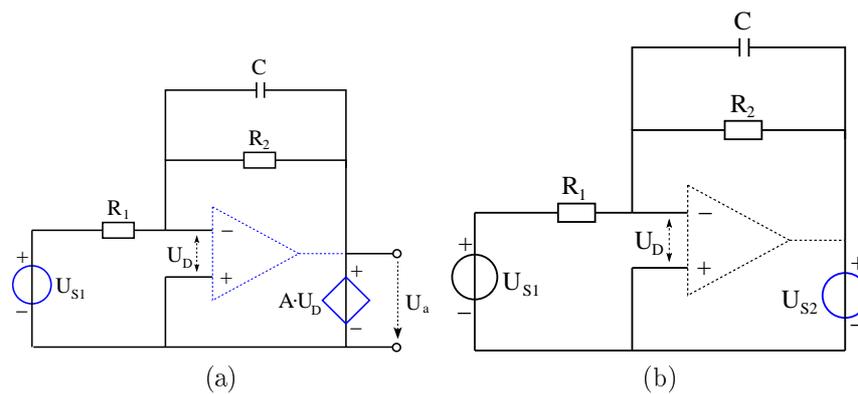


Abbildung 24: Ersatzschaltbilder für den Subtrahierverstärker

gesteuerte Spannungsquelle zuerst wie eine ideale unabhängige Spannungsquelle. Das resultierende Schaltbild ist in Abbildung 24b zu sehen. Nun muss wieder der Einfluss der einzelnen Spannungsquellen auf die Differenzspannung  $U_D$  beachtet werden. Dabei erhalten wir die Schaltungen in Abbildung 25a und 25b.

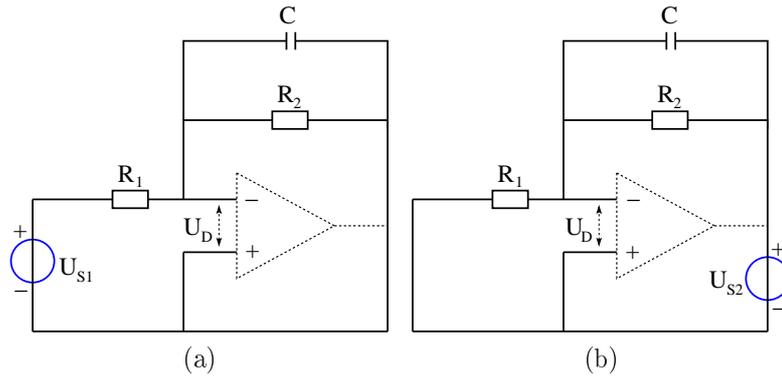


Abbildung 25: Ersatzschaltbilder für den Subtrahierverstärker

Für die einzelnen Beiträge zur Differenzspannung  $U_D$  erhalten wir

$$U_{P1} = 0 \quad U_{N1} = \frac{U_{S1}}{R_1 + \frac{R_2}{pR_2C+1}} \cdot \frac{R_2}{pR_2C + 1}$$

$$U_{P2} = 0 \quad U_{N2} = \frac{U_{S2}}{R_1 + \frac{R_2}{pR_2C+1}} \cdot R_1$$

$$\Rightarrow U_{D1} = -U_{S1} \cdot \frac{R_2}{pR_1R_2C + R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow U_{D2} = -U_{S2} \cdot \frac{pR_1R_2C + R_1}{pR_1R_2C + R_2}$$

$$\begin{aligned} U_D &= U_{D1} + U_{D2} \\ &= -U_{S1} \cdot \frac{R_2}{pR_1R_2C + R_1 + R_2} - U_{S2} \cdot \frac{pR_1R_2C + R_1}{pR_1R_2C + R_2} \end{aligned}$$

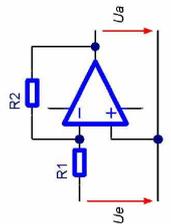
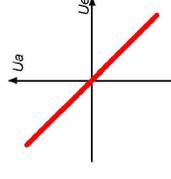
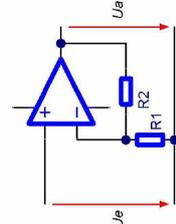
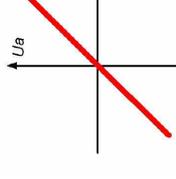
Nun können die Spannungsquelle die Spannungsquellen  $U_{S1}$  und  $U_{S2}$  durch  $U_e$  respektive  $U_a/A$  ersetzt werden. Die Übertragungsfunktion für den idealen Operationsverstärker erhält man, indem der Limes  $A \rightarrow \infty$  gebildet und das Ganze nach  $U_a/U_e$  auflöst wird. In unserem Falle lautet das Resultat

$$\frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{pR_1R_2C + R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{j\omega R_2C + 1}$$

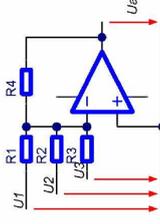
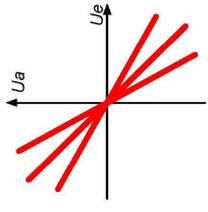
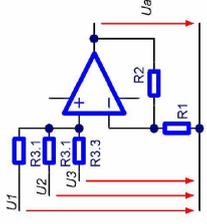
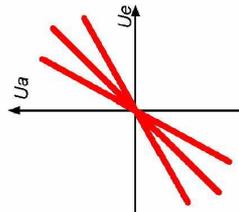
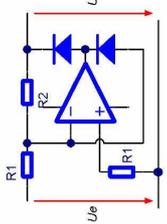
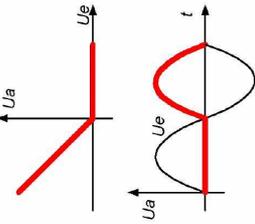
## 2.9 Checkliste

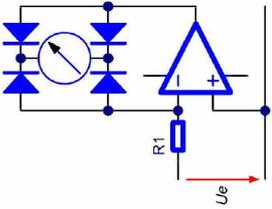
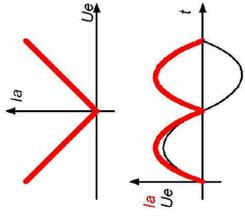
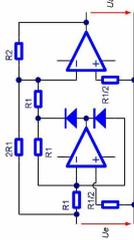
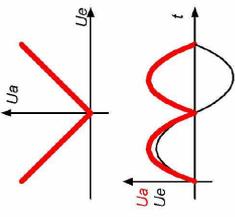
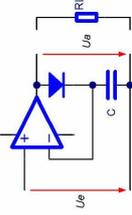
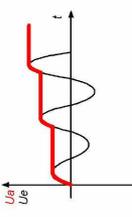
### 2.9.1 Statische Schaltungen

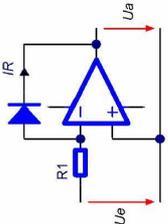
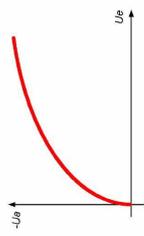
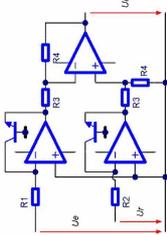
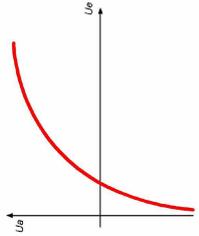
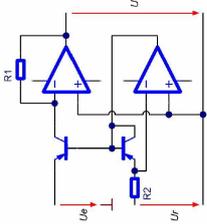
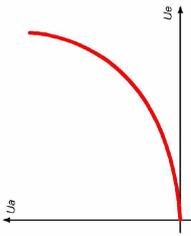
Nachfolgend sind typische statische Beschaltungen mit Eingangswiderständen und Übertragungsfunktionen aufgeführt, wie sie in der Praxis oft eingesetzt werden.

| Schaltung  | Eigenschaft Besonderheiten  | Eingangswiderstand             | Gleichung der Übertragungsfunktion                                       | Bild der Übertragungsfunktion  |
|--|---|--------------------------------|--|--|
|   | invertierender Spannungsverstärker  | $R_e = R_1$                    | $U_a = U_e \frac{R_2}{R_1}$ $V = -\frac{R_2}{R_1}$                       |   |
|  | nichtinvertierender Spannungsverstärker<br>Elektrometerverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand | $R_e = R_{e0} \frac{V_0}{V_V}$ | $U_a = U_e \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$ $V = \frac{R_2}{R_1} + 1$ |  |

| Schaltung | Eigenschaft Besonderheiten   | Eingangswiderstand   | Gleichung der Übertragungsfunktion   | Bild der Übertragungsfunktion |
|-----------|--|--|--|-------------------------------|
|           | <p>Subtrahierverstärker <math>U_1</math> invertierend <math>U_2</math> nicht-invertierend verstärkt nur die Differenz <math>U_2 - U_1</math></p>   | $R_{e1} \approx R_1$ $R_{e2} = R_3 + R_4$                    | $U_a = U_2 \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_1/R_2 + 1}{R_3/R_4 + 1} \right) + U_1 \frac{R_2}{R_1}$ <p>für <math>R_1/R_2 = R_3/R_4</math> gilt <math>U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)</math></p> |                               |
|           | <p>Schmitt-Trigger schaltet bei der Schwelle <math>\frac{1}{2} \cdot U_H</math>. Die Schaltpunkte der ansteigenden und der abfallenden Flanke unterscheiden sich durch die Hysteresespannung</p> | $R_e = R_1$ <p>Rückwirkung auf den Eingang beim Schalten</p> | $U_a = U_{+\text{sätt}} \text{ oder } U_{-\text{sätt}}$ $V = \infty \text{ beim Schalten}$ $V = 0 \text{ in Ruhe}$ $U_H = (U_{+\text{sätt}} - U_{-\text{sätt}}) \frac{R_1}{R_2}$               |                               |
|           | <p>invertierender Spannungsverstärker mit linearer Rückkopplung Funktionsgenerator</p>   | $R_e = R_1$  | $U_a = U_e \frac{G_1}{G_2 + G_3 + \dots}$ <p>Die Verstärkung hängt von der Ausgangsspannung ab.</p>  |                               |

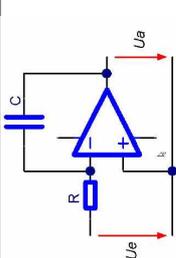
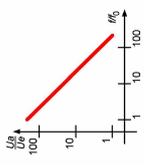
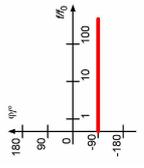
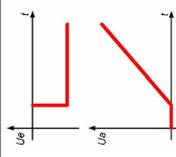
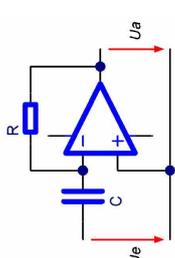
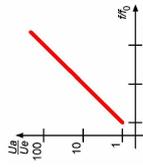
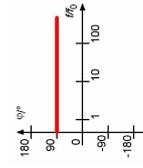
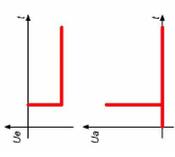
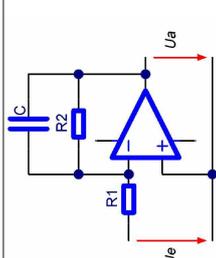
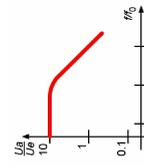
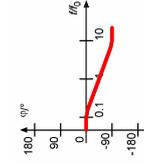
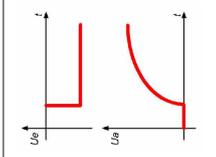
| Schaltung   | Eigenschaft Besonderheiten  | Eingangswiderstand  | Gleichung der Übertragungsfunktion  | Bild der Übertragungsfunktion   |
|---|---|---|---|---|
|    | <p>addierender und invertierender Spannungsverstärker ohne Rückwirkung der verschiedenen Eingangsspannungen aufeinander</p>                                 | $R_{e1} = R_1$ $R_{e2} = R_2$ $R_{e3} = R_3$  | $U_a = R_4 \left( \frac{U_{e1}}{R_1} + \frac{U_{e2}}{R_2} + \frac{U_{e3}}{R_3} + \frac{U_{en}}{R_n} \right)$ $V_1 = \frac{R_4}{R_1}$ $V_2 = \frac{R_4}{R_2} \text{ u.s.w.}$ |    |
|    | <p>addierender und nichtinvertierender Spannungsverstärker mit Rückwirkung der Eingangsspannungen aufeinander über die Widerstände <math>R_{3x}</math>.</p> | $R_{e1} = R_{31} + R_{32} \parallel R_{33}$ $R_{e2} = R_{32} + R_{31} \parallel R_{33}$ $R_{e3} = R_{33} + R_{31} \parallel R_{32}$ | $U_a = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) f(U_1, U_2, U_3, R_1, R_2, R_{3x})$   |   |
|  | <p>Einweggleichrichter mit gemeinsamem Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung</p>                         | $R_e = R_1$   | $U_a = U_e \frac{R_2}{R_1} \quad \text{für } U_e \leq 0$ $U_a = 0 \quad \text{für } U_e \geq 0$   |  |

| Schaltung   | Eigenschaft Besonderheiten  | Eingangswiderstand  | Gleichung der Übertragungsfunktion  | Bild der Übertragungsfunktion   |
|---|---|---|---|---|
|    | <p>Zweigeleicherter ohne gemeinsames Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter für mA-Meter</p>          | $R_{e1} = R_1$  | $i_a =  i_e $<br>$i_a = \frac{U_e}{R_1}$  |    |
|    | <p>Zweigeleicherter mit gemeinsamem Bezugspotential Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung</p> | $R_{e1} = R_1 \parallel 2R_1$<br>$R_e = \frac{2}{3}R_1$       | $U_a = \frac{R_2}{2R_1}  U_e $  |    |
|  | <p>Spitzenwertgleichrichter<br/>Die Schaltung hält einen kurzen Spitzenwert bis zum nächsten höheren fest</p>       | $R_e \approx R_{f0} \cdot V_0$<br>$R_e \text{ ist sehr hoch}$ | <p>Der Kondensator C hält den Spitzenwert der Eingangsspannung <math>U_e</math>, bis er von einem noch höheren Wert überschrieben wird. Der Kondensator C wird nur über den Lastwiderstand <math>R_L</math> entladen.</p> |  |

| Schaltung   | Eigenschaft Besonderheiten  | Eingangswiderstand          | Gleichung der Übertragungsfunktion  | Bild der Übertragungsfunktion   |
|---|---|-----------------------------|---|---|
|    | Einfache Logarithmierschaltung<br>Prinzipschaltung  | $R_{e1} = R_1$              | $I_R e^{\frac{U_a}{U_T}}$ $U_a = U_T \cdot R_1 \cdot \ln U_e$ <p>Mit der Temperaturspannung<br/><math>U_T \approx 25mV</math></p> |    |
|    | Logarithmierschaltung<br>verbesserte Logarithmierschaltung<br>temperaturkompensiert, für positive Eingangsspannung  | $R_{e1} = R_1$              | $U_a = \frac{R_4}{R_3} \ln \left( \frac{U_e \cdot R_2}{U_T \cdot R_1} \right)$ $U_R \neq 0$ und gleiche Polarität wie $U_e$       |    |
|  | De-logarithmierschaltung<br>Exponentialverstärker<br>verbesserte De-logarithmierschaltung,<br>temperaturkompensiert, für positive und negative Eingangsspannung | $R_e = \frac{U_a}{U_e} R_1$ | $U_a = U_R \frac{R_1}{R_2 (1+1/B)} e^{\frac{U_e}{U_T}}$   |  |

### 2.9.2 Dynamische Schaltungen

Unter den so genannt dynamischen Beschaltungen versteht man frequenzabhängige Rückkopplungen. Dies führt dazu, dass auch die Übertragungsfunktion frequenzabhängig ist. Einige der aufgeführten Beispiele zeigen nur die Prinzipien und sind für die Praxis ungeeignet, so zum Beispiel der Integrator.

| Schaltung  | Bezeichnung            | Übertragungsfunktion   | Amplitudengang   | Phasengang   | Sprungantwort  |
|--|------------------------|--|--|--|--|
|   | Integrator             | $\underline{u_a} = -\frac{1}{RC} \int \underline{u_e} dt$  |   |   |   |
|   | Differenzierer         | $\underline{u_a} = -RC \frac{d\underline{u_e}}{dt}$  |   |   |   |
|  | Tiefpass<br>1. Ordnung | $\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1+j\omega R_2 C}$<br>$\omega g = \frac{1}{R_2 C}$<br>$f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$ |  |  |  |

| Schaltung | Bezeichnung            | Übertragungsfunktion  | Amplitudengang | Phasengang | Sprungantwort |
|-----------|------------------------|---|----------------|------------|---------------|
|           | Tiefpass<br>2. Ordnung | $\frac{u_a}{u_e} = \frac{-V_0}{1+j\Omega\alpha-\Omega^2}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $V_0 = \frac{R_3}{R_1}$ $\alpha = \text{Dämpfungsfaktor}$                    |                |            |               |
|           | Hochpass<br>1. Ordnung | $\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega R_1 C}{1+j\omega R_1 C}$ $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$   |                |            |               |
|           | Hochpass<br>2. Ordnung | $\frac{u_a}{u_e} = -V_\infty \frac{\Omega^2}{1-\Omega^2+j\alpha\Omega}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $V_\infty = \frac{C_1}{C_2}$ $\alpha = \text{Dämpfungsfaktor}$ |                |            |               |

| Schaltung | Bezeichnung                              | Übertragungsfunktion   | Amplitudengang | Phasengang | Sprungantwort |
|-----------|--|--|----------------|------------|---------------|
|           | Bandpass<br>1. Ordnung                   | $\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega}{(1+j\frac{\omega}{\omega_2})(1+j\frac{\omega}{\omega_1})}$ $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \text{ obere Grenzfrequenz}$ $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ untere Grenzfrequenz}$ |                |            |               |
|           | Bandpass<br>2. Ordnung                   | $\frac{u_a}{u_e} = V_0 \frac{j\Omega}{1 - \Omega^2 + j\frac{\Omega}{Q}}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $Q = \text{Güte}$  |                |            |               |
|           | Bandsperre<br>Notch-FILTER<br>KerbfILTER | $\frac{u_a}{u_e} = -V \frac{\Omega^2}{1 - \Omega^2 + (1 - \alpha)j\Omega}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  |                |            |               |

## 2.10 Anschlussbelegung von Operationsverstärkern

Viele der gebräuchlichen Standard-Operationsverstärker haben identische Pin-Belegung. Auf dem Markt sind sie als einfache, doppelte oder vierfache Ausführung erhältlich. Dabei ist bei Standardtypen das Gehäuse teurer als der eingebaute Chip. Tabelle 2 zeigt die üblichen Pin-Belegungen.

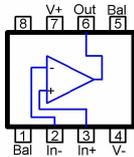
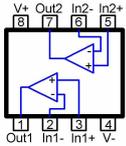
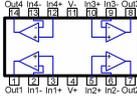
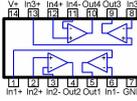
| DIL-Gehäuse   | OpAmp-Typen  |
|---|--|
|    | <p><math>\mu</math>A741<br/>TL071<br/>TL081<br/>LM307<br/>CA3130 (single supply)</p> |
|   | <p>TL072<br/>TL082<br/>LM358 (single supply)<br/>LM393 (Komparator)</p>              |
|  | <p>TL074<br/>TL084<br/>LM324</p>   |
|  | <p>LM2900<br/>LM3900</p>   |

Tabelle 2: Typische Anschlussbelegungen von Operationsverstärkern

## Teil II

# Experiment

## 3 Experimentelle Aufgaben

### 3.1 Teil 1

Messen Sie folgende Kenndaten eines Operationsverstärker:

- Open loop gain
- Ausgangssteuerbarkeit
- Common Mode Rejection Ratio
- Offsetspannung

### 3.2 Teil 2

Berechnen Sie eine einfache Schaltung und überprüfen Sie Ihr Ergebniss an der Experimentierplatine. Die Daten sind in einem Bode Diagramm darzustellen.

### 3.3 Teil 3

(Nach Absprache mit dem Praktikumbetreuer)

Messen Sie eine komplizierte Schaltung aus und vergleichen Sie Ihre Resultate (Bode Diagramme) mit einer pSpice Simulation. Erklären Sie den Zweck Ihrer Schaltung. Diese sollte mindestens ein Operationsverstärker enthalten.

## Teil III

### 4 Einführung in pSpice

#### 4.1 Einleitung

Inzwischen gehört zum Softwarepaket ORCAD eine Reihe von Programmen, welche die Eingabe einer Schaltung, deren Test und Layout ermöglichen. Der erste vorhandene Programmteil war PSpice, der für die Simulation von Schaltungen zuständig ist. Ursprünglich wurde die Schaltung in einen Texteditor(!) eingegeben und PSpice lieferte als Ergebnis der Simulation ebenfalls wieder eine Textdatei. Beide Dateien sind heute noch als Zwischenprodukte vorhanden, doch glücklicherweise erfolgt das Erstellen des Schaltplans und die Ausgabe der Ergebnisse heute auf einer grafischen Oberfläche. Nachfolgend wird eine Anleitung zum Erstellen von Schaltkreisen mit CAPTURE gegeben. SCHEMATICS ist älter und erfüllt denselben Zweck. Die Ergebnisse können danach einfach mit PROBE angesehen werden. Zusammenfassend wird ein Schaltkreis folgendermassen simuliert:

- Mit dem Programmteil CAPTURE die Schaltung zeichnen
- Die Analyseart auswählen und festlegen. (Ebenfalls in CAPTURE)
- Mit pSpice die Schaltung simulieren
- Die Ergebnisse mit PROBE darstellen

Der interne Ablauf ist in Abb. 26 ersichtlich.

#### 4.2 Installation

Unzipe die Datei `91pspsu.zip` in ein temporäres Verzeichnis und führe dort `setup.exe` aus. Starte das Programm CAPTURE.

#### 4.3 Schaltungsentwurf mit CAPTURE

Lege ein neues Projekt mit `File`→`New`→`Project` an. Wähle danach *create a blank Project* Ein Fenster mit Überschrift *Schematic1:Page1* sollte sich sofort öffnen. Falls dieses Fenster nicht erscheint oder mal verschwinden sollte,

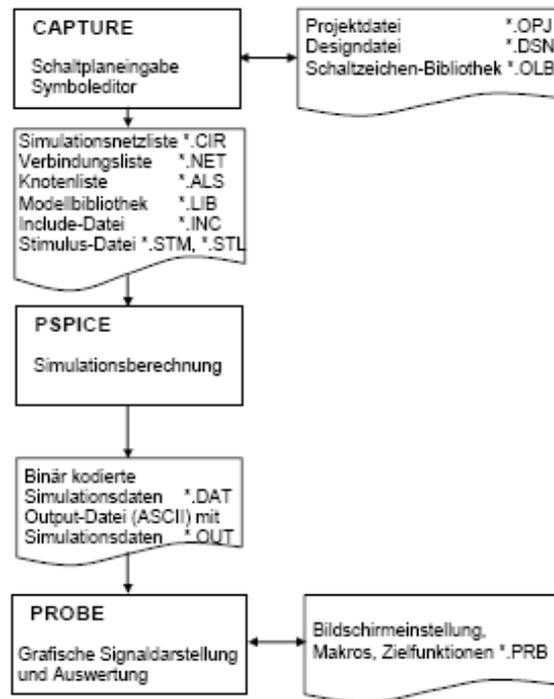


Abbildung 26: Ablauf der Simulation

kann es in der Übersicht der Projektdateien im Ordner SCHEMATIC wieder ans Tageslicht gebracht werden. Im Folgenden sollen Sie anhand eines Spannungsteilers lernen, wie man einen einfachen Schaltkreis aufbaut.

#### 4.3.1 Widerstand setzen

Wählen Sie dazu in der Menuleiste **Place**→**Part** gemäss Bild 27a und suchen Sie in der Bibliothek **Analog** nach dem Bauteil **R** und platzieren Sie zwei auf gleicher Höhe in Ihr Schematics. Danach die **ESC**-Taste drücken, um weiteres Setzen zu vermeiden.

#### 4.3.2 Eigenschaften der Bauteile verändern

Durch Doppelklicken auf den Namen bzw. den Wert des Widerstandes kann dieser geändert werden. Mit einem Doppelklick auf den Widerstand selbst sieht man alle Eigenschaften des Bauteils in einer Tabelle und kann auch

hier Änderungen vornehmen. Um den Widerstand zu rotieren oder spiegeln, klicke man mit der rechten Maustaste auf ihn und wähle Entsprechendes.

### 4.3.3 Elemente verbinden

Sind die beiden Widerstände zu weit voneinander entfernt, um verbunden zu sein müssen Sie mit `Place`→`Wire` nachhelfen.

### 4.3.4 Quelle setzen

Wählen Sie unter `Place`→`Part` in der Bibliothek `VDC` aus (Bild 27b). Aus unerfindlichem Grund findet man dieses Bauteil nicht in `Place`→`Power`.

### 4.3.5 Ground setzen

Ground ist unter `Place`→`Ground` zu finden (Bild 27c). Wenn Sie ohne Umschweife den Spannungsteiler testen möchten, springen Sie zum Abschnitt 4.4.1.

### 4.3.6 Weitere Elemente

In der vorliegenden Studentenversion sind nur drei OpAmps<sup>2</sup> verfügbar: der uA741, der LM111 und der LM324. Sie sind neben Dioden, Transistoren u.a. in der Bibliothek `EVAl` zu finden. `VAC` findet man in der Bibliothek `SOURCE`.

## 4.4 Simulation mit pSpice

### 4.4.1 Messgrößen in CAPTURE festlegen

Bei unserem Spannungsteiler wollen wir das die Spannungen vor und nach den Widerständen wissen und bringen daher mit `pSpice`→`Markers`→`Voltage Level` die Marker für die Spannungsmessung an. Nun müssen wir noch die Simulationsparameter einstellen mit `pSpice`→`edit Simulation Profile`. Die Analyseart soll im Zeitbereich sein daher spielt die Zeitachse für unser Beispiel keine Rolle und kann beliebig gewählt werden (Bild 28). Die Simulation wird mit `pSpice`→`Run` ausgeführt. Ein neues Programm öffnet sich automatisch und zeigt die Ergebnisse der Simulation grafisch an. (Bild 29)

---

<sup>2</sup>Die Speisespannung von  $-15V$  bzw  $+15V$  ist anzuschliessen

## 4.5 Beispiel: Aktives Filtern mit OpAmps

Hier folgt eine Kostprobe einer komplizierteren Schaltung <sup>3</sup> (vgl. Bild 30) und dessen Ausgabe in Abbildung 31a) und ??.

### 4.5.1 Bemerkungen zur Schaltung

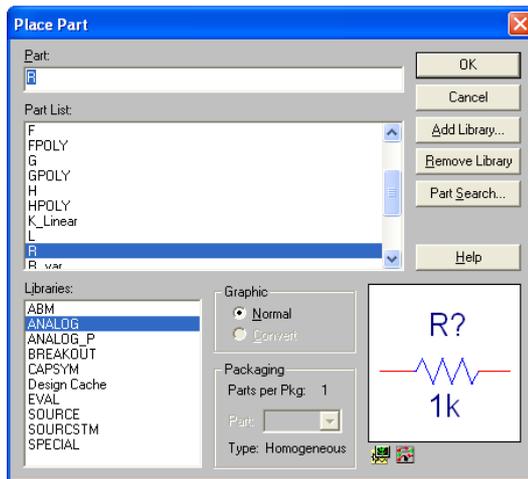
- Will man die Ausgangsspannung und der Phasengang logarithmisch darstellen, muss man den entsprechenden Marker unter `pSpice`→`Markers`→`Advanced`→`db Magnitude of Voltage` bzw. `Current` wählen.
- Bei den Simulationseinstellungen muss die *Analysis – Type* auf *AC – Sweep* gestellt werden.
- Die weinroten Kästen werden nicht vom Benutzer, sondern vom Programm automatisch ergänzt.

### 4.5.2 Bemerkungen zur Simulation

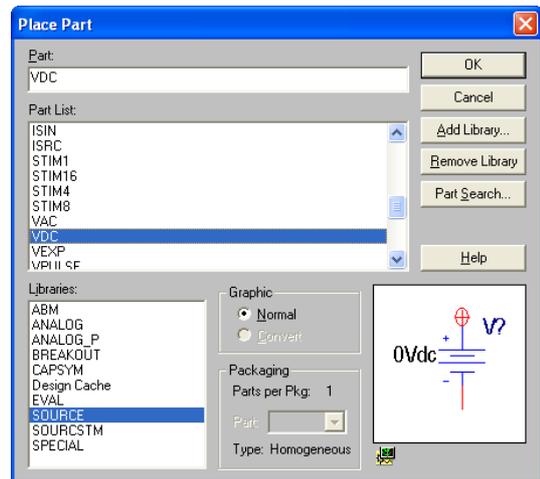
- Bei `Simulation-Settings`→`Analysis-Type` können die Parameter zum Sweep eingestellt werden.

---

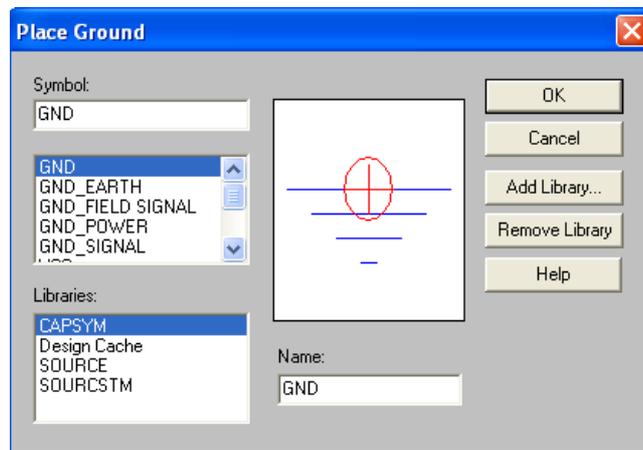
<sup>3</sup>Aktives Tschebyscheff-Tiefpassfilter mit Einfachmitkopplung



(a) Widerstand



(b) Spannungsquelle



(c) Ground

Abbildung 27: Setzen der Bauteile

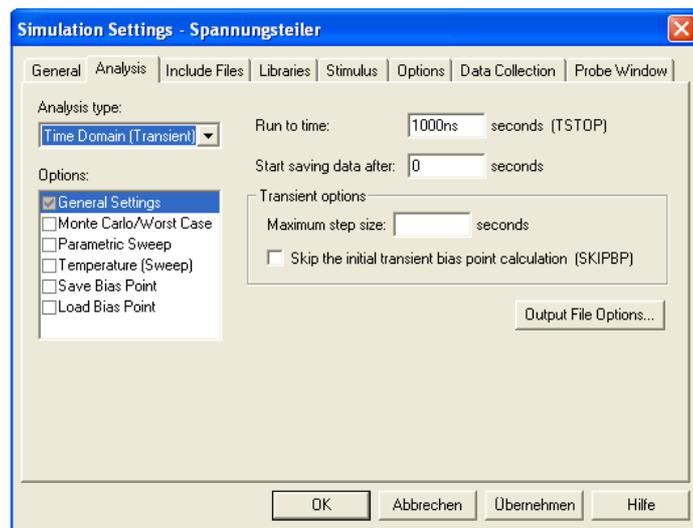
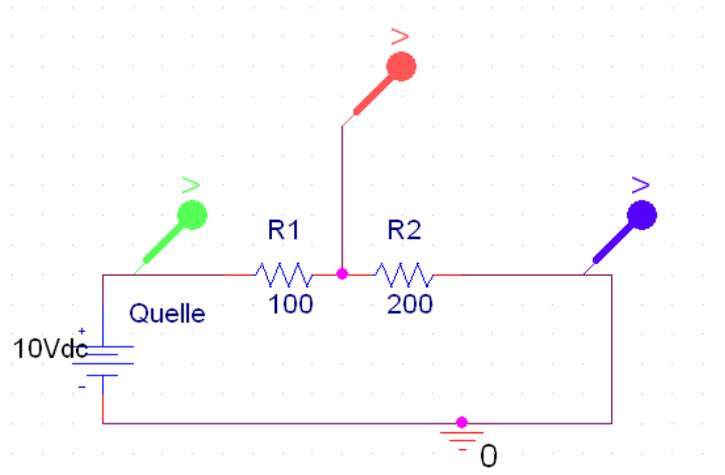


Abbildung 28: Simulationseinstellungen und Schaltkreis mit Marker



Abbildung 29: Grafische Ausgabe der Simulation

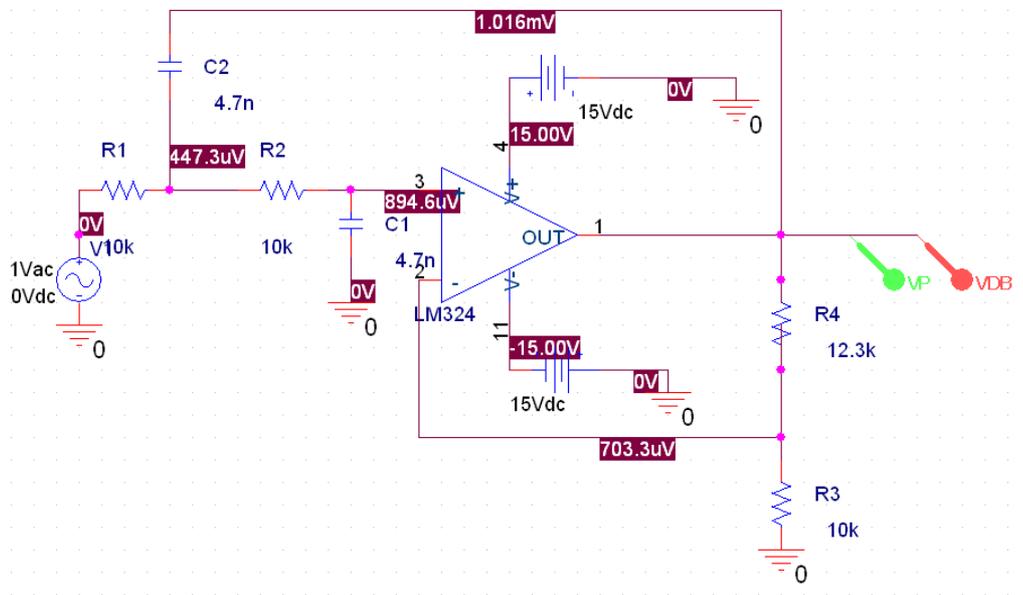
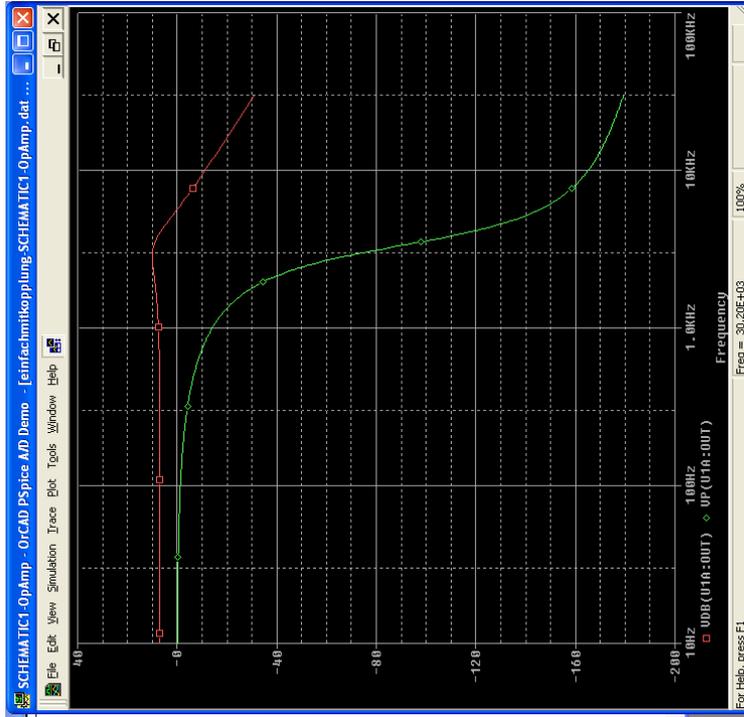
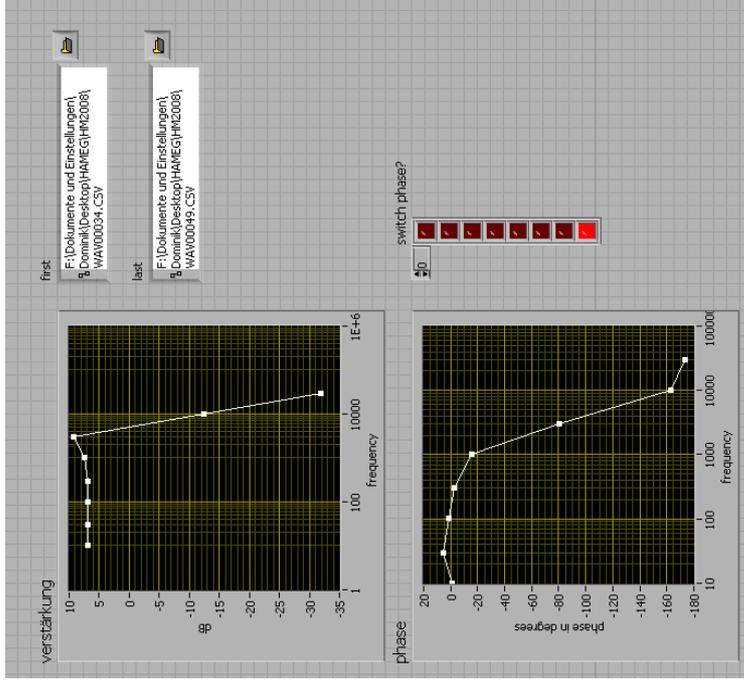


Abbildung 30: Schaltplan eines aktiven Filters



(a) pSpice



(b) MATLAB

Abbildung 31: Auswertung der Einfachmitkopplungsschaltung

## 5 Experimentierplatine

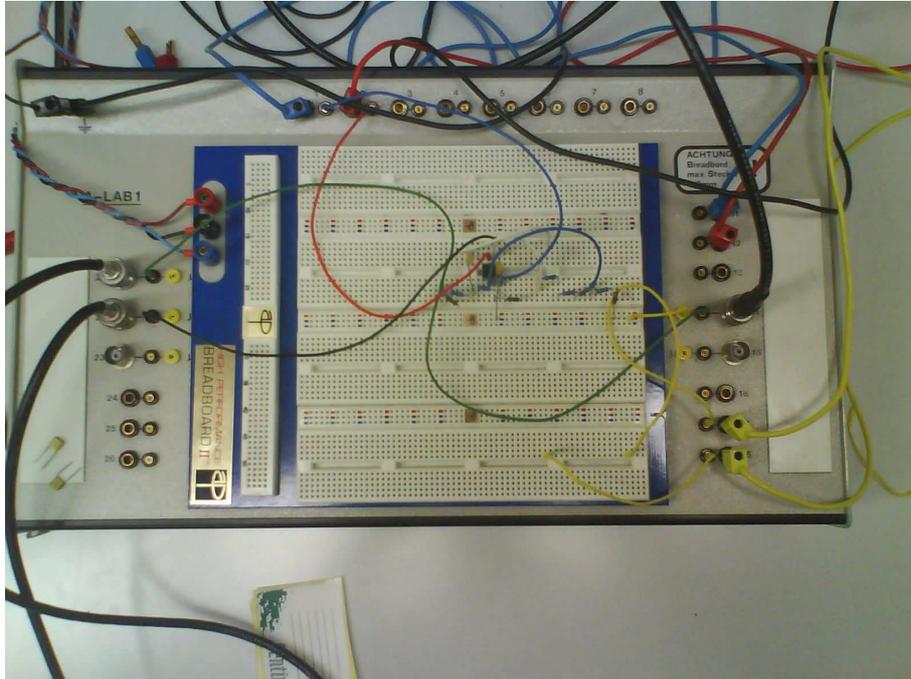


Abbildung 32: Aufsicht Experimentierplatine

Hier nur 3 Bemerkungen:

- Die Verdrahtung sollte möglichst einfach und nachvollziehbar sein.
- Vertikale Punkte auf der gleichen Reihe sind intern verbunden, sind also auf gleichem Potential.
- Die Versorgungsspannung der OpAmps von  $\pm 15V$  ist durch 2 Spannungsquellen zu erreichen, indem man den Ground der von Quelle 1 mit dem positiven Pol der Quelle 2 verbindet. So entsteht eine Spannungsdifferenz zwischen dem positiven Anschluss der Quelle 1 und dessen Ground von 15V. Dieser Punkt muss aus Sicht der Quelle 2 um 15V höher sein als dessen Ground. Somit haben wir eine Spannungsquelle generiert, die  $\pm 15V$  generiert.

## 6 Datenerfassung mit dem DSO

Der betreuende Assistent wird Ihnen falls nötig eine Einführung in die Bedienung des DSO geben. Die Daten werden unter dem Namen WAVxxxxx.CSV gespeichert. Die Nummerierung beginnt bei 00000 und wird automatisch um eins erhöht. Da nur ein Channel gleichzeitig gespeichert werden kann, müssen für beide Channels zwei Dateien der mit Nummern  $x$  und  $(x+1)$  gespeichert werden, wobei  $x$  Channel 1 und  $(x+1)$  Channel 2 ist.

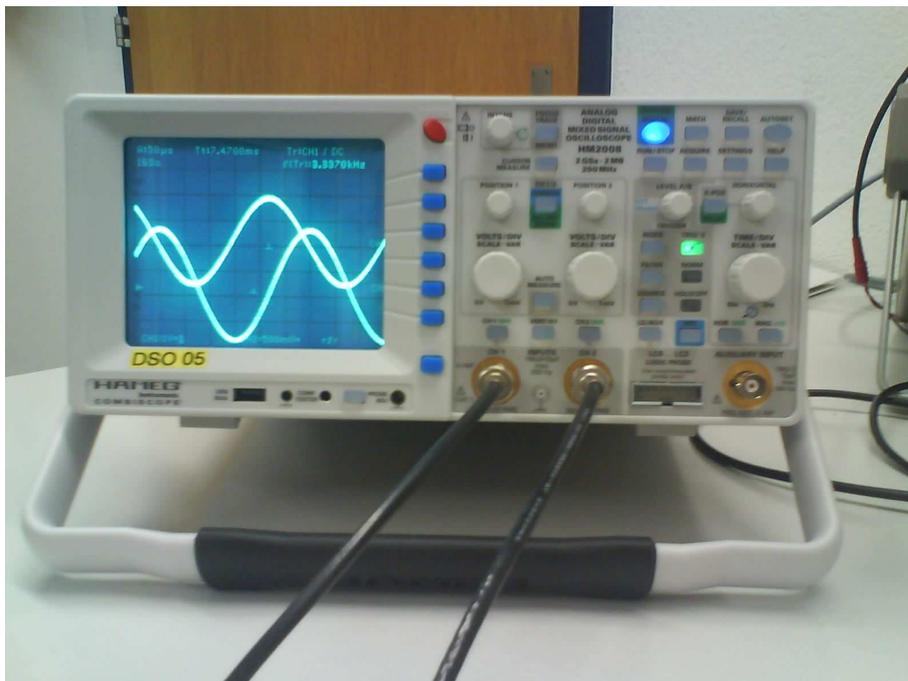


Abbildung 33: Digitales Speicher Oszilloskop

## 7 Datenauswertung mit LabView

Wie im Kapitel 1.1.3 Bode Diagramme der Theorie angedeutet, interessiert uns die Amplituden-  $|A(\omega)|$  und Phasenantwort  $\Phi(\omega)$  einer Schaltung. Wir variieren also die Frequenz und vergleichen die verschiedenen Momentaufnahmen der Schaltung bezüglich ihrer Amplitude und Phase. Die Daten des DSO können auf einen USB-Stick gespeichert werden. Alle zur Auswertung benötigten LabView-Dateien stehen in der zip-Datei opamp\_praktikum.zip zum Download bereit. Da die Phasenzuordnung vom Programm nur modulo  $2\pi$  bestimmt werden kann, lässt sich mit dem Phasenswitch-Vektor den entsprechenden Punkt um  $-2\pi$  verschieben.

Vergleiche die Ausgabe von PSpice (Bild 31a) mit der von LabView (Bild 31b).

## Literatur

- [1] U.Tietze,Ch.Schenk, Halbleiterschaltungstechnik Springer Verlag, München, 10 Aufl., 1993.
- [2] Jean, Pütz,Einführung in die Elektronik, Fischer Taschenbuch Verlag, 1974.
- [3] Bui, N.C, Electronique analogique: Introduction, l'Université de Neuchâtel, 1993.
- [4] [www.vieweg.de/freebook/978-3-8348-0238-5\\_1.pdf](http://www.vieweg.de/freebook/978-3-8348-0238-5_1.pdf), Schneller Einstieg in CAPTURE und PSPICE
- [5] [www-ibt.etec.uni-karlsruhe.de/linette/pspice/pspice\\_index.html](http://www-ibt.etec.uni-karlsruhe.de/linette/pspice/pspice_index.html), PSpice Student Version Release 9.1.