

Vorbereitung

Transistorgrundsaltungen  
Versuch P1-50, 51, 52

Iris Conradi  
Gruppe Mo-02

17. Dezember 2010



# Inhaltsverzeichnis

<b>Vorbemerkungen</b>	<b>3</b>
<b>1 Transistor-Kennlinien</b>	<b>5</b>
1.1 Eingangskennlinie . . . . .	5
1.2 Ausgangskennlinie . . . . .	6
1.3 Steuerkennlinie . . . . .	7
<b>2 Überlagerungstheorem</b>	<b>8</b>
<b>3 Transistorschaltungen</b>	<b>9</b>
3.1 Transistor als Schalter . . . . .	9
3.2 Verstärker in Emitterschaltung . . . . .	10
3.3 RC-Oszillator . . . . .	12
<b>4 Quellen</b>	<b>13</b>

## Vorbemerkungen

Als Halbleiter werden Stoffe bezeichnet, deren Leitfähigkeit bei Zimmertemperatur zwischen der Leitfähigkeit von Isolatoren und Metallen liegt.

Durch thermische Anregung entstehen freie Ladungsträger, die Leitfähigkeit des Halbleiters nimmt zu. Ein solcher Halbleiter wird intrinsisch (eigenleitend) genannt, er ist hoch rein.

Durch Dotierung (gezieltes Verunreinigen) können die Eigenschaften des Halbleiters verändert werden. Es können sowohl Donatoren als auch Akzeptoren in das halbleitende Material eingebracht werden. Ein Donator gibt ein Elektron ins Material ab, sodass ein Elektron als freier Ladungsträger zu Verfügung steht und zur Leitfähigkeit beiträgt. Ein Akzeptor nimmt ein Elektron auf, so hat der Halbleiter ein Loch (Elektronenlücke, wirken im Prinzip wie positive Ladungsträger), welches zur Leitfähigkeit beiträgt. Halbleiter in denen hauptsächlich Elektronen als freie Ladungsträger vorhanden sind, nennt man n-dotiert. Wenn überwiegend Löcher die freien Ladungsträger darstellen, so wird der Halbleiter als p-dotiert bezeichnet.

Die notwendige thermische Anregung, um die entsprechenden Ladungsträger von den

Dotieratomen zu trennen, ist im Vergleich zu der thermischen Anregung, wie sie bei intrinsischen Halbleitern nötig ist, nur sehr gering.

**Halbleiterdiode** Wenn nun ein p-dotiertes und ein n-dotiertes Material aneinander grenzen (beide natürlich zuvor elektrisch neutral) kommt ein Diffusionsprozess in Gang, bis ein Gleichgewicht mit der entstehenden Gegenspannung herrscht. Es entsteht also eine Raumladungszone in der sich aber keine freien Ladungsträger befinden.

Eine Halbleiterdiode besteht aus einer solchen Grenzschicht. Der Anschluss am n-dotierten Bereich ist die Kathode, am p-dotierten Bereich die Anode.

Wenn an die Kathode nun der positive Pol angeschlossen wird und an die Anode der negative, so fließt nur ein geringer Strom, da keine Ladungsträger durch den an Ladungsträgern verarmten Bereich gelangen. Die Raumladungszone wird sogar noch größer. Nur die in der Raumladungszone neu entstehenden (thermische Aktivierung) freien Ladungsträger tragen zum Stromfluss bei. Eine in dieser Weise angeschlossene Diode wird also in Sperrrichtung betrieben.

Wenn man die Diode andersherum anschließt (Durchlassrichtung), so fließen die freien Ladungsträger durch die Raumladungszone. Es existiert also ein spannungsabhängiger Strom

$$I = I_S \left( e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) \quad (1)$$

wobei,  $I_S$ , der Sperrstrom, eine materialabhängige Größen ist und  $U_T$  von der Temperatur abhängt.

**Bipolarer npn-Transistor** In Abbildung 1 ist das Schaltsymbol eines npn-Transistors und die Bezeichnung der Anschlüsse zu sehen. Das Diodenersatzschaltbild des npn-Transistors ist in Abbildung 2 zu sehen. Man kann sich also den npn-Transistor aus zwei Dioden zusammengesetzt vorstellen, die sich den p-dotierten Bereich teilen.

Jedoch ist die eigentliche Funktion des Transistors nicht mit diesen zwei unabhängigen Dioden verständlich. Im Normalbetrieb des Transistors wird durch einen kleinen Strom über die Basis-Emitter-Diode ein großer Kollektor-Emitter-Strom gesteuert. Daher kann der Transistor beispielsweise zum Verstärken oder zum Schalten verwendet werden.

Die Funktionalität des Transistors entsteht aus der gegenseitigen Beeinflussung der Raumladungszonen der beiden „Dioden“. Das genaue Verhalten des Transistors wird über die Kennlinien verständlich, die Thema der ersten Aufgabe sind.

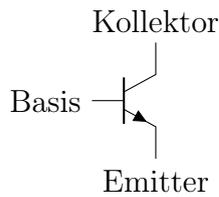


Abbildung 1: Bezeichnungen der Transistoranschlüsse

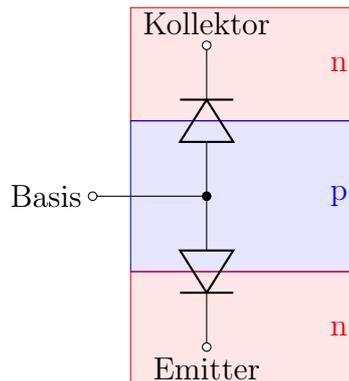


Abbildung 2: Diodenersatzschaltbild npn-Transistor

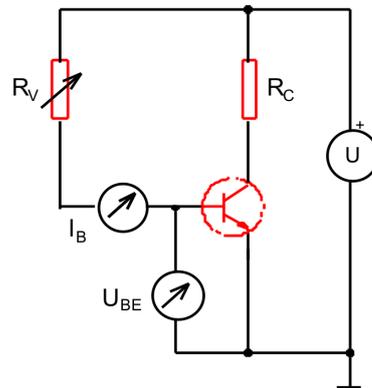
# 1 Transistor-Kennlinien

## 1.1 Eingangskennlinie

In Abbildung 3 ist die Schaltung zum Messen der Eingangskennlinie dargestellt. Für die Eingangskennlinie wird der Basisstrom  $I_B$  über die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  aufgetragen. Über den einstellbaren Widerstand und das Strommessgerät werden die verschiedenen Basisströme eingestellt. Über das Voltmeter kann dann  $U_{BE}$  abgelesen werden.

Bei dieser Schaltung wird spannungsrichtig gemessen. Der Strom sollte möglichst vollständig über den Transistor fließen, damit der am Amperemeter angezeigte Wert auch möglichst genau dem wirklichen Basisstrom entspricht. Daher sollte das Voltmeter einen möglichst großen Innenwiderstand haben.

Der Widerstand  $R_C$  ist notwendig, um eine Überhitzung des Transistors zu vermeiden. Da die Eingangskennlinie nahezu nicht von der Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  ab-



**Abbildung 3:** Schaltung zum Messen der Eingangskennlinie

hängt (solange  $U_{CE} > 0,2V$ ), ist die Veränderung an der Kennlinie, die durch den so entstehenden Spannungsteiler auftritt, vernachlässigbar.

Im Vier-Quadranten-Kennlinienfeld des Transistors wird diese Kennlinie in den dritten Quadranten eingezeichnet.

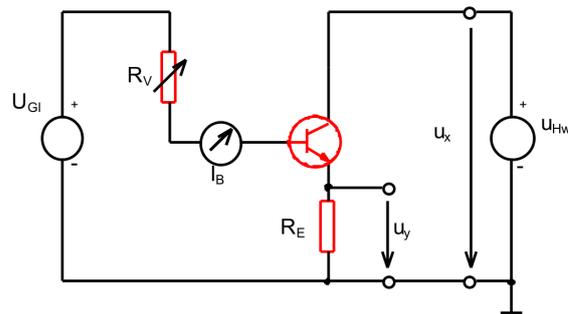
Die Eingangskennlinie eines npn-Transistors sieht der Kennlinie einer Diode sehr ähnlich. Ab einer bestimmten Spannung fließt ein sehr hoher Strom, bei kleineren Spannungen fließt fast kein Strom.

Die Steigung der Kennlinie ist der dynamischer Basis-Emitter-Widerstand  $r_B$ .

## 1.2 Ausgangskennlinie

Die Schaltung in Abbildung 4 wird zum Messen der Ausgangskennlinie ( $I_C$  über  $U_{CE}$ ) verwendet. Sie wird am Oszilloskop im xy-Betrieb direkt dargestellt. Die Spannung  $U_x$  wird zwar nicht nur über den Transistor, sondern auch über den Widerstand  $R_E$  gemessen, dieser hat jedoch nur  $2\Omega$ . Er ist also wahrscheinlich viel kleiner als der Widerstand des Transistors, sodass  $U_x$  trotzdem sehr genau der Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  entspricht. Da eine Halbwellenspannung an den Kollektor angeschlossen ist, durchläuft auch  $U_x$  periodisch ein bestimmtes Intervall, sodass die Kennlinie über diesem Intervall zu sehen ist.

Um die Ausgangskennlinie zu erhalten, muss in y-Richtung der Kollektorstrom  $I_C$  dargestellt werden. Die Spannung  $U_y$  wird also über den Widerstand  $R_E$  abgegriffen, da die Spannung über dem Widerstand proportional zum hindurchfließenden Strom ist. Zwar



**Abbildung 4:** Schaltung zum Messen der Ausgangskennlinie

fließt über den Widerstand  $R_E$  der Emitterstrom, doch da der Basis-Emitterstrom so viel kleiner ist, als der Kollektor-Emitter-Strom, ist der Emitterstrom nur unwesentlich größer als der Kollektorstrom.

Die Ausgangskennlinie wird in den ersten Quadranten des Vier-Quadranten-Kennlinienfeld gezeichnet. Ihre Steigung ist der dynamische Kollektor-Emitter-Widerstand  $r_C$ . Die Ausgangskennlinie ist eine zu Beginn sehr stark ansteigende Kurve die dann sehr flach wird. Für verschiedene Basisströme unterscheiden sich diese Plateaustrome. Im Versuch sollen für verschiedene vorgegebene Plateaustrome die Kennlinien aufgenommen werden.

### 1.3 Steuerkennlinie

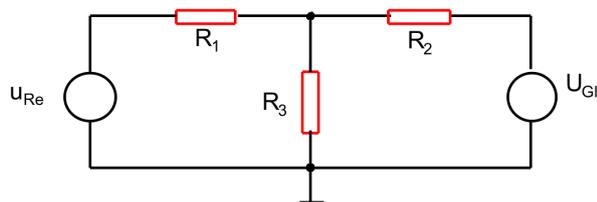
Im zweiten Quadranten des Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes wird die Steuerkennlinie ( $I_C$  über  $I_B$ ) eingetragen. Sie kann direkt aus den Messwerten der vorherigen Aufgabe aufgezeichnet werden. Dort wurden für die verschiedenen Plateaustrome ( $I_C$ ) die entsprechenden Basisströme eingestellt.

Die Steuerkennlinie stellt bei den meisten Transistoren einfach eine Ursprungsgerade da. Sie hängt kaum von  $U_{CE}$  ab. Ihre Steigung ist der Stromverstärkungsfaktor  $\beta$ .

## 2 Überlagerungstheorem

In Abbildung 5 ist eine Schaltung dargestellt, mit Hilfe derer wir das Überlagerungstheorem überprüfen sollen.

Das Überlagerungstheorem besagt, dass sich in einer Schaltung mit linearen Bauteilen und mehreren Spannungsquellen, die Spannung zwischen zwei Punkten aus der Addition der Spannungen ergibt, die man dort erhält, wenn nur jeweils eine Spannungsquelle angeschlossen ist und die anderen über ihren Innenwiderstand berücksichtigt werden. Wir bestimmen nun den Wert für die Spannung über den Widerstand  $R_3$  nach dem



**Abbildung 5:** Schaltung zur Überprüfung des Überlagerungstheorems

Überlagerungstheorem, um diesen Wert mit dem experimentell ermittelten vergleichen zu können.

**nur Rechteckspannung** Ersatzwiderstand für den parallel geschalteten Teil:

$$R_M = \frac{R_3(R_2 + R_i)}{R_2 + R_3 + R_i} \approx 270,49\Omega \quad (2)$$

Die Spannung  $U_M$  entspricht der Spannung über den Widerstand  $R_3$ :

$$U_M = U_{Re} \frac{R_M}{R_M + R_1} \approx \pm 1,70\text{ V} \quad (3)$$

**nur Gleichspannung** Ersatzwiderstand für den parallel geschalteten Teil:

$$R_M = \frac{R_3(R_1 + R_i)}{R_1 + R_3 + R_i} \approx 251,09\Omega \quad (4)$$

Die Spannung  $U_M$  entspricht der Spannung über den Widerstand  $R_3$ :

$$U_M = U_{Re} \frac{R_M}{R_M + R_2} \approx \pm 1,72\text{ V} \quad (5)$$

---

**nach dem Überlagerungstheorem** Wenn beide Spannungsquellen eingeschaltet sind, beträgt die Spannung über den Widerstand  $R_3$  also entweder  $0,02V$  oder  $3,42V$  (zwei verschiedene Werte wegen der Rechteckspannung).

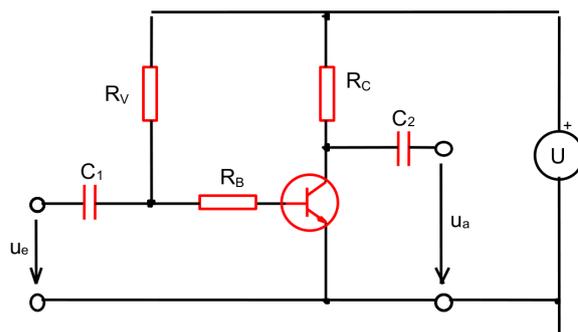
## 3 Transistorschaltungen

### 3.1 Transistor als Schalter

**Arbeitsgerade in der Emitterschaltung** In der ersten Aufgabe haben wir schon den Zusammenhang der Größen  $I_C$ ,  $I_B$  und  $U_{CE}$  kennengelernt. Dieser ist im Vier-Quadranten-Kennlinienfeld veranschaulicht.

In dieser Aufgabe arbeiten wir mit der Emitterschaltung, wie sie in Abbildung 6 zu sehen ist. Durch die verwendeten Geräte und Bauteile ist nun ein „Bereich“ vorgegeben in dem sich diese Werte variieren können.

Dieser „Bereich“ wird durch die sogenannte Arbeitsgerade beschrieben, diese kann in



**Abbildung 6:** Emitterschaltung

den ersten Quadranten des Kennlinienfeldes eingezeichnet werden. Nur Wertepaar von  $U_{CE}$  und  $I_C$ , die die Gleichung dieser Geraden erfüllen, können auftreten.

Durch die Spannungsquelle sind konstant  $U = 12V$  angelegt. Wenn ein bestimmter Strom  $I_C$  durch den Transistor fließt (über Kollektor zu Emitter; Addition des kleinen Basis-Emitter-Stroms wird wie oben vernachlässigt), so fällt die Spannung  $U_{CE}$  über ihn ab. Durch den Widerstand  $R_C$  fließt natürlich ebenfalls der Strom  $I_C$ . Somit ergibt sich für die Gleichung der Arbeitsgeraden:

$$U_{CE} = U - I_C R_C \quad (6)$$

$U$  und  $R_C$  sind also fest gewählt. Eine Variation der Ausgangsspannung, die der Spannung  $U_{CE}$  entspricht, ist also nur über Veränderungen an  $I_C$  möglich.  $I_C$  lässt sich bekanntermaßen mit  $I_B$  über den Stromverstärkungsfaktor variieren.

Durch die Wahl der anderen Widerstände in der Schaltung ist auch der Ruhestrom fest gewählt.  $I_B$  variiert also direkt mit der Amplitude der Eingangsspannung  $u_e$  (Offset der Eingangsspannung ist über den Kondensator schon herausgefiltert).

Der Punkt im  $I_C/U_{CE}$ -Diagramm auf der Arbeitsgerade in dem man sich befindet, wenn  $u_e = 0$  gilt, nennt man Arbeitspunkt. Durch den Verlauf der Eingangsspannung bewegt man sich also auf einem bestimmten Abschnitt der Arbeitsgeraden um diesen Arbeitspunkt.

Kein Teil dieses Abschnittes darf oberhalb der Leistungshyperbel liegen, die man ebenfalls im  $I_C/U_{CE}$ -Diagramm einzeichnen kann. Diese ist durch Punkte festgelegt, die nach  $P_{max} = U_{CE}I_C$  den Wert maximaler Verlustleistung ergeben, welche der Transistor noch überlebt.

**Transistor als Schalter** Wenn wir nun in der Emitterschaltung den Widerstand  $R_C$  beispielsweise durch eine Glühlampe ersetzen, können wir diese Schalten. Am Eingang liegt nichts an, d.h.  $u_e = 0$ ,  $I_B$  hat also immer den Wert des Ruhestroms. Der Ruhestrom kann über den Widerstand  $R_V$  eingestellt werden.

Wenn man den Basisstrom sehr klein wählt, ist auch  $I_C$  sehr klein. Somit ergibt sich über die Arbeitsgerade, dass  $U_{CE}$  fast den Wert von  $U$  annimmt. Somit fällt kaum Spannung über die Glühlampe ab. Sie ist somit ausgeschaltet.

Wenn man den Basisstrom sehr groß wählt, so ist auch  $I_C$  groß. Damit fällt die Spannung hauptsächlich über die Glühlampe ab,  $U_{CE}$  ist fast Null. Wenn die verwendete Spannungsquelle ausreichend ist, so leuchtet die Lampe.

Da die Glühlampe jedoch keinen stromunabhängigen Widerstand hat, hängt also  $R_C$  von  $I_C$  ab. Die Arbeitsgerade ist also keine Gerade.

## 3.2 Verstärker in Emitterschaltung

**Einstellung des Arbeitspunktes** Die Ausgangsspannung  $u_a$  wird gemessen. Das Potentiometer ( $R_V$ ) wird so eingestellt, dass  $u_a = 6V$  angezeigt wird.

**dynamische Transistorkenngrößen** Arbeitsgerade und Arbeitspunkt werden in das Vier-Quadranten-Kennlinienfeld eingezeichnet. Nun können die in Aufgabe 1 beschriebenen dynamischen Transistorkenngrößen  $r_B$ ,  $r_C$  und  $\beta$  abgelesen werden.

**dynamische Schaltungskenngrößen** Die dynamischen Schaltungskenngrößen sollen nun für  $R_B = 0\Omega$  und  $R_B = 680\Omega$  berechnet werden. Die verwendeten Formeln ergeben sich aus dem Ersatzschaltbild für die Emitterschaltung unter Vernachlässigung von  $R_V$  (da  $R_V \gg r_B$ ).

**Eingangsimpedanz**  $Z_e = \frac{u_e}{i_e} = R_B + r_B$

→ für  $R_B = 0\Omega$ :  $Z_e = 500\Omega$  und für  $R_B = 680\Omega$ :  $Z_e = 1180\Omega$

**Ausgangsimpedanz**  $Z_a = \frac{u_a}{i_a} = \frac{r_C R_C}{r_C + R_C}$

→ für  $R_B = 0\Omega$  und für  $R_B = 680\Omega$ :  $Z_a = 882,35\Omega$

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

→ für  $R_B = 0\Omega$ :  $v = -234,71$  und für  $R_B = 680\Omega$ :  $v = -99,45$

Diese Größen werden zwar Impedanzen genannt, durch sie werden jedoch bei recht niedrigen Frequenzen keine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung verursacht.

Zur Angabe des Aussteuerbereiches wählen wir die Bedingung, dass die Spannungsverstärkung um den Wert den sie im Arbeitspunkt hat um 5% schwanken darf. Wir nehmen an, dass sich  $\beta$  und  $r_C$  nicht wesentlich ändern. Es ergibt sich folgende Gleichung zur Bestimmung der daraus resultierenden erlaubten Schwankung im dynamischen Basis-Emitter-Widerstand:

$$\Delta r_B = \pm \left( \frac{R_B + r_B^A}{0,05} - R_B \right) \quad (7)$$

Dabei bezeichnet  $r_B^A$  den Wert des dynamischen Basis-Emitter-Widerstandes im Arbeitspunkt.

Es gilt also:

$$u_e = i_B(r_B + R_B) = \frac{U_{BE}}{r_B}(r_B + R_B) \quad (8)$$

Mit Hilfe dieser Gleichung kann man dann den Aussteuerbereich um den Arbeitspunkt bestimmen.  $U_{BE}$  ist praktisch konstant.

**Messung der dynamischen Schaltgrößen** Die Spannungsverstärkung erhält man einfach durch vergleichen von Effektiv- oder Spitzenspannungen der am Oszilloskop angezeigten Kurven für  $u_a$  und  $u_e$ .

Zur Messung der Eingangsimpedanz wird zur Emitterschaltung ein Widerstand  $R$  mit bekanntem Wert in Reihe geschaltet. Über diese Reihenschaltung wird eine Rechteckspannung  $u_0$  angelegt. Die Eingangsimpedanz ergibt sich folglich aus:

$$Z_e = R \cdot \frac{u_{Ze}}{u_R} = R \cdot \frac{u_{Ze}}{u_0 - u_{Ze}} \quad (9)$$

Die Ausgangsimpedanz wird nach Bestimmung der Leerlaufspannung  $u_{LL}$  über den Spannungsabfall an einem zugeschalteten Widerstand mit bekanntem Wert bestimmt.

$$Z_a = R \cdot \frac{u_{Za}}{u_R} = R \cdot \frac{u_{LL} - u_R}{u_R} \quad (10)$$

**Eingangskoppelkondensator** Wir vermuten, dass die Verstärkung linear ist, sodass wir einfach berechnen müssen wie der Kondensator zu wählen ist, dass die Spitzenspannung nach dem Kondensator noch 98% der Spitzenspannung der Eingangsspannung  $u_e$  beträgt.

Dazu betrachten wir den Entladevorgang des Kondensators bei vorgegebener Frequenz. Da  $R_B = 0$  gilt, fällt die Spannung nur über den Basis-Emitter-Widerstand  $r_B$  des Transistors ab.

Zum Entladen steht eine halbe Periodendauer zur Verfügung, also  $t = \frac{1}{2k}$  s.

$$I(t) = I_0 e^{-\frac{t}{r_B C}} \quad (11)$$

$$\rightarrow \ln 0,98 < -\frac{t}{r_B C} \quad (12)$$

$$\rightarrow C > 49,5 \mu F \quad (13)$$

Der Kondensator mit  $120 \mu F$  erfüllt also die Anforderungen.

### 3.3 RC-Oszillator

In Abbildung 7 ist die Schaltung für den RC-Oszillator zusehen.

Die Emitterschaltung (der Verstärker) invertiert das Eingangssignal. Denn bei hohen Basisströmen also auch hohem  $I_C$  fällt der Großteil der Spannung über den Widerstand

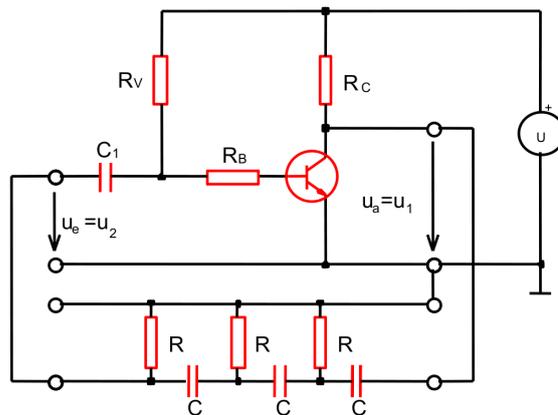


Abbildung 7: RC-Oszillator

$R_C$  ab, sodass die Ausgangsspannung sehr klein ist (vgl. Gleichung (6)).

Wenn also eine mitkoppelnde Rückkopplung erreichen möchte, muss durch die RC-Glieder eine Phasenverschiebung von  $\pi$  erzeugt werden. So passt also die aus den RC-Gliedern kommende Spannung mit der noch am Eingang anliegenden Schwingung zusammen. Es entsteht eine Oszillation.

Bei vorgegebener Dimensionierung der RC-Glieder geschieht die geforderte Phasenverschiebung nur für eine bestimmte Frequenz. Sie berechnet sich laut Vorbereitungshilfe über

$$f_{\pi} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (14)$$

Für unsere Bauteilwerte ergibt sich  $f_{\pi} \approx 955,5 \text{ Hz}$ .

Wie in der Vorbereitung erläutert sollt sich bei der auf dem Aufgabenblatt angegebenen Dimensionierung von Verstärker und RC-Gliedern eine Schleifenverstärkung von etwa 1 ergeben. Die Verstärkung und die Abschwächung durch die RC-Glieder hebt sich also auf. Zwar ergibt sich laut Vorbereitungshilfe ein Abschwächungsfaktor von  $\frac{1}{29}$  und die oben berechnete Verstärkung beträgt etwa 100, aber da die Verstärkerschaltung nun belastet ist, sollte sich doch eine Schleifenverstärkung von etwa 1 ergeben.

## 4 Quellen

- Vorbereitungshilfe

- Siegel, Crocoll: Skript zur Vorlesung Elektronische Schaltungen; Institut für Mikro- und Nanoelektronische Systeme (Universität Karlsruhe TH)
- Lemmer, Glöckner, Stein: Skript zur Vorlesung Festkörperelektronik an der Universität Karlsruhe TH