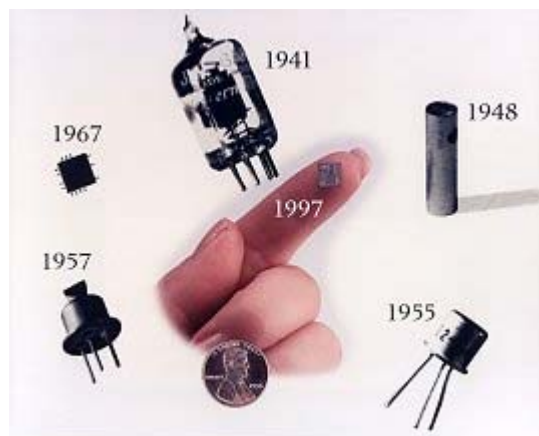


## **Versuch E01: Elektronik**



"The **Transistor** was probably the most important invention of the 20th Century, and the story behind the invention is one of clashing egos and top secret research."  
- Ira Flatow, *Transistorized!*

**Betreuer: Andreas Grübl**

**Versuch durchgeführt am: 26. bis 28.05. und 03.06.2003,  
von: Ronny Geisler und Ronak F.Kalhor,  
im: INF 501**

# Inhaltsverzeichnis

<b><u>1. Einleitung</u></b>	<b>3</b>
<b>1.1. Versuchsziele</b>	<b>3</b>
<b>1.2. 2DoList</b>	<b>3</b>
1.2.1. Emitterschaltung	3
1.2.2. Kollektorschaltung	3
1.2.3. PID-Regler	4
<b>1.3. Theoretische Grundlagen</b>	<b>4</b>
1.3.1. Transistoren	4
1.3.2. Funktionsweise	5
<b>1.4. Versuchsaufbau/Schaltpläne</b>	<b>5</b>
1.4.1. Emitterschaltung	5
1.4.2. Kollektorschaltung	5
1.4.3. PID-Regler	5
<b><u>2. Auswertung</u></b>	<b>11</b>
<b>2.1. Berechnung der Werte für die Emitterschaltung</b>	<b>11</b>
<b>2.2. Berechnung der Werte für die Kollektorschaltung</b>	<b>13</b>
<b>2.3. Messung einiger Parameter der Schaltungen</b>	<b>14</b>
2.3.1. Emitterschaltung	14
2.3.2. Kollektorschaltung	15
<b>2.4. Frequenzgang und Verstärkung</b>	<b>15</b>
2.4.1. Emitterschaltung	15
2.4.2. Kollektorschaltung	17
<b>2.5. Messung der Eingangs- und Ausgangsimpedanz</b>	<b>18</b>
2.5.1. Eingangsimpedanz	18
2.5.2. Ausgangsimpedanz	19
2.5.3. Messwerte	19
<b>2.6. Koaxialkabel</b>	<b>20</b>
<b>2.7. PID-Regler</b>	<b>22</b>
<b><u>3. Kritische Schlussdiskussion</u></b>	<b>26</b>

# **1. Einleitung**

## **1.1. Versuchsziele**

Dieser Versuch soll uns in erster Linie die Vorgehensweise in der Elektronik näherbringen, indem wir mit Transistoren, optoelektronischen Bauelementen und Operationsverstärkern einige Schaltungen konzipieren, diese daraufhin aufbauen, und sie auf ihre Funktionsfähigkeit hin testen.

Hierzu berechnen wir die Kenngrößen der Bauteile der Schaltungen noch vor dem Praktikum.

Weiterhin dient das Praktikum auch als kleine Übung zum Umgang mit dem Lötkolben, Werkzeugen und Meßgeräten.

## **1.2. 2DoList**

### **1.2.1. Emitterschaltung**

- Berechne :  $R_1, R_2, R_E, R_C, C_1, C_2$
- Aufbau eines Transistorverstärkers in Emitterschaltung
- Messe :
  1. Stromaufnahme (~Kollektorstrom)
  2. Kollektorspannung
  3. Basisspannung
  4. Emitterspannung→ vgl. mit erwarteten Werten
- Verstärkung der Schaltung, Verzerrungen?, Frequenzabhängigkeit wie erwartet?
- Eingangsimpedanz der Verstärkers
- Ausgangsimpedanz

### **1.2.2. Kollektorschaltung**

- Berechne :  $R_1, R_2, R_E, C_1, C_2$
- Aufbau eines Transistorverstärkers in Kollektorschaltung
- Messe :
  1. Stromaufnahme (~Kollektorstrom)
  2. Kollektorspannung
  3. Basisspannung
  4. Emitterspannung→ vgl. mit erwarteten Werten
- Verstärkung der Schaltung
- Ausbreitung von Wellen auf einer Koaxialleitung

### 1.2.3. PID-Regler

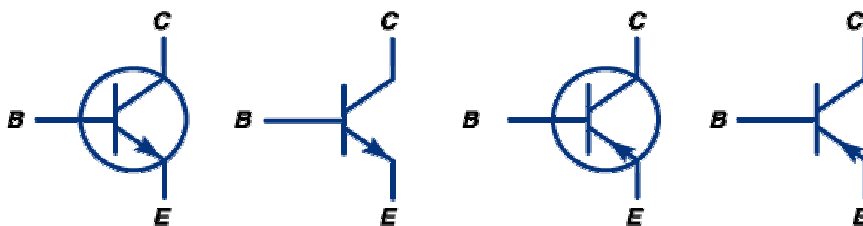
- Aufbau des PID-Reglers und beobachten, wie er die Temperatur regelt.

## 1.3. Theoretische Grundlagen

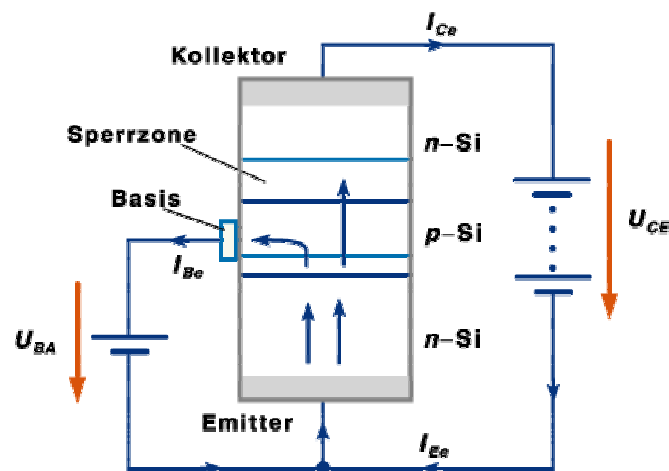
### 1.3.1. Transistoren

Ein **Transistor** besteht aus einer sehr dünnen Halbleiterschicht, die sich als sogenannte **Basis** zwischen 2 Halbleitern des anderen Typus (als **Kollektor** bzw. **Emitter**) befindet. Der Emitter ist sehr viel stärker dotiert als Basis und Kollektor. Transistoren werden u.a. in Verstärkern verwendet, wobei eine kleine Änderung im Basisstrom eine große Änderung im Kollektorstrom bewirkt.

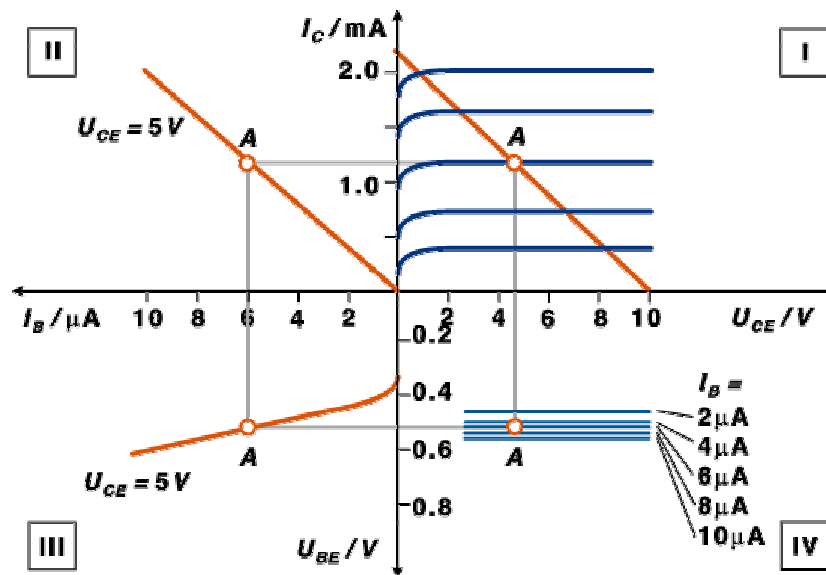
**Bipolarer Transistor:** Besteht im wesentlichen aus zwei pn-Übergängen, wobei die Reihenfolge der Schichten den Namen des Transistors bestimmt (**npn**- oder **pn**p-Transistor).



Schaltzeichen eines npn- und pnp-Transistors, jeweils alte (mit Kreis) und neue Notation. In der Regel sind Transistoren *nicht* symmetrisch aufgebaut. Kollektor- und Emitteranschluß dürfen nicht vertauscht werden.



**Vierquadranten-Kennlinienfeld:** Eine Möglichkeit zur kompakten Darstellung der Abhängigkeiten aller Eingangs- und Ausgangsströme und -spannungen. Sie hat den Vorteil, dass man das Gesamtsystem auf einen Blick übersieht (A...Arbeitspunkt):



### 1.3.2. Funktionsweise

Bei normaler Arbeitsweise ist der Emitter-Basis-Übergang in **Durchlassrichtung** und der Basis-Kollektor-Übergang in **Sperrrichtung** geschaltet. Der stark dotierte Emitter emittiert Löcher die durch den Emitter-Basis-Übergang in die Basis fließen.

Da die Basisschicht sehr dünn ist, gelangen die meisten dieser Löcher bis in den Kollektor. Dieser Fluß bildet einen Strom  $I_c$  vom Emitter zum Kollektor. Jedoch rekombinieren in der Basis einige Löcher und erzeugen damit einen positiven Ladungsüberschuß, der den Stromfluß verhindert. Um dies zu vermeiden, ist die Basis so in einen Stromkreis eingebunden, dass die Löcher aus ihr abgezogen werden; dies ist der Basisstrom  $I_B$ . Dabei ist der Kollektorstrom  $I_c$  fast ebenso groß wie der Emitterstrom  $I_E$ ; dagegen ist  $I_B$  sehr viel kleiner als  $I_c$  und  $I_E$ . Für den Kollektorstrom schreibt man meist:  $I_c = \beta I_B$ ;  $\beta$  - Stromverstärkung des Transistors (gewöhnlich:  $\beta = 10$  - mehrere Hunderte).

### 1.4. Versuchsaufbau/Schaltpläne

In den Schaltbildern sind die verwendeten Widerstände und Kondensatoren angegeben.

#### 1.4.1. Emitterschaltung

Schaltplan: siehe nachfolgendes **Schaltbild 1** (Seite 6)

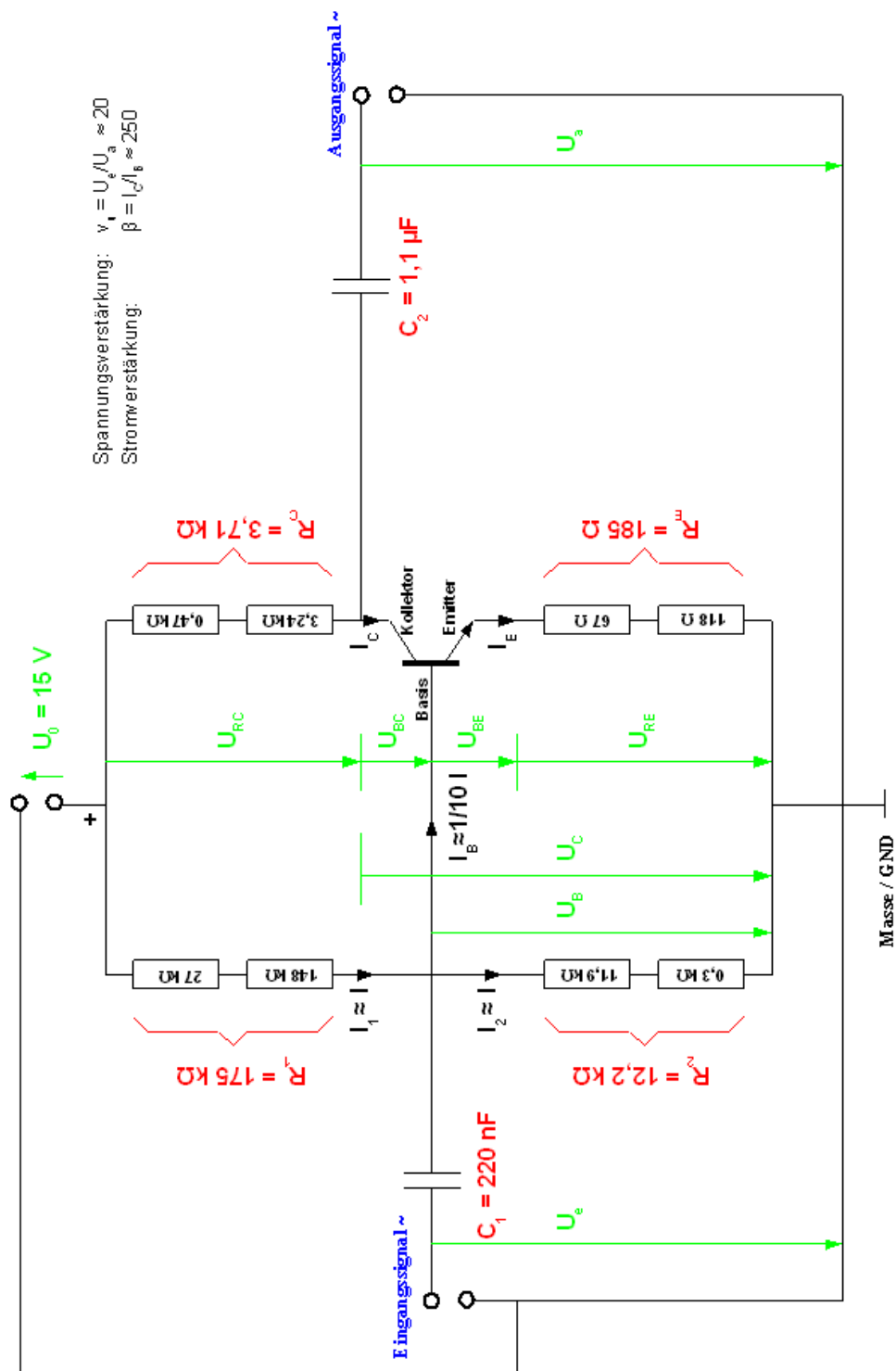
#### 1.4.2. Kollektorschaltung

Schaltplan: siehe nachfolgendes **Schaltbild 2** (Seite 7)

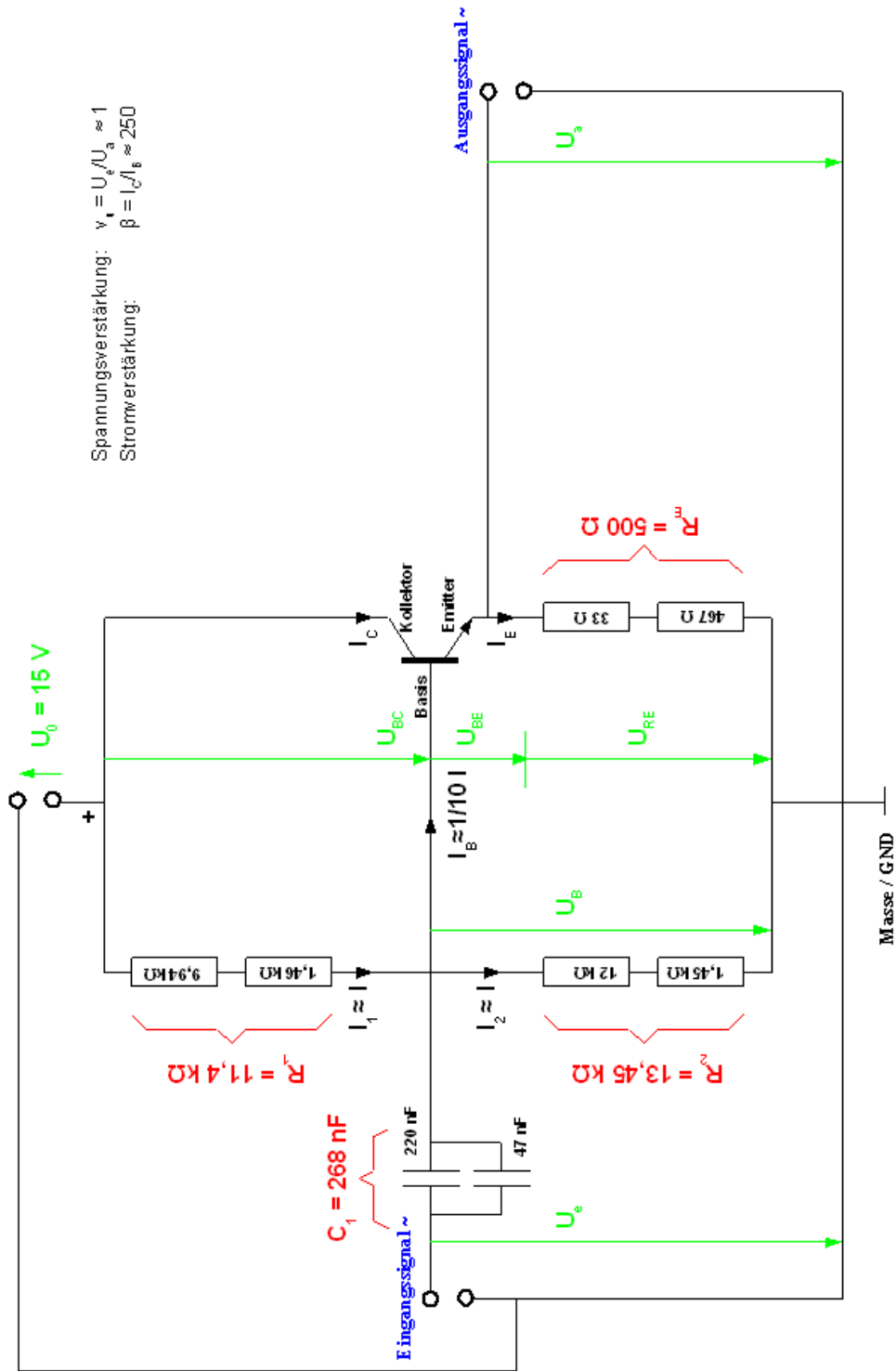
#### 1.4.3. PID – Regler

schematischer Aufbau des Regelkreises: siehe nachfolgendes **Schaltbild 6** (Seite 8)

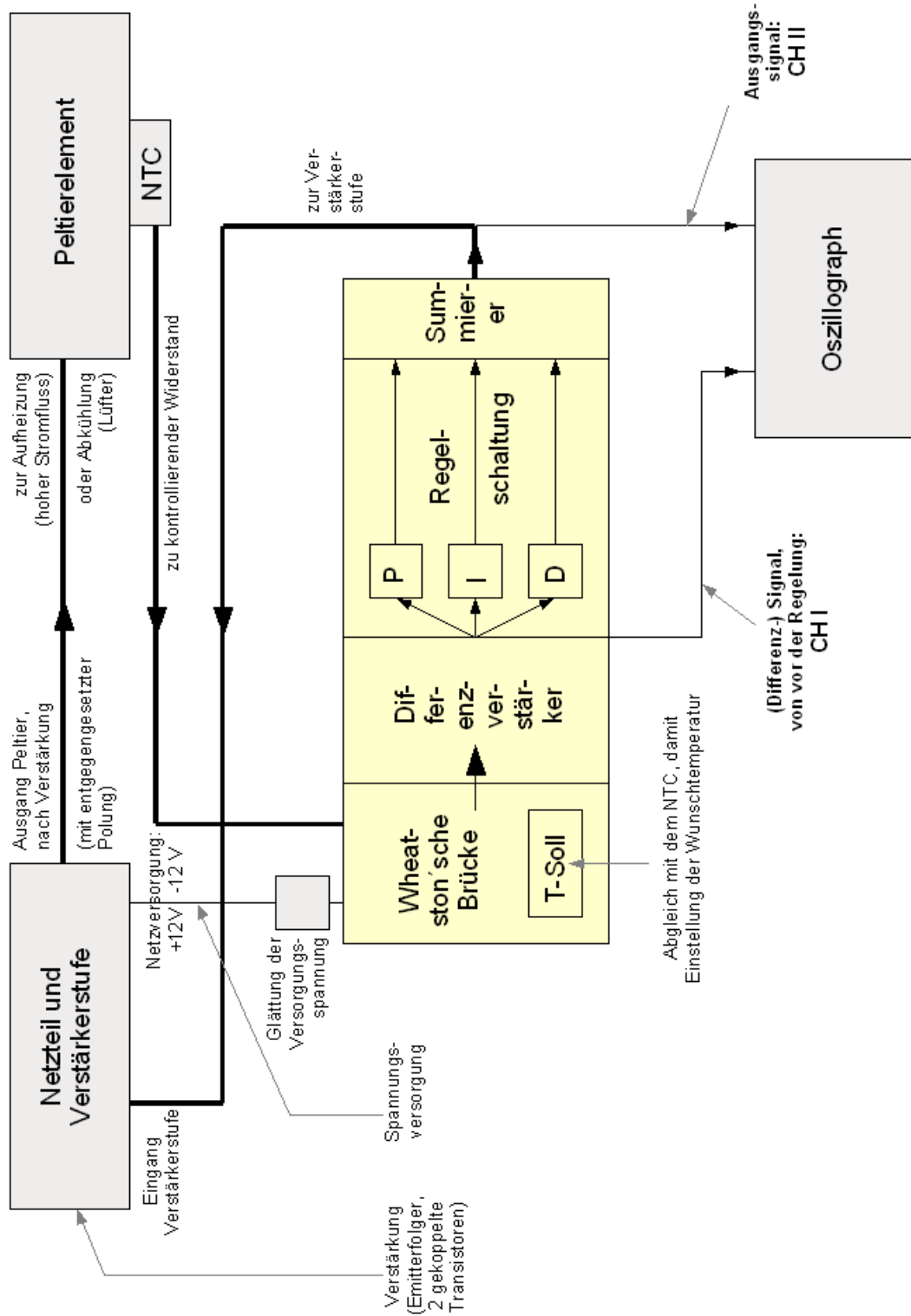
Schaltbild 1: **Emitterschaltung**



Schaltbild 2: Kollektorschaltung



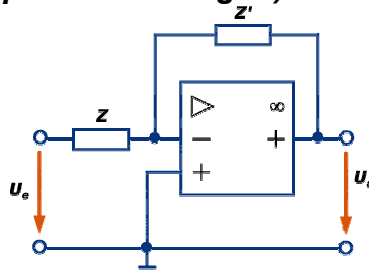
**Schaltbild 6: Schematischer Aufbau des Regelkreises**



Die Regler können die Regelabweichungen besonders gut wegregeln, da sie Regelabweichungen, egal wie groß bzw. klein sie sind, mit maximaler Gegenregelung (mit maximaler Differenzspannung) entgegenwirken (siehe 2.7.)

Die einzelnen Komponenten des **PID-Reglers** sind nun kurz erläutert:

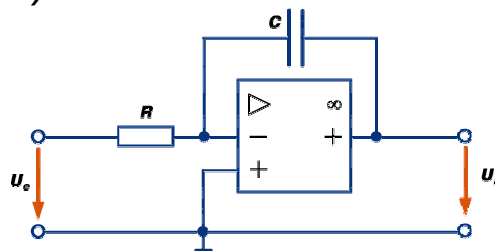
**Invertierender Verstärker (Proportional – Regler):**



Die Abbildung zeigt einen invertierenden Verstärker, Z und Z' bezeichnen (reelle oder komplexe) Widerstände. Dieser verstärkt das ankommende Signal proportional:

$$U_a = \frac{-Z'}{Z} U_e, \text{ da } \frac{-Z'}{Z} = \text{konstant} .$$

**Integrator (Integral – Regler):**



Bei harmonischen Signalen  $U_e(j\omega)$  mit der Kreisfrequenz  $\omega$  beträgt der Wechselstromwiderstand  $Z_c(j\omega)$  eines Kondensators mit der Kapazität C:

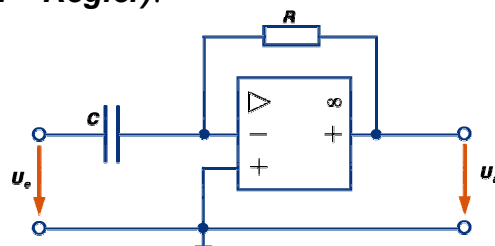
$$Z_c(j\omega) = \frac{1}{j\omega C}$$

Mit  $Z_c(j\omega) = R$  und  $Z'(j\omega) = Z_c(j\omega)$  erhält man einen invertierenden Verstärker,

woraus folgt:  $U_a(j\omega) = \frac{-(U_e(j\omega))}{j\omega RC}$ , und  $U_a(t) = \frac{-1}{RC} \int U_e(t) dt$ .

Dieser integriert gemäß seiner Zeitkonstante und gibt dann immer die bis dahin integrierte Spannungsdifferenz weiter.

**Differenzierer (Differential – Regler):**



Mit  $Z(j\omega) = \frac{1}{j\omega C}$  und  $Z'(j\omega) = R$  ergibt sich für den invertierenden Verstärker bei harmonischem:  $U_a(j\omega) = -j\omega R U_e(j\omega)$ ; und somit  $U_a(t) = -RC \frac{dU_e(j\omega)}{dt}$  (\*).

Das Differenzieren ist in der Praxis weit schlechter realisierbar als das Integrieren:

- Für hohe Frequenzen werden die Näherungen an den idealen Operationsverstärker immer schlechter erfüllt, da die Leerlauf-Verstärkung  $A \rightarrow \frac{A}{j\omega RC}$  herabgesenkt und damit  $A \rightarrow \infty$  nicht mehr erfüllt wird.
- Hochfrequente Rauschkomponenten am Verstärkereingang werden besonders verstärkt.
- Für großes  $\omega$  und damit kleinen Wert von  $\frac{1}{j\omega C}$  macht sich der Innenwiderstand  $R_i$  des Signalgenerators bemerkbar.

Der Differenzierer gibt nur dann eine Differenzspannung weiter, wenn sich die Eingangsspannungsdifferenz ändert (nach \*)

### **Wheatstone'sche Brücke:**

Neben der **Widerstandsbestimmung** mit Amperemeter und Voltmeter wird hauptsächlich die Kompensationsmethode verwendet.

**Kompensationsmethode:** Der Widerstand  $R_i$  wird durch Vergleich mit einem bekannten Widerstand  $R_N$  mit Hilfe einer Brückenschaltung ermittelt.

**Wheatstone-Brücke:** Der variable Widerstand  $R_N$  wird so gewählt, dass durch das Galvanometer kein Strom mehr fließt: man führt einen **Nullabgleich** durch. Die Brücke (G) ist dann stromlos.

Der unbekannte Widerstand  $R_i$  ergibt sich aus den bekannten Widerständen  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_N$

### **Widerstandsbestimmung mit Wheatstone-Brücke:**

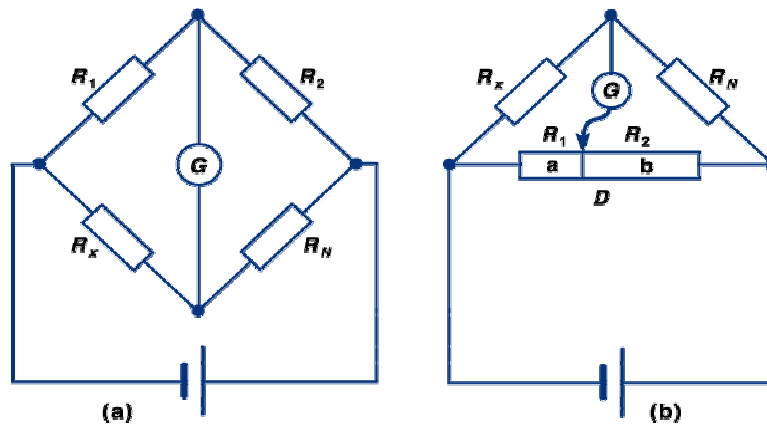
$$R_i = \frac{R_1}{R_2} R_N$$

$R_i$  -unbekannter Widerstand

$R_N$  -Vergleichswiderstand

$R_1$ ,  $R_2$  -bekannte Widerstände

Die Vergleichswiderstände sind Präzisionswiderstände geringer Fehlertoleranz, die sich zu beliebigen Widerstandswerten zusammenstellen lassen. Die nachfolgende Abbildung zeigt die Wheatstonesche Brückenschaltung, (a): Schaltbild, (b): praktische Ausführung mit Widerstandsdraht.



Man kann auch  $R_N$  fest wählen und das Verhältnis von  $R_1$  zu  $R_2$  ändern. In der Praxis wird ein Widerstandsdraht  $D$  verwendet, auf dem ein Schleifer so lange verschoben wird, bis die Messbrücke stromlos wird. Da sich bei einem überall gleich dicken, homogenen Draht die Widerstände  $R_1, R_2$  der Teilstücke wie die zugehörigen Längen  $a, b$  verhalten, so ergibt sich  $R_i$  aus der Längenmessung von  $a$  und  $b$  :

$$R_i = \frac{R_1}{R_2} R_N = \frac{a}{b} R_N \quad .$$

Zur genauen Widerstandsbestimmung sollte der Wert von  $R_N$  nicht weit vom Widerstandswert  $R_i$  entfernt sein.

## 2. Auswertung

### 2.1. Berechnung der Werte für die Emitterschaltung

Die Bezeichnungen sind in **Schaltbild 1** (Seite 6) angegeben.

Wir gehen von der Annahme aus, dass an  $U_C$  eine Spannung von 7,5 V anliegt, damit für ein Wechselstromsignal die maximale Spannungsdifferenz zwischen 0 und 15 V ausgenutzt werden kann. Mit dem gegebenen Kollektorstrom  $I_C$  von 2 mA und der Spannungsdifferenz  $U_{RC}$  von 7,5 V kann nun als erstes der Lastwiderstand  $R_C$  berechnet werden:

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{7,5 V}{2 mA} = 3,75 k\Omega$$

Mit einer angenommenen Spannungsverstärkung von  $v_u = 20$  und der Relation  $v_u = \frac{-R_C}{R_E}$ , wobei das Minuszeichen bedeutet, dass die Emitterschaltung invertierend ist (also eine positive Amplitude eines Signals in eine negative invertiert wird (bzw. umgekehrt)), folgt nun für den Arbeitswiderstand  $R_E$  (und zur Stromgegenkopplung):

$$R_E = \frac{R_C}{20} = \frac{3,75 k\Omega}{20} = 187,5 \Omega$$

Als nächstes berechnen wir nun  $R_2$ . Dazu müssen wir noch eine paar weitere Annahmen machen, und zwar dass  $I_2 \approx 10 I_B$  ist (dies sollte erfüllt sein, damit ein konstanter Arbeitspunkt eingestellt bleibt), der Spannungsabfall  $U_{BE}$  von der Basis zum Emitter  $0,6 V$  beträgt (dies ist eine transistorspezifische Größe) und dass  $I_C \approx I_E$  ist. Zusätzlich brauchen wir noch die Stromverstärkung. Diese haben wir mit dem Messgerät bestimmt, sie beträgt:

$$hFE = \beta = \frac{I_C}{I_B} \approx \frac{I_E}{I_B} \approx 250$$

Damit können wir nun erst einmal  $I_B$  und  $I_2$  berechnen:

$$I_B = \frac{I_E}{250} = \frac{2 \text{ mA}}{250} = 0,008 \text{ mA} \Rightarrow I_2 = 10 I_B = 0,08 \text{ mA}$$

Jetzt kennen wir also den Stromfluss durch  $R_2$ . Es fehlt uns noch der Spannungsabfall über  $R_2$ , um  $R_2$  zu berechnen. Dieser ist aber über die Beziehung  $U_B = U_{BE} + U_{RE}$  leicht zu berechnen:

$$U_B = U_{BE} + U_{RE} = U_{BE} + R_E I_E = 0,6 \text{ V} + 187,5 \Omega * 2 \text{ mA} = 0,6 \text{ V} + 0,375 \text{ V} = 0,975 \text{ V}$$

$R_2$  ergibt sich somit zu:

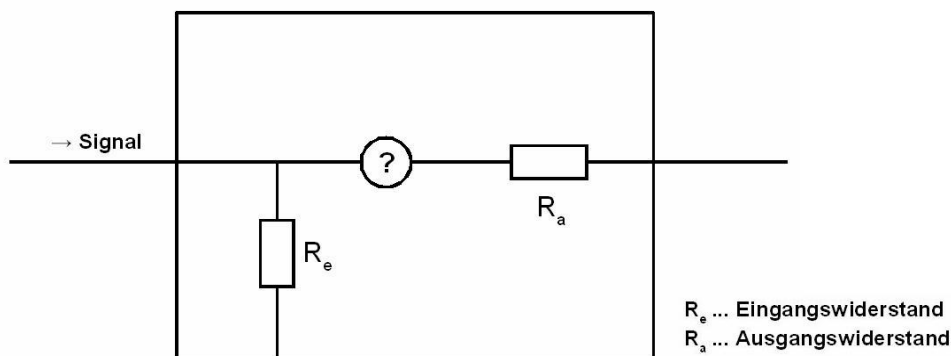
$$R_2 = \frac{U_B}{I_2} = \frac{0,975 \text{ V}}{0,08 \text{ mA}} = 12,2 \text{ k}\Omega$$

Mit der Näherung  $I_2 \approx I_1 \approx I$  können wir auch  $R_1$  berechnen:

$$R_1 = \frac{U_0 - U_B}{I} = \frac{15 \text{ V} - 0,975 \text{ V}}{0,08 \text{ mA}} = 175 \text{ k}\Omega$$

$R_1$  und  $R_2$  (Spannungsteiler) sind zur Einstellung eines stabilen Arbeitspunktes notwendig, damit der Transistor in seinem linearen Bereich arbeitet (siehe: 1.3.1. Kennlinienfeld).

Zur Berechnung der Kondensatoren wird der Eingangs- und Ausgangswiderstand benötigt. Dies kann man sich an einem Ersatzschaltbild verdeutlichen:



Schaltbild 3: Ersatzschaltbild

Der Eingangswiderstand  $R_e$  berechnet sich dabei aus der Parallelschaltung von  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_{BE}$  (= Widerstand zwischen Basis und Emitter), wobei  $R_{BE}$  durch  $R_{BE} \approx \beta R_E$  gegeben ist,

wie folgt:

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{BE}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\beta R_E} = \frac{1}{175 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{12,2 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{250 \cdot 187,5 \Omega} \Rightarrow R_e = 9,17 \text{ k}\Omega$$

Der Ausgangswiderstand  $R_a$  ist näherungsweise einfach durch  $R_c$  gegeben:

$$R_a = R_c = 3,75 \text{ k}\Omega$$

Die Kondensatoren können jetzt über die Beziehung  $C = \frac{1}{2\pi f R}$  berechnet werden. Sie werden verwendet um nur die Wechselstromanteile des Eingangssignals über einer Grenzfrequenz  $f$  von den hier gewählten 100 Hz hindurchzulassen (Hochpass). Damit ergeben sich jetzt  $C_1$  und  $C_2$ :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 9,17 \text{ k}\Omega} = 0,174 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R_a} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 3,75 \text{ k}\Omega} = 0,424 \mu\text{F}$$

## 2.2. Berechnung der Werte für die Kollektorschaltung

Die Bezeichnungen sind in **Schaltbild 2** (Seite 7) angegeben.

Die Berechnung erfolgt analog zur Emitterschaltung. Wir verwenden jedoch keinen Lastwiderstand ( $R_c = 0$ ), da wir das Signal am Emitter und nicht am Kollektor abgreifen. Dabei gehen wir wieder davon aus, dass über  $U_{RE}$  eine Spannung von 7,5 V abfallen soll. Mit dem gegebenen Kollektorstrom  $I_c \approx I_E$  von 15 mA kann nun als erstes  $R_E$  berechnet werden:

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{7,5 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 500 \Omega$$

Als nächstes berechnen wir nun  $R_2$ . Dazu machen wir wieder die gleichen Annahmen wie bei der Emitterschaltung:  $I_2 \approx 10 I_B$ ,  $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ ,  $I_C \approx I_E$  und die Stromverstärkung ist gleich

$$hFE = \beta = \frac{I_C}{I_B} \approx \frac{I_E}{I_B} \approx 250$$

Damit können wir nun erstmal  $I_B$  und  $I_2$  berechnen:

$$I_B = \frac{I_E}{250} = \frac{15 \text{ mA}}{250} = 0,06 \text{ mA} \Rightarrow I_2 = 10 I_B = 0,6 \text{ mA}$$

Jetzt kennen wir wieder den Stromfluss durch  $R_2$ . Es fehlt uns noch der Spannungsabfall über  $R_2$ , um  $R_2$  zu berechnen. Dieser ist aber über die Beziehung  $U_B = U_{BE} + U_{RE}$  leicht zu berechnen:

$$U_B = U_{BE} + U_{RE} = 0,6 \text{ V} + 7,5 \text{ V} = 8,1 \text{ V}$$

$R_2$  ergibt sich somit zu:

$$R_2 = \frac{U_B}{I_2} = \frac{8,1 \text{ V}}{0,6 \text{ mA}} = 13,5 \text{ k}\Omega$$

Mit der Näherung  $I_2 \approx I_1 \approx I$  können wir auch  $R_1$  berechnen:

$$R_1 = \frac{U_0 - U_B}{I} = \frac{15 \text{ V} - 8,1 \text{ V}}{0,6 \text{ mA}} = 11,5 \text{ k}\Omega$$

Zur Berechnung des Kondensators wird der Eingangs- (und Ausgangswiderstand) benötigt. Dies kann man sich wieder an dem Ersatzschaltbild (Schaltbild 3) verdeutlichen.

Der Eingangswiderstand  $R_e$  berechnet sich dabei aus der Parallelschaltung von  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_{BE}$ :

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{BE}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\beta R_E} = \frac{1}{11,5 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{13,5 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{250 * 500 \Omega} \Rightarrow R_e = 5,92 \text{ k}\Omega$$

Der Ausgangswiderstand  $R_a$  wird diesmal durch die Stromverstärkung bestimmt und er ist näherungsweise:

$$R_a = \frac{R_e}{250} = 23,7 \Omega$$

Die Kapazität des Kondensator  $C_1$  ergibt sich dadurch (bei einer Frequenz  $f$  von 100 Hz) zu:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_e} = \frac{1}{2\pi * 100 \text{ Hz} * 5,92 \text{ k}\Omega} = 0,269 \mu F$$

Den 2. Kondensator haben wir weggelassen, da er nicht unbedingt benötigt wird. Der Oszillograph muss dann nur entsprechend auf AC~ gestellt werden.  $C_2$  wäre aber  $C_2 = C_1 * 250 = 67 \mu F$ .

In Schaltbild 1 und 2 sind dann die Werte der Widerstände und Kondensatoren eingetragen, die wir eingesetzt und gemessen haben.

### 2.3. Messung einiger Parameter der Schaltungen

Die Spannung wird dabei immer relativ zur Masse angegeben. Die gemessene Spannungsversorgung betrug  $U_0 = 15,03 \text{ V}$ .

#### 2.3.1. Emitterschaltung

	<u>erwartete Werte</u>	<u>gemessene Werte</u>
Stromaufnahme ( $\approx$ Kollektorstrom) $I_C$ :	2 mA	$\frac{U_{RC}}{R_C} = \frac{15\text{V} - 9,3\text{V}}{3,71 \text{ k}\Omega} = 1,53 \text{ mA}$
Kollektorspannung $U_C$ :	7,5 V	<b>9,3 V</b>
Basisspannung $U_B$ :	0,975 V	<b>0,92 V</b>
Emitterspannung $U_{RE}$ :	0,375 V	<b>0,29 V</b>

Tabelle 1: Parameter der Emitterschaltung

Beurteilung der Messwerte:

Durch die große Abweichung zwischen der angenommenen und der gemessenen Stromaufnahme weichen die Spannungen auch von den Sollwerten ab. Dies ist eigentlich nicht durch die verwendeten Widerstände erklärbar, da wir fast exakt die berechneten Widerstände eingebaut haben. Es ist nur dadurch erklärbar, dass einige Näherungen nicht erfüllt sind, und zwar zum einen, dass  $I_C \approx 10 I_B$  und zum anderen  $I_C \approx I_E$  ist. Andererseits haben die Widerstände auch eine Toleranz von etwa 10 % was noch zusätzlich zu dieser Abweichung beitragen konnte.

### 2.3.2. Kollektorschaltung

	<u>erwartete Werte</u>	<u>gemessene Werte</u>
Stromaufnahme ( $\approx$ Kollektorstrom) $I_C \approx I_E$ :	15 mA	$\frac{U_{RE}}{R_E} = \frac{7,2V}{500\Omega} = 14,4\text{mA}$
Kollektorspannung $U_C$ :	15 V	<b>15,0 V</b>
Basisspannung $U_B$ :	8,1 V	<b>7,8 V</b>
Emitterspannung $U_{RE}$ :	7,5 V	<b>7,2 V</b>

Tabelle 2: Parameter der Kollektorschaltung

Beurteilung der Messwerte:

Hier stimmen die Messwerte sehr gut mit den Erwartungswerten überein. Die Abweichungen sind alle unter 5%.

## 2.4. Frequenzgang und Verstärkung

### 2.4.1. Emitterschaltung

Wir haben als Eingangssignal eine Wechselspannung mit einer Spannungsamplitude von 100 mV und einer Schwingungsfrequenz zwischen 5 und 2000 Hz angelegt. Gemessen haben wir dann am Oszilloskop immer die Differenz zwischen Minimum und Maximum der Sinusschwingung (= 2\*Amplitude). Die Ausgangsschwingung ist invertiert und verstärkt.

Eingangssignal (2\*Eingangsamplitude):  $U_e = 200\text{ mV}$

Unsere gemessene Ausgangssignale  $U_a$  in Abhängigkeit der Frequenz ist in folgender Tabelle zusammengestellt:

Frequenz f [Hz]	Ausgangssignal U <sub>a</sub> [mV]
5	250
15	750
25	1160
40	1750
55	2200
70	2500
90	2750
110	3000
140	3200
180	3300
230	3400
300	3500
400	3600
600	3600
800	3600
1000	3600
1500	3600
2000	3600

Tabelle 3: Frequenzgang

Der Frequenzgang ist in **Diagramm 1** (nächste Seite) logarithmisch aufgetragen. Zusätzlich habe wir noch Fehlerbalken hinzugefügt in der Annahme, dass wir einen Ablesefehler von etwa  $\pm 5\%$  haben. Der lineare Anstieg und die "Sättigung" bei der maximalen Verstärkung ist gut zu erkennen. Man sieht, dass erst ab etwas über 100 Hz die Verstärkung maximal wird, wie wir es vorher berechnet (und gewollt) haben.

Die Spannungsverstärkung ergibt sich damit zu:

$$v_u = \frac{U_{a,max}}{U_e} = \frac{3600 \text{ mV}}{200 \text{ mV}} = 18$$

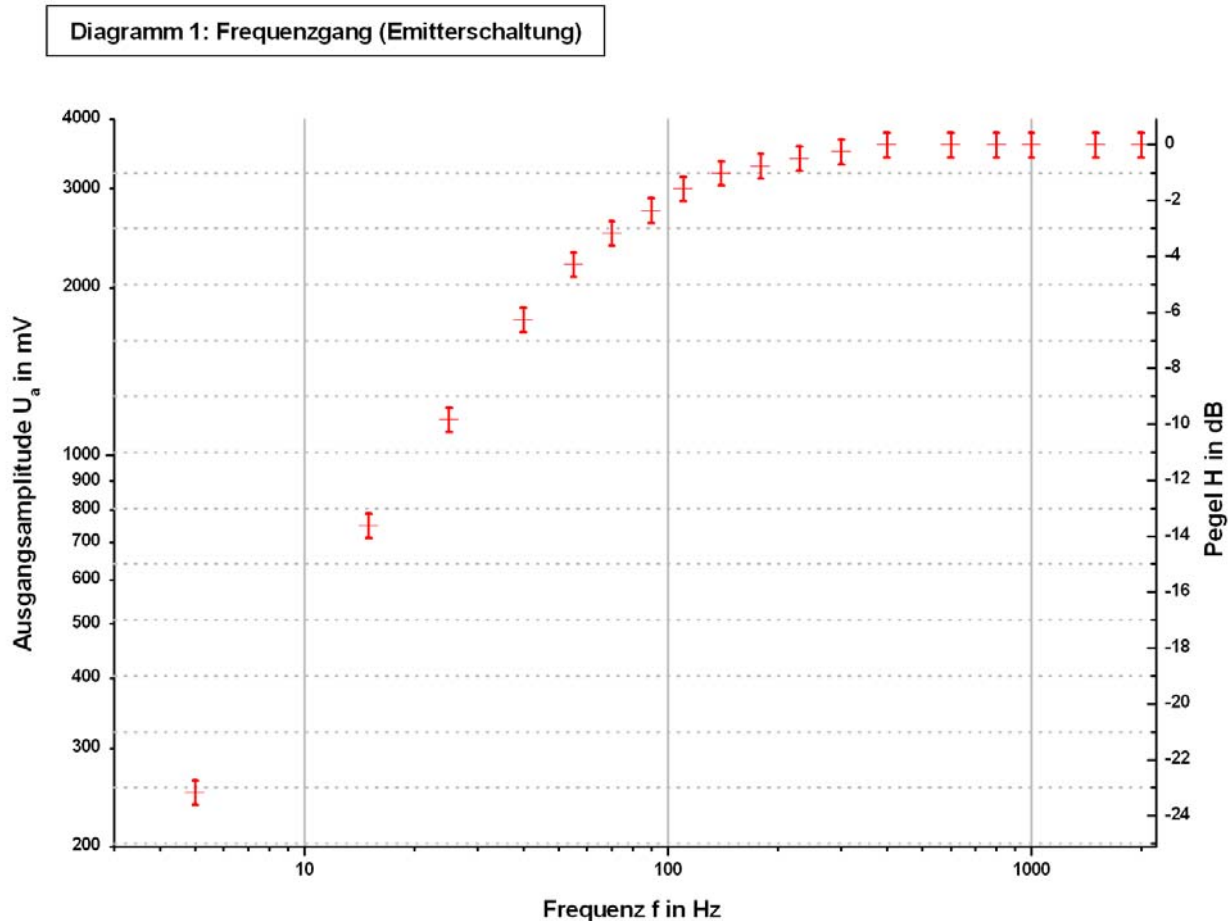
Dies entspricht in etwa unseren Annahmen.

Man kann jetzt im Diagramm die y-Achse in Dezibel angeben, die wie folgt mit der Ausgangsleistung  $P_a$  (bzw. der Ausgangsspannung) zusammenhängt. Dabei ist  $P_0$  die Bezugsleistung, welche der Leistung bei maximaler Verstärkung entspricht:

$$\text{aus } H = 10 \log \frac{P_a}{P_0} \text{ dB, mit } P_a = I_a * U_a = \frac{U_a^2}{R_a} \text{ bzw. } P_0 = \frac{U_{a,max}^2}{R_a} \text{ folgt:}$$

$$H(U_a) = 10 \log \frac{U_a^2 * R_a}{U_{a,max}^2 * R_a} = 10 \log \frac{U_a^2}{U_{a,max}^2} = 20 \log \frac{U_a}{U_{a,max}}$$

Damit ist bei  $U_a = U_{a,max}$  der Pegel  $H = 0$  dB und  $H = -3$  dB sind dann, mit  $U_{a,max} = 3600$  mV, nach  $U_a = U_{a,max} * 10^{-\frac{3}{20}} = 0,708 U_{a,max}$  also 2550 mV. Diese Achse ist auch in Diagramm 1 eingetragen:



### 2.4.2. Kollektorschaltung

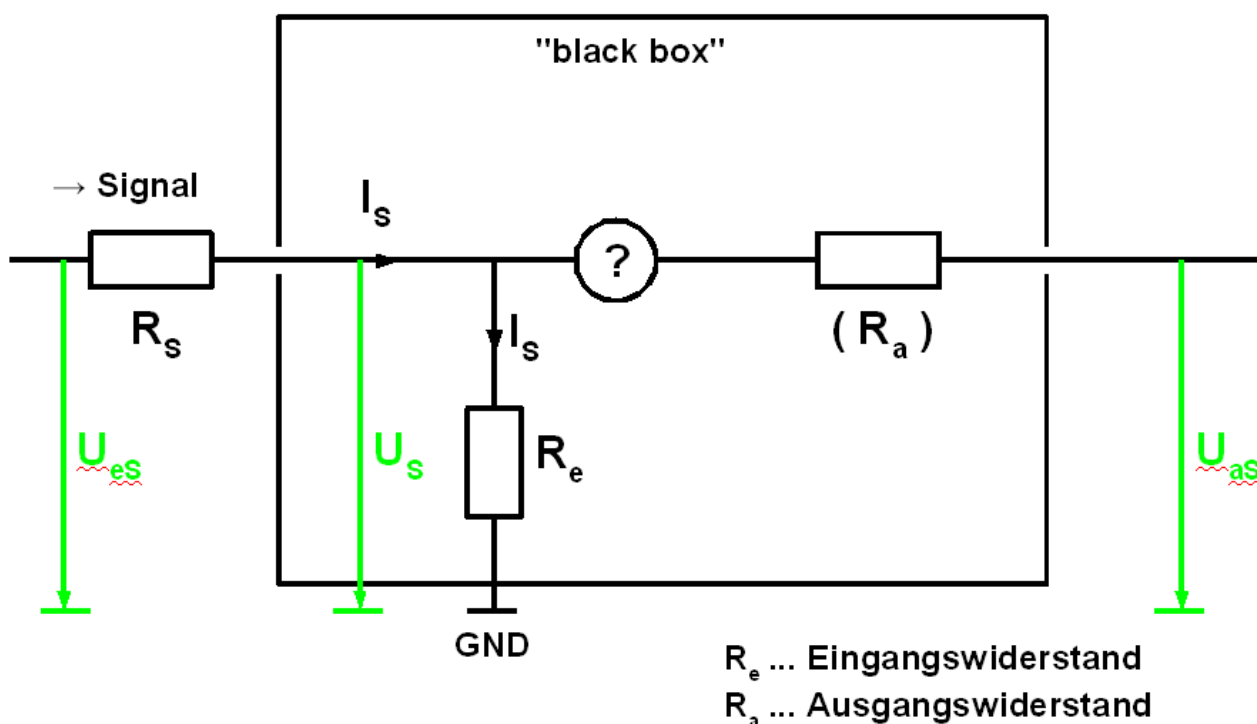
Hier haben wir den Frequenzgang nicht nochmal gemessen, da er ähnlich dem der Emitterschaltung ist.

Die Spannungsverstärkung ergibt sich bei der Messung, im Unterschied zur Emitterschaltung zu: näherungsweise  $v_u = \frac{U_{a,max}}{U_e} = 1,0$  (bei entsprechend einer Frequenz über 100 Hz).

## 2.5. Messung der Eingangs- und Ausgangsimpedanz

Zur Messung der Eingangs- und Ausgangsimpedanz  $R_e$  und  $R_a$  müssen noch jeweils ein zusätzlicher Widerstand eingebaut werden. Dies kann man sich jetzt wieder an einem Ersatzschaltbild verständlich machen:

### 2.5.1. Eingangsimpedanz



Schaltbild 4: Eingangsimpedanz

Zur Messung der Eingangsimpedanz wird ein bekannter Widerstand  $R_s$  in Reihe geschaltet. Mit den gemessenen Spannungen  $U_{eS}$  und  $U_{aS}$ , der bekannten Spannungsverstärkung und der Annahme, dass durch die "black box" kein Strom fließt, lässt sich der unbekannte Eingangswiderstand  $R_e$  wie folgt berechnen:

Spannungsabfall über  $R_s$ : 
$$U_{RS} = R_s I_s = U_{eS} - U_S$$

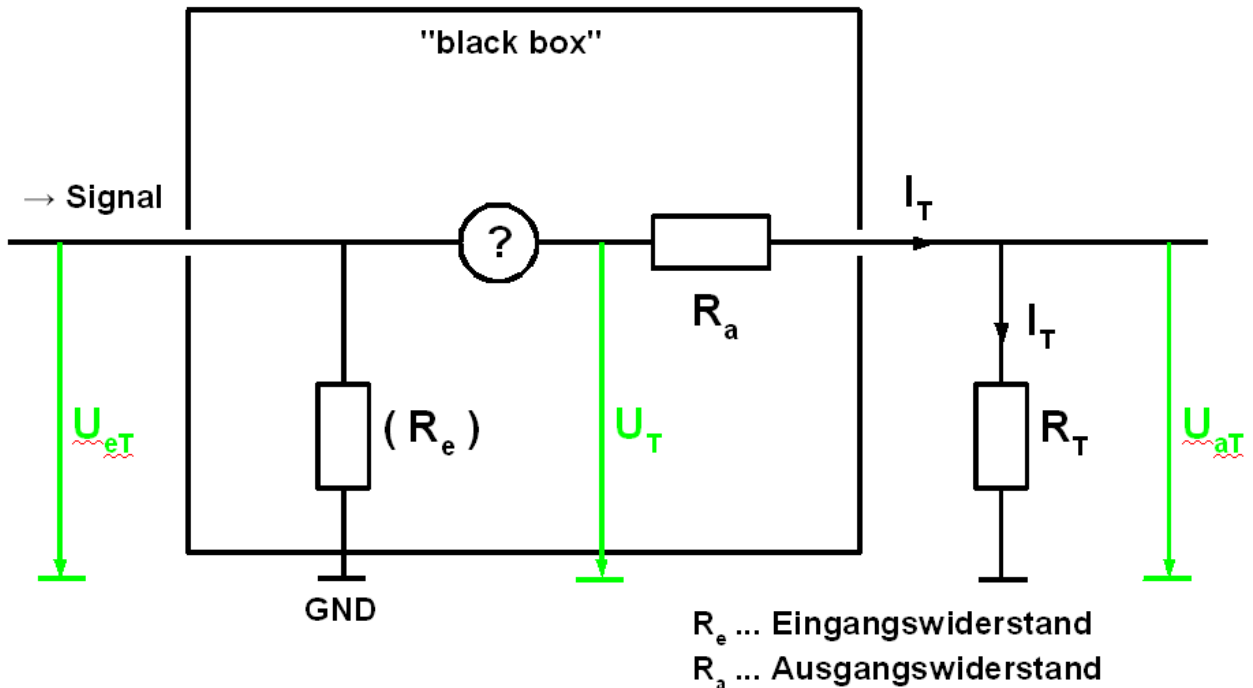
Spannungsabfall über  $R_e$ : 
$$U_{Re} = U_S = R_e I_s \Rightarrow I_s = \frac{U_S}{R_e}$$

Jetzt setzen wir  $I_s$  aus der 2. Gleichung in die erste ein, und formen noch etwas um, dann haben wir sofort die Relation, die wir brauchen:

$$R_s \frac{U_S}{R_e} = U_{eS} - U_S$$

$$\Rightarrow R_e = \frac{R_s U_S}{U_{eS} - U_S}, \text{ mit } U_S = \frac{U_{aS}}{v_u}, v_u \text{ Spannungsverstärkung (1)}$$

## 2.5.2. Ausgangsimpedanz



Schaltbild 5: Ausgangsimpedanz

Die Berechnung der Ausgangsimpedanz folgt nun ganz analog. Ein bekannter Widerstand  $R_T$  wird diesmal dazu parallel geschaltet. Mit den gemessenen Spannungen  $U_{eT}$  und  $U_{aT}$ , der bekannten Spannungsverstärkung und der Annahme, dass durch  $R_T$  der gesamte Strom fließt, lässt sich der unbekannte Ausgangswiderstand  $R_a$  wie folgt berechnen:

Spannungsabfall über  $R_a$ : 
$$U_{Ra} = R_a I_T = U_T - U_{aT}$$

Spannungsabfall über  $R_T$ : 
$$U_{RT} = U_{aT} = R_T I_T \Rightarrow I_T = \frac{U_{aT}}{R_T}$$

Jetzt setzen wir wieder  $I_T$  aus der 2. Gleichung in die erste ein, und formen noch etwas um, dann folgt sofort die Relation, die wir brauchen:

$$R_a \frac{U_{aT}}{R_T} = U_T - U_{aT}$$

$$\Rightarrow R_a = R_T \frac{U_T - U_{aT}}{U_{aT}} = \frac{R_T U_T}{U_{aT}} - R_T, \text{ mit } U_T = U_{eS} v_u \quad (2)$$

## 2.5.3. Messwerte

In der folgenden Tabelle sind die gemessenen und erwarteten Ein- und Ausgangswiderstände zusammengestellt. Wir haben eine Wechselstromsignal mit einer Frequenz von 2 kHz angelegt.

<b>Emitterschaltung</b>		<b>Kollektorschaltung</b>	
Verstärkung: $v_u = 18$		Verstärkung: $v_u = 1$	
<b>EINGANGSWIDERSTAND</b>			
gewählter Widerstand $R_S$ :	9,95 k $\Omega$	gewählter Widerstand $R_S$ :	5,6 k $\Omega$
gemessene Eingangsspannung $U_{eS}$ :	200 mV	gemessene Eingangsspannung $U_{eS}$ :	200 mV
gemessene Ausgangsspannung $U_{aS}$ :	1800 mV	gemessene Ausgangsspannung $U_{aS}$ :	100 mV
der daraus berechnete Eingangswiderstand $R_e$ nach (1):	<b>9,95 k<math>\Omega</math></b>	der daraus berechnete Eingangswiderstand $R_e$ nach (1):	<b>5,6 k<math>\Omega</math></b>
erwarteter Eingangswiderstand (nach 2.1.)	9,17 k $\Omega$	erwarteter Eingangswiderstand (nach 2.2.)	5,9 k $\Omega$
<b>AUSGANGSWIDERSTAND</b>			
gewählter Widerstand $R_T$ :	3,83 k $\Omega$	gewählter Widerstand $R_T$ :	21,8 $\Omega$
gemessene Eingangsspannung $U_{eT}$ :	200 mV	gemessene Eingangsspannung $U_{eT}$ :	2 V
gemessene Ausgangsspannung $U_{aT}$ :	1850 mV	gemessene Ausgangsspannung $U_{aT}$ :	1,7 V
der daraus berechnete Ausgangswiderstand $R_a$ nach (2):	<b>3,62 k<math>\Omega</math></b>	der daraus berechnete Ausgangswiderstand $R_a$ nach (2):	<b>3,8 <math>\Omega</math></b>
erwarteter Ausgangswiderstand (nach 2.1.)	3,75 k $\Omega$	erwarteter Ausgangswiderstand (nach 2.2.)	23,7 $\Omega$

Tabelle 4: Ein- und Ausgangswiderstand

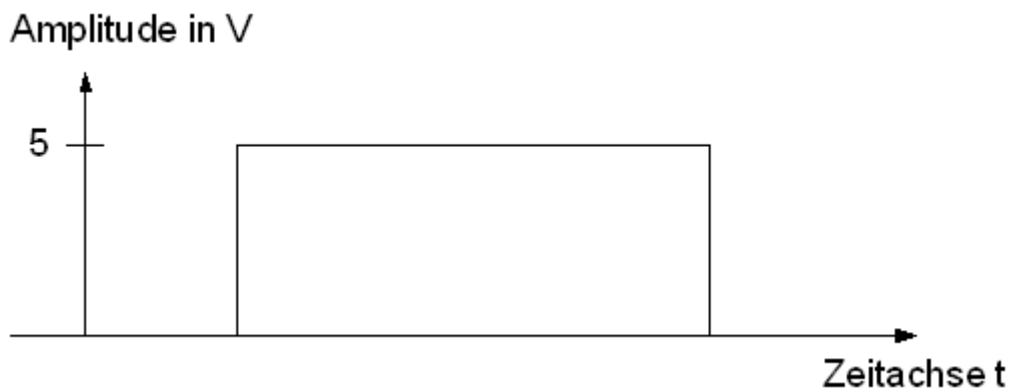
Die gemessenen Ein- und Ausgangswiderstände stimmen innerhalb einer Fehlertoleranz von 10 % mit den erwarteten bis auf einen überein.

Der Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung stimmt nicht. Die erste Vermutung, dass die Näherungen zur Berechnung des Ausgangswiderstandes nicht gut genug sind, kann man eigentlich ausschließen. Die wahrscheinlichste Erklärung ist, dass die Eingangsspannung von 2V zu gering war, so dass sich transistorspezifische Eigenschaften zu stark bemerkbar machten. Eine höhere Eingangsspannung ( $\geq 7V$ ) wäre da besser.

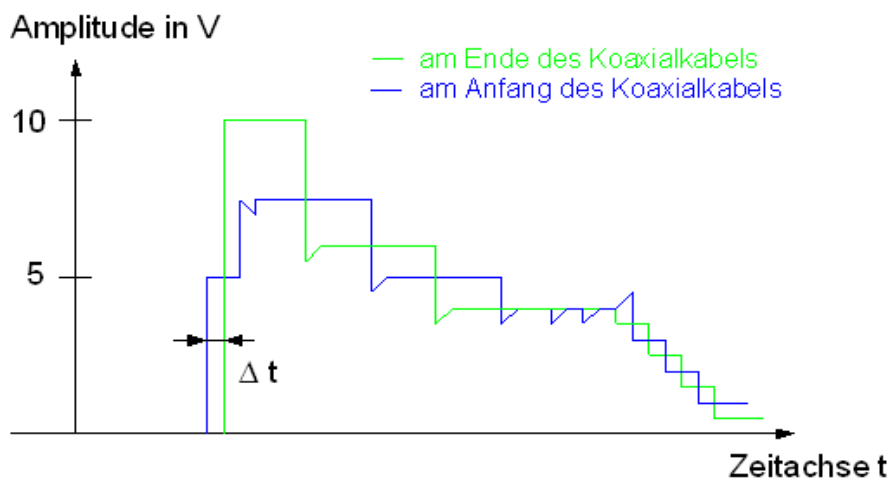
## 2.6. Koaxialkabel

Hier haben wir ein Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50  $\Omega$  an den Ausgang der **Kollektorschaltung** angeschlossen. Ein angelegtes Rechecksignal:

Untersuchen wir jetzt mit dem Oszillographen einmal am Ende und am Anfang des Koaxialkabels. Am Oszillograph wurde dabei das Signal extern (vom Frequenzgenerator) getriggert. Es ergeben sich nun folgende Signalbilder:



**ohne einen Abschlusswiderstand mit 50  $\Omega$ :**



Die Amplitude am Anfang des Koaxialkabels (blau) ist zu Beginn gleich hoch wie die Amplitude des Originalrechtecksignals. Danach steigt sie aber auf einen höheren Wert, da ein Teil des durchlaufenden Signals am Ende des Kabels reflektiert wird, zurückläuft, und sich dann zur Anfangsamplitude hinzu addiert.

Am Ende des Koaxialkabels (grün), wo das Signal erst mit einer gewissen Verzögerung ankommt (wegen der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit), ist die gemessene Amplitude doppelt so hoch wie die Originalamplitude, weil sich hier die ankommende und reflektierte Welle addieren. Der Grund ist, dass es sich hierbei, da es kein Abschlusswiderstand gibt, um ein offenes Ende handelt, weswegen es auch zu keiner Phasenverschiebung bei der Reflexion kommt und sich die Wellen addieren können.

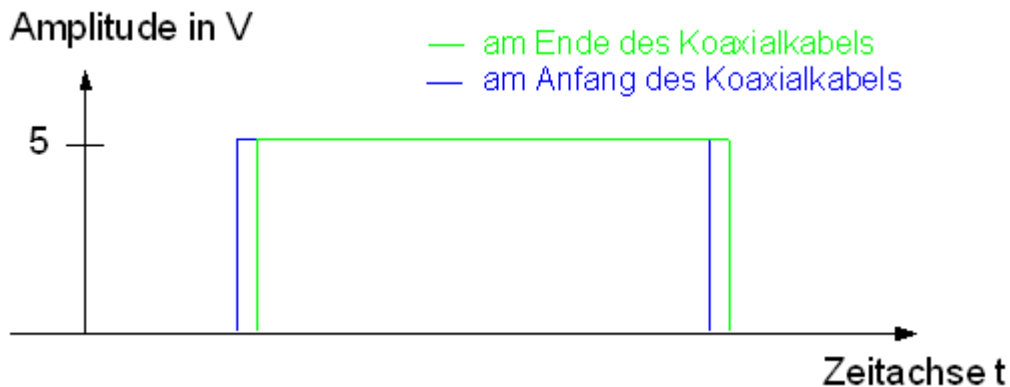
Anschließend laufen die an beiden Enden reflektierten Signale hin und her, so dass es zu weiteren Verstärkungen und Auslöschungen kommt. Am Ende klingt dann das Signal stufenweise ab. Die kleineren Zacken kommen vermutlich von Reflexionen und Störungen der beteiligten Kabel der Messelektronik.

### **Berechnung der Länge des Koaxialkabels:**

Das Signal breitet sich mit  $\frac{2}{3}$  der Vakuumlichtgeschwindigkeit im Kabel aus. Wir haben am Oszillographen eine Zeitdifferenz von  $\Delta t = 100 \text{ nS}$  gemessen. Die Länge des

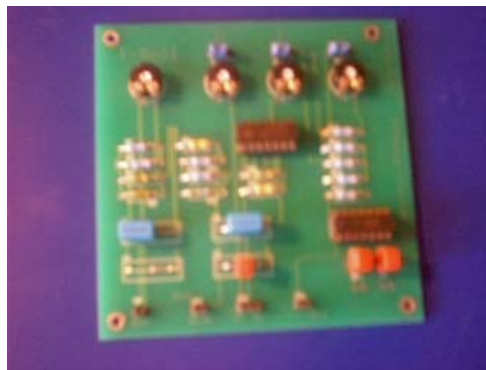
Koaxialkabels ergibt sich somit zu:  $L = \frac{2}{3} c_{\text{Vakuum}} \Delta t = 20 \text{ m}$

**mit einem Abschlusswiderstand von 50 Ω:**



Mit einem Abschlusswiderstand hat die Leitung kein offenes Ende mehr, sondern ist dann kurzgeschlossen. Ein ankommendes Signal wird am Ende mit einer Phasenverschiebung um  $-\pi$  reflektiert, so dass es zu keiner Verstärkung der Amplituden kommt. Der Reflektionsfaktor ist gegeben durch:  $r = \frac{R_a - Z}{R_a + Z}$ , mit:  $R_a$  = Abschlusswiderstand und  $Z$  = Wellenwiderstand, und ist hier also gleich 0, ohne einen Abschlusswiderstand dann entsprechend  $-1$ . Das Signal wird also nun, beim durchlaufen des Koaxialkabels, nicht mehr gestört und die Originalsignalform bleibt erhalten. Das Signal kommt am Ende natürlich trotzdem mit einer gewissen Verzögerung an.

## 2.7. PID-Regler



Photografische Aufnahme unseres PID-Reglers

Im letzten Teil des Versuchs haben wir jetzt einen PID-Regelkreis aufgebaut um eine Temperatur zu regeln: siehe **Schaltbild 6** (Seite 8). Der exakte Schaltplan ist in der Versuchsanleitung angegeben. Wir benutzten folgende Werte für die Widerstände und Kondensatoren:

Für die Wheatston'sche Brücke und des Differenzverstärkers:

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_5 = 56 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 (\text{max}) = 10 \text{ k}\Omega \text{ (Potentiometer)}$$

$$R_6 = R_7 = 328 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 \approx 0,93 \text{ k}\Omega$$

Da wir den PID zweimal zusammengelötet haben, haben wir auch für die PID-Einheit verschiedene Bauelemente verwendet:

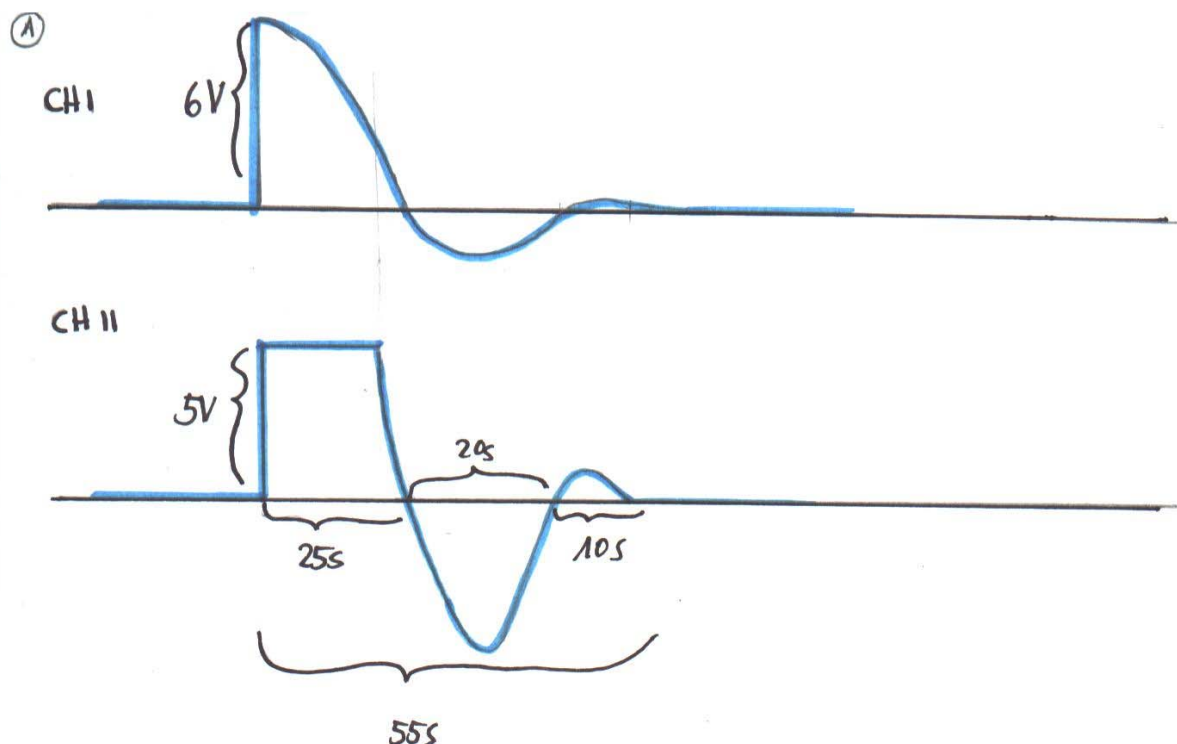
	Ronak:	Ronny:
$C_1 =$	0,47 $\mu\text{F}$	1,16 $\mu\text{F}$
$C_2 =$	1,62 $\mu\text{F}$	67 nF
$C_3 = C_4 =$	1 $\mu\text{F}$	1 $\mu\text{F}$ (zur Glättung der Versorgungsspannung)

Jetzt haben wir die die einzelnen Regelanteile einzeln und dann zusammen untersucht wie sie auf eine Änderung der Temperatur (durch Änderung des T-Soll Widerstandes [R4]) reagieren. Die Bedeutung der einzelnen Regler ist in der Einleitung (1.4.3.) beschrieben.

Solange T-Soll und der NTC gleich sind, also die gewünschte Temperatur eingestellt ist, gibt es auch keine Spannungsdifferenz nach der Wheatston'schen Brücke und somit ist der gemessene Spannungsabfall am Oszillograph bei CHI (vor dem PID-Regler) und CHII (nach dem PID-Regler) gleich Null. Wenn jetzt der Widerstand T-Soll geändert wird, also eine andere Temperatur eingestellt werden soll, kommt es zu einer Spannungsdifferenz an der Wheatston'schen Brücke die am Oszillographen nachvollzogen werden kann: (Wir haben die Schaltung von Ronak verwendet)

**Nur mit dem P-Anteil:**

[R13 zur Hälfte aufgedreht, Temperaturerhöhung]

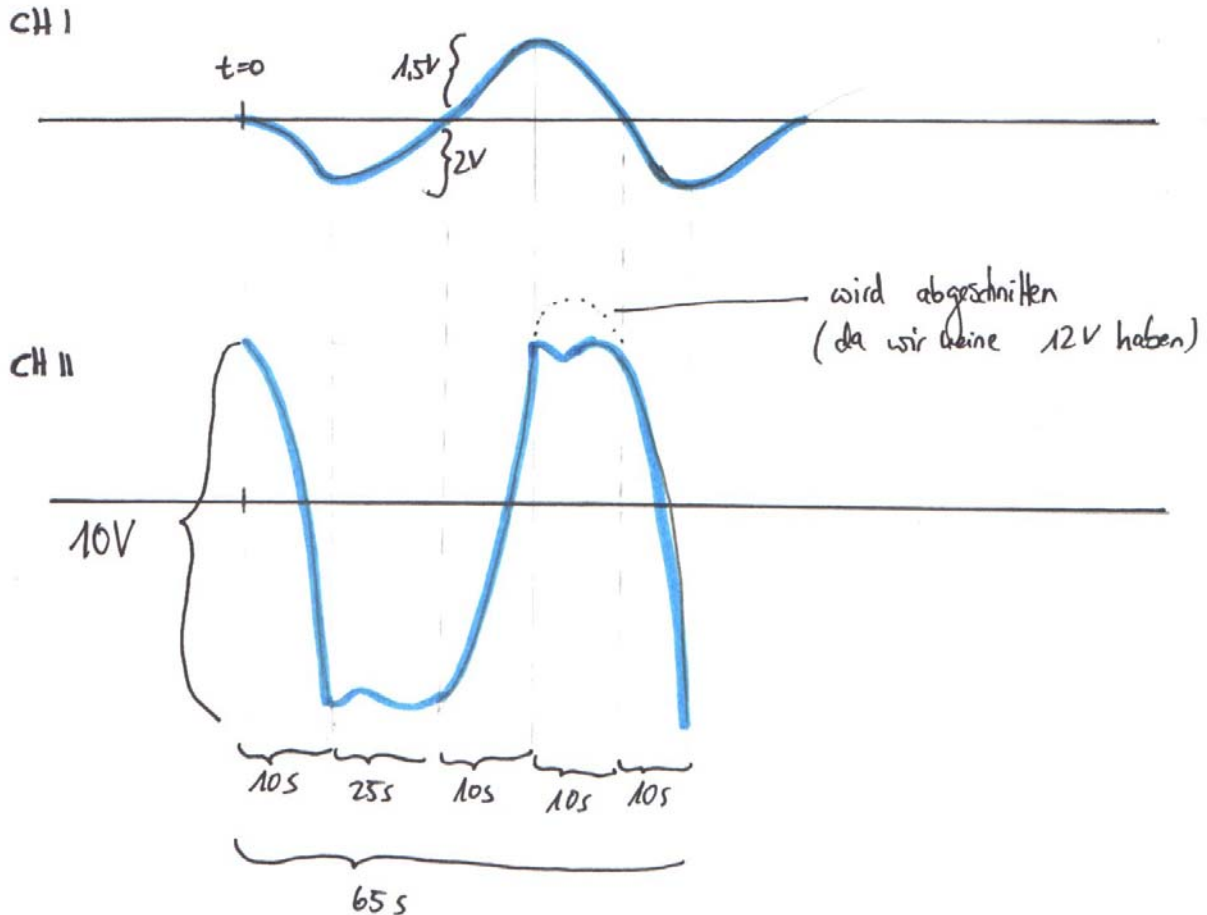


CHI: Die Spannungsdifferenz ist erstmal maximal und fällt mit Annäherung an die T-Soll-Temperatur stetig ab (proportional zur Änderung der Temperatur).

CHII: Die Regeleinheit stellt dagegen die Spannungsdifferenz auf die maximale Spannungsdifferenz ein, um schnellstmöglich die Temperatur zu erhöhen. Erst kurz vor Erreichen der gewünschten Temperatur wird die Regelung geringer. Es kommt dann noch zu Ausklingschwingungen um die T-Soll Temperatur. Diese sollen dann noch durch die I- und D- Anteile verringert werden.

**Nur mit dem I-Anteil:**

[R14 zur Hälfte aufgedreht, Temperaturerhöhung]

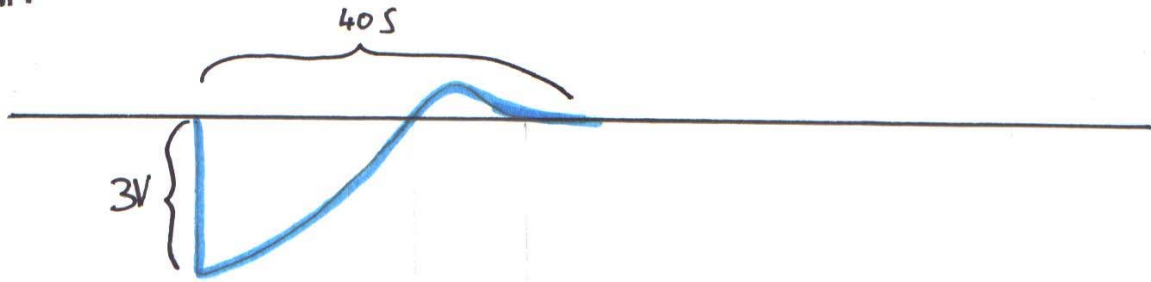


CHI und CHII: Hier kommt es nur zu Schwingungen, da er nur die integrierte Spannungsverstärkung weitergibt und dadurch nicht zeitnah nachsteuern kann (Zeitkonstante ist zu groß), die Temperatur wird ständig erhöht und wieder gesenkt.

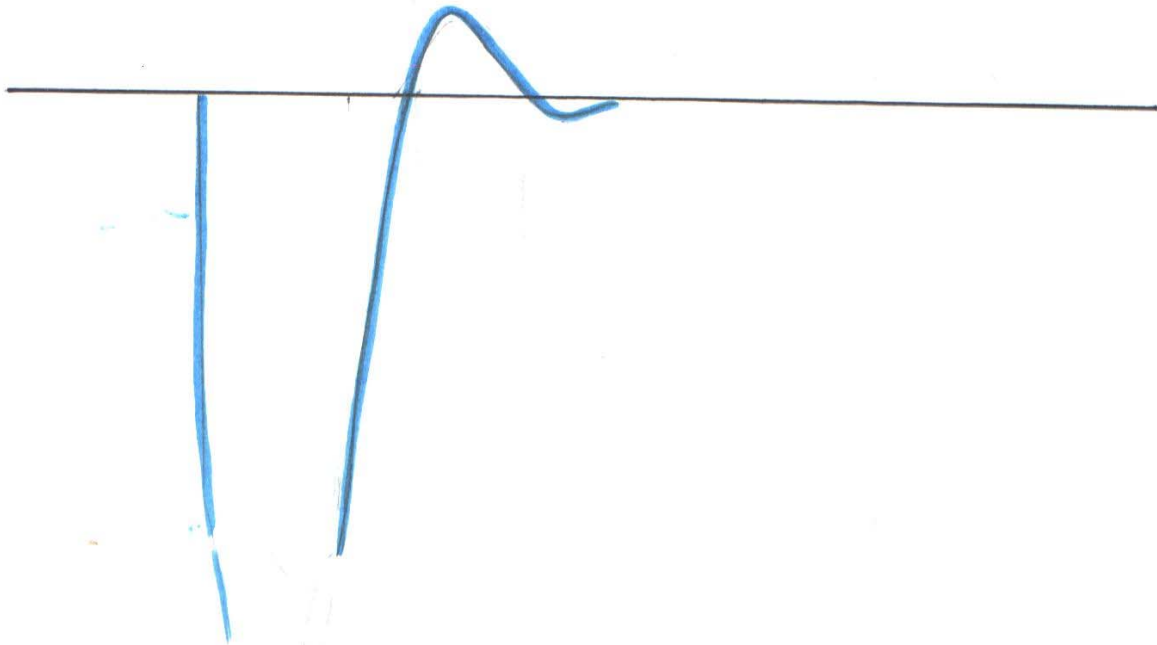
**Nur mit dem D-Anteil:**

[R15 zur Hälfte aufgedreht, Temperaturemniedrigung]

CH I



CH II



CHI: Wie beim P-Anteil.

CHII: Auch ähnlich wie bei dem P-Anteil, nur dadurch, dass durch diese Bauweise kein idealer Operationsverstärker realisiert ist (da nicht in Leerlauf), kommt es zusätzlich zu so großen Ausschlägen.

Normalerweise sollte er gar nicht gegenregeln, da er nur Änderungen der Eingangsspannung weitergibt (siehe S.10).

### **Alle 3 Anteile zusammen:**

Hier haben wir probiert durch Gewichtung der einzelnen Regelanteile einen optimalen Schwingungsausklang zu realisieren (aperiodischer Grenzfall). Wir haben dann folgende Einstellung gefunden, wo dies am besten für diese Schaltung erfüllt ist: P: mittel, I: niedrig, D: hoch.

Dies brachte jedoch auch nicht sehr viel kürzere Abklingzeiten, so dass es am Oszillographen ähnlich dem Bild vom P-Anteil aussah.

Die 2. Schaltung (von Ronny) konnten wir aus Zeitgründen nicht nochmal ausführlich testen. Eine kurze Überprüfung zeigte aber, dass dort die Wahl der Kondensatoren zu besseren Abklingzeiten und -schwingungen führte.

## **3. Kritische Schlussdiskussion**

Alles in allem können wir sagen, dass uns der Versuch im Ganzen viel Spaß gemacht hat, insbesondere das Löten, obwohl Elektronik eigentlich nicht unser Interessengebiet ist.

Eine Schwierigkeit stellte es für uns anfangs dar, dass wir einige Werte vor dem Versuchsaufbau abschätzen sollten, was aber nach einer ausführlichen Besprechung vor dem Versuchsaufbau und Ausführung kein großes Problem mehr war.

Es gab sonst gar keine Komplikationen, und die Messwerte stimmten bis auf einen Wert mit den erwarteten Werten innerhalb einer Fehlertoleranz von 10% sehr gut überein .

Der einzige Verbesserungsvorschlag, den wir machen möchten, ist ein ausführlicheres Skript für die Emitter- und Kollektorschaltung.