

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**  
**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**  
**Operationsverstärker (OV)**

## I Einleitung

In dieser Versuchsreihe werden zum einen die wichtigsten OV-Kenndaten mit indirekten Messmethoden bestimmt und zum anderen anhand von OV-Grundsaltungen die Eigenschaften realer OV's untersucht sowie mit denen idealer verglichen.

## II Theoretische Grundlagen

### Allgemeines

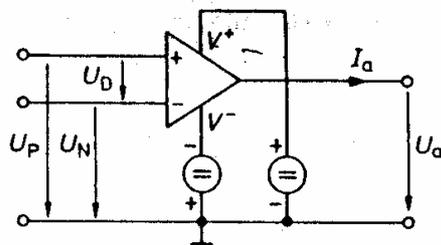
Prinzipiell besteht zwischen einem OV und einem normalen Verstärker kein großer Unterschied. Die Eigenschaften des OV's sind im Gegensatz zum Verstärker jedoch nicht durch seinen inneren Aufbau vorgegeben, sondern werden durch eine äußere Gegenkopplungs-Beschaltung bestimmt.

Dies wird dadurch ermöglicht, dass OV's als Gleichspannungsverstärker mit Ein- und Ausgangspotential Null ausgeführt sind.

Der Name Operationsverstärker rührt aus der früheren Verwendung als Element in Analogrechnern (z.B. Addition und Integration) her.

Um jeweils den richtigen OV für eine Anwendung zu finden, benötigt man lediglich seine Kenndaten.

### Eigenschaften



**Abbildung 1: Schaltsymbol eines Operationsverstärkers (OV)**  
 (aus /2/ U. Tietze, Ch. Schenk: "Halbleiterschaltungstechnik" S.123)

Abbildung 1 zeigt das Schaltsymbol eines OV's mit seinen Ein- und Ausgängen.

Die Eingangsstufe ist eine Differenzstufe, wodurch der OV zwei Eingänge besitzen muss.

Die Ausgangsspannung  $U_a$  ist in Phase mit der Eingangsspannungsdifferenz

$U_D = U_P - U_N$ , sofern man niedrige Frequenzen verwendet.

Der P-Eingang (+) ist der nicht-invertierende, der N-Eingang (-) der invertierende Eingang.

Für eine positive sowie negative Aussteuerung der Eingänge ist ein positives sowie negatives Betriebspotential vorhanden. Dieses hat i.d.R. Werte von  $U_B = \pm 15V$ , welche durch eine gesonderte Spannungsquelle (Betriebsspannung) bereitgestellt werden.

Um einen Vergleich zwischen dem verwendeten OV und einem idealen zu haben, werden für einen OV Kenndaten angegeben.

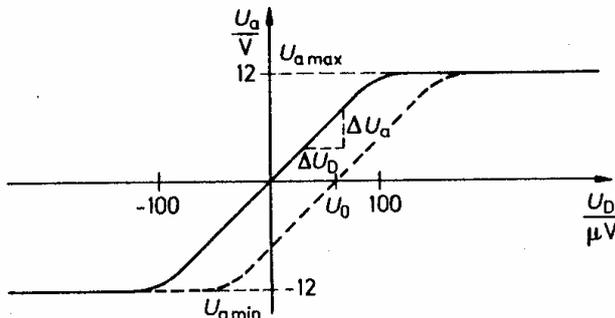
Die Differenzverstärkung

$$A_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_D} = \frac{\Delta U_a}{\Delta(U_P - U_N)} = \begin{cases} +\Delta U_a / \Delta U_P, \text{ für } U_N = \text{const.} \\ -\Delta U_a / \Delta U_N, \text{ für } U_P = \text{const.} \end{cases}$$

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

liegt bei Werten zwischen  $10^4 \dots 10^5$  und wird auch als offene Verstärkung bezeichnet, die ohne eine Gegenkopplung (open-loop-gain) des OV's vorliegt.



**Abbildung 2: Ausgangsaussteuerbarkeit (gestrichelt: ohne Offsetspannungsanteil) (aus /2/ U. Tietze, Ch. Schenk: "Halbleiterschaltungstechnik" S.124)**

Die in Abbildung 2 im Bereich  $U_{a,min} < U_a < U_{a,max}$  gezeigte Ausgangsspannung verläuft nahezu linear mit  $U_D$  und wird als Ausgangsaussteuerbarkeit bezeichnet.

Wird die  $U_D$  weiter erhöht, so wird der Verstärker übersteuert und Ausgangsspannung wird nicht weiter vergrößert.

Bei einem realen OV liegt  $U_{a,max}$  im Betrag ungefähr 3V unter der positiven bzw. negativen Betriebsspannung  $U_B$ .

Die in Abbildung 2 eingezeichnete durchgehende Funktion entspricht einem idealen OV, die gestrichelte einem realen OV. Die Verschiebung kann in der Praxis (z.B. bei einem Differenzverstärker) durch die Offsetspannung  $U_o$  korrigiert werden, was allerdings bei allen Schaltungen gemacht wird, da  $U_o$  im Bereich einiger mV liegt und somit oft vernachlässigt werden kann.

Nach einem Abgleich der Offsetspannung bemerkt man nur noch, dass:

$$dU_o(\vartheta, t, U_B) = \frac{\partial U_o}{\partial \vartheta} d\vartheta + \frac{\partial U_o}{\partial t} dt + \frac{\partial U_o}{\partial U_B} dU_B, \text{ also Änderungen wie ein Temperaturdrift}$$

$$\frac{\partial U_o}{\partial \vartheta}, \text{ ein Langzeitdrift } \frac{\partial U_o}{\partial t} \text{ und ein Betriebsspannungsdrift } \frac{\partial U_o}{\partial U_B} \text{ vorhanden sind, wobei}$$

$$\text{diese bei } \frac{3 \dots 10 \mu V}{K}, \frac{\mu V}{\text{Monat}} \text{ und } \frac{10 \dots 100 \mu V}{V} \text{ liegen.}$$

$$\text{Es gilt nach einem Offsetspannungsabgleich: } U_a = A_D U_D = A_D (U_P - U_N)$$

$$\text{Hinzu kommt die Gleichtaktverstärkung } A_{Gl} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{Gl}}, \text{ welche bei } U_D = 0V \text{ bei einem realen}$$

Verstärker dafür sorgt, dass im Gegensatz zur eben genannten Beziehung  $U_a \neq 0V$  ist.

Sie steigt bei größeren Gleichtakt-Eingangsspannungen nicht mehr linear, sondern steil an. Der linear verlaufende Bereich wird als Gleichtaktaussteuerbarkeit bezeichnet und ist i.d.R. 2V kleiner als die Betriebsspannung  $U_B$ .

Eine bessere Beschreibung der Abweichung vom idealen Verstärker liefert die

$$\text{Gleichtaktunterdrückung (CMRR) } G = \frac{A_D}{A_{Gl}} (10^4 \dots 10^5).$$

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Da die Gleichtaktverstärkung im Gegensatz zur Differenzverstärkung auch negative Werte annehmen kann, sind für die Gleichtaktunterdrückung ebenfalls positive sowie negative Werte möglich.

Die Differenzverstärkung ist somit genauer beschreibbar als:

$$A_D = \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_D} \right|_{U_{Gl}=const.}, \text{ woraus}$$

$$\Delta U_a = \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_D} \right|_{U_{Gl}} \cdot \Delta U_D + \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_{Gl}} \right|_{U_D} \cdot \Delta U_{Gl} = A_D \cdot \Delta U_D + A_{Gl} \cdot \Delta U_{Gl} \text{ folgt.}$$

Ist nun  $\Delta U_a = 0$ , so folgt für die Gleichtaktunterdrückung:

$$G = \frac{A_D}{A_{Gl}} = \left. \frac{\partial U_{Gl}}{\partial U_D} \right|_{U_a=const.}, \text{ womit angegeben wird, was für eine Gleichspannung benötigt wird,}$$

um den Ausgang bei einer Gleichtaktaussteuerung zu kompensieren.

Im linearen Übertragungsbereich folgt schließlich unter Berücksichtigung der Offsetspannung:

$$U_a = A_D \left[ (U_D - U_o) + \frac{1}{G} U_{Gl} \right] \text{ und somit}$$

$$U_D = U_o + \frac{U_a}{A_D} - \frac{U_{Gl}}{G}, \text{ was für einen idealen Verstärker mit } U_o = 0V, A_D = G = \infty \text{ bedeutet,}$$

dass kleinste Werte von  $U_D$  jede endliche Ausgangsspannung ermöglichen.

Bei der Transitfrequenz  $f_T = A_D f_{gA} = |A_D| f$  ist  $|A_D| = 1$ , was in demjenigen Bereich gilt, bei dem  $|A_D|$  umgekehrt proportional zur Frequenz abnimmt, was Oberhalb der 3-dB-Grenzfrequenz  $f_{gA}$  der Fall ist. Sie wird daher auch als Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt bezeichnet.

**Eingangsruhe- und Eingangsoffsetstrom**

Der Eingangsruhestrom ist  $I_B = \frac{1}{2} (I_{B^+} + I_{B^-})$  der Eingangsoffsetstrom ist  $I_O = |I_{B^+} - I_{B^-}|$ .

$I_B$  liegt zwischen 20 und 200nA. (OV mit FET-Eingang: nur wenige pA)

**Gegenkopplung**

Gibt man einen Teil der Ausgangsspannung auf den Eingang über ein Rückkopplungsglied (Widerstand) so spricht man bei einer Spannungsaddition von Mitkopplung und bei einer Spannungssubtraktion von Gegenkopplung.

Springt die Eingangsspannung von Null auf einen positiven Wert, so ist die Ausgangsspannung  $U_a$  im ersten Moment Null und daher auch die rückgekoppelte Spannung  $kU_a$  Null sowie daraus resultierend  $U_D = U_e$ . Durch den hohen positiven Wert

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

von  $A_D$  steigt  $kU_a$  schnell auf positive Werte und verkleinert somit  $U_D$ . Es stellt sich schließlich ein stabiler Zustand ein, wenn die Bedingung  $U_a = A_D U_D = A_D (U_e - kU_a)$

erreicht ist, woraus  $A = \frac{U_a}{U_e} = \frac{A_D}{1 + kA_D}$  und für  $kA_D \gg 1$   $A \approx \frac{1}{k}$  folgt.

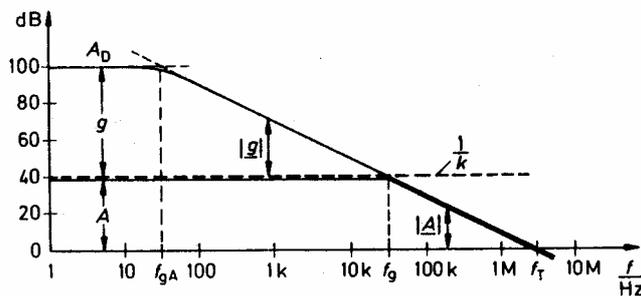
Die Einstellgenauigkeit wird dabei durch die Schleifenverstärkung (loop gain)  $g = kA_D \approx \frac{A_D}{A}$

bestimmt und die relative Abweichung zum Idealwert  $A_{id} = \frac{1}{k}$  der gegengekoppelten

Anordnung ist 
$$\frac{A_{id} - A}{A_{id}} = \frac{\frac{1}{k} - \frac{A_D}{1 + kA_D}}{\frac{1}{k}} = \frac{1}{1 + g} \approx \frac{1}{g}$$

Für  $g \gg 1$  ist die Verstärkung  $A$  weitgehend von  $A_D$  unabhängig, sodass dies günstig für die Bandbreite des gegengekoppelten Verstärkers ist. Nimmt  $|A_D|$  frequenzbedingt ab, so bleibt  $|A| \approx \frac{1}{k}$ , solange  $|A_D| \gg \frac{1}{k}$  ist. Andernfalls wird  $A \approx A_D$ .

Insgesamt ergibt sich für  $|A|$  der Verlauf aus Abbildung 3.



**Abbildung 3: Erhöhung der Bandbreite durch Gegenkopplung**  
(aus /2/ U. Tietze, Ch. Schenk: "Halbleiterschaltungstechnik" S.12)

Die resultierende Grenzfrequenz ist  $f_g = kA_D f_{gA} = g f_{gA}$ , wobei  $g$  den niederfrequenten Grenzwert der Schleifenverstärkung darstellt.

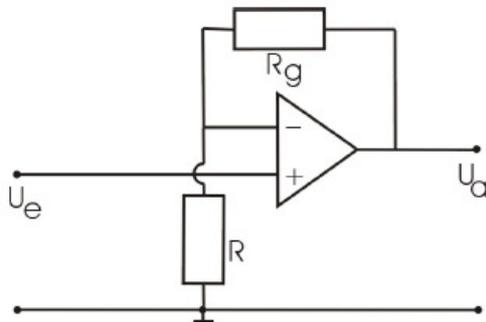
Weiterhin folgt

$f_g = \frac{A_D}{A} f_{gA} \Leftrightarrow f_g A = f_{gA} A_D = f_T$ , womit das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt der gegengekoppelten Schaltung gleich der Transitfrequenz des Verstärkers ist.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

**Nicht-invertierender Verstärker**



**Abbildung 4: Schaltbild des nicht-invertierenden Verstärkers**  
(aus der Versuchsbeschreibung "Operationsverstärker" der Universität Rostock)

Abbildung 4 zeigt das Schaltbild eines nicht-invertierenden OV's. Als Gegenkopplungsnetzwerk wird ein Spannungsteiler verwendet und die Subtraktion mit den Differenzeingängen durchgeführt.

Der Rückkopplungsfaktor beträgt  $k = \frac{R}{(R + R_g)}$ . Unter idealen Bedingungen beträgt die

Verstärkung somit  $A = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{k} = 1 + \frac{R_g}{R}$ .

Einen Sonderfall beschreibt die Situation mit  $R_g = 0$  und  $R = \infty$ . Man spricht dann von einem Spannungsfollower oder auch Impedanzwandler, bei dem die Offsetspannung nur einige mV beträgt.

Es ist  $U_D = \frac{U_a}{A_D} = \frac{U_e}{g}$ . Da der Strom durch den Differenzeingangswiderstand  $\frac{U_e}{g r_D}$  beträgt, dieser durch die Gegenkopplung um den Faktor g hoch transformiert wird, ergibt sich der Eingangswiderstand zu

$$r_e = \frac{\Delta U_e}{\Delta I_e} = g r_D \parallel r_{GI} \approx r_{GI}$$

Der Ausgangswiderstand des nicht gegengekoppelten OV's ist  $r_a = \left. \frac{\partial U_a}{\partial I_a} \right|_{U_D = const.}$ , der des

gegengekoppelten OV's hingegen  $r_a' = \left. \frac{\partial U_a}{\partial I_a} \right|_{U_e = const.}$ .

Bei Gegenkopplung ist  $U_D$  bei Belastung nicht konstant, sondern variiert um  $dU_D = -dU_N = -k dU_a$ .

Die resultierende Ausgangsspannungsänderung ist somit  $dU_a = A_D dU_D - r_a dI_a$ .

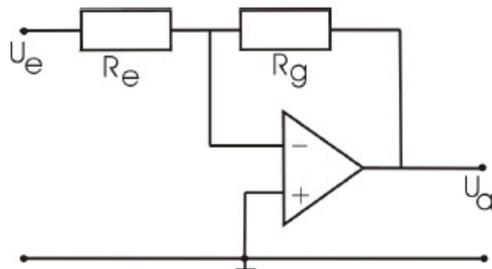
Bei Berücksichtigung des Gegenkopplungs-Spannungsteilers ergibt sich der Ausgangswiderstand  $r_a' = \frac{r_a}{1 + k A_D} \approx \frac{r_a}{g}$ .

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Bei Frequenzen jenseits der 3-dB-Grenzfrequenz  $f_{gA}$  des OV's weist er ein Induktives Verhalten auf, d.h. er nimmt zu, da  $|g|$  mit 20dB je Dekade abnimmt.

**Invertierender Verstärker**



**Abbildung 5: Schaltbild des invertierenden Verstärkers (aus der Versuchsbeschreibung "Operationsverstärker" der Universität Rostock)**

Das in Abbildung 5 gezeigte Schaltbild stellt einen invertierenden Verstärker dar. Sein Gegenkopplungs-Netzwerk ist an den N-Eingang des OV's angeschlossen.

Springt die Eingangsspannung von Null auf einen positiven Wert  $U_e$ , so springt die am negativen Eingang des OV anliegende Spannung  $U_N$  auf den Wert  $U_N = U_e \frac{R_g}{R_g + R_e}$ , da

$U_a$  momentan noch Null ist. Es ist also  $U_D = U_p - U_N$  negativ.

Durch die hohe Verstärkung  $A_D$  sinkt die Ausgangsspannung schnell auf negative Werte ab und ändert sich solange bis die Eingangsspannung Null ist.

Durch die Knotenregel für den N-Eingang ergibt sich somit  $U_a \approx -\frac{R_g}{R_e} U_e$ .

Im Gegensatz zum nicht-invertierenden Verstärker tritt keine Gleichtaktaussteuerung auf und die Ausgangsspannung ist in Gegenphase zur Eingangsspannung.

Für  $g = kA_D \gg 1$ ,  $k = \frac{R_e}{(R_e + R_g)}$  ist die Verstärkung  $A = -\frac{1-k}{k} = -\frac{R_g}{R_e}$  und der

Eingangswiderstand ist wegen  $U_D \approx 0$   $r_e = R_e$ .

Ist  $U_e = const.$  so haben der nicht-invertierende und der invertierende Verstärker das gleiche Kleinsignalverhalten.

Der Ausgangswiderstand ist also auch beim invertierenden Verstärker  $r_a' = \frac{r_a}{1 + kA_D} \approx \frac{r_a}{g}$ .

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**  
**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

III Versuchsteil

**Messung von Kenndaten**

**III.i.a Versuchsaufbau**

Die für diese Versuche benötigten Materialien sind:

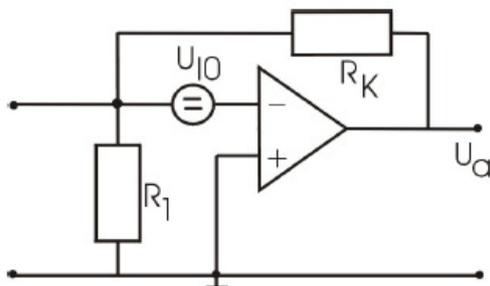
- Modul mit OV B084 (4-fach OV)
- Modul mit OV A109
- Oszilloskop Agilent 54603B mit Messkabeln
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- Widerstandsnetzwerk (Abbildung A1 im Anhang)
- Kapazitätsdekade
- diverse Laborstecker-Kabel

Bei den folgenden vier Versuchen werden das Operationsverstärkermodul B084 und A109 verwendet um

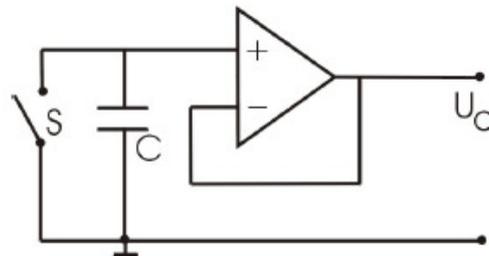
- die Offsetspannung,
- den Eingangsruhestrom,
- die Leerlaufverstärkung und
- die Gleichtaktunterdrückung zu bestimmen.

Dazu werden folgende Schaltungen aufgebaut:

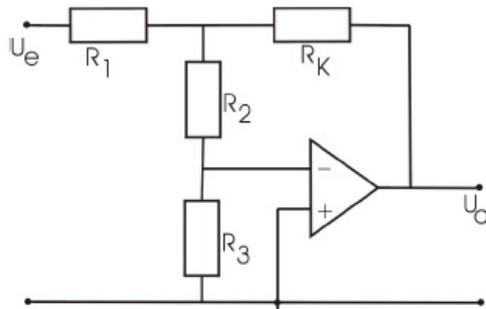
**a) Offsetspannung**



**b) Eingangsruhestrom**



**c) Leerlaufverstärkung**



**d) Gleichtaktunterdrückung**

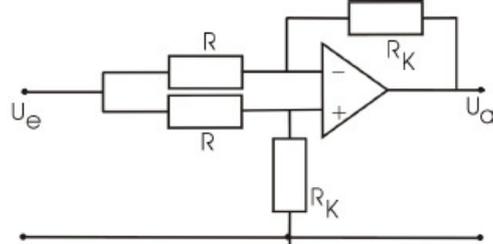


Abbildung 6: Schaltungen zur Messung von Kenndaten eines OV's  
 (aus der Versuchsbeschreibung "Operationsverstärker" der Universität Rostock)

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

**III.i.b Versuchsdurchführung**

**a) Offsetspannung (Modul B084):**

Es werden lediglich die Eingangs- und Ausgangsspannung der Schaltung gemessen. Es ergeben sich:

$$U_e = -10,51mV$$

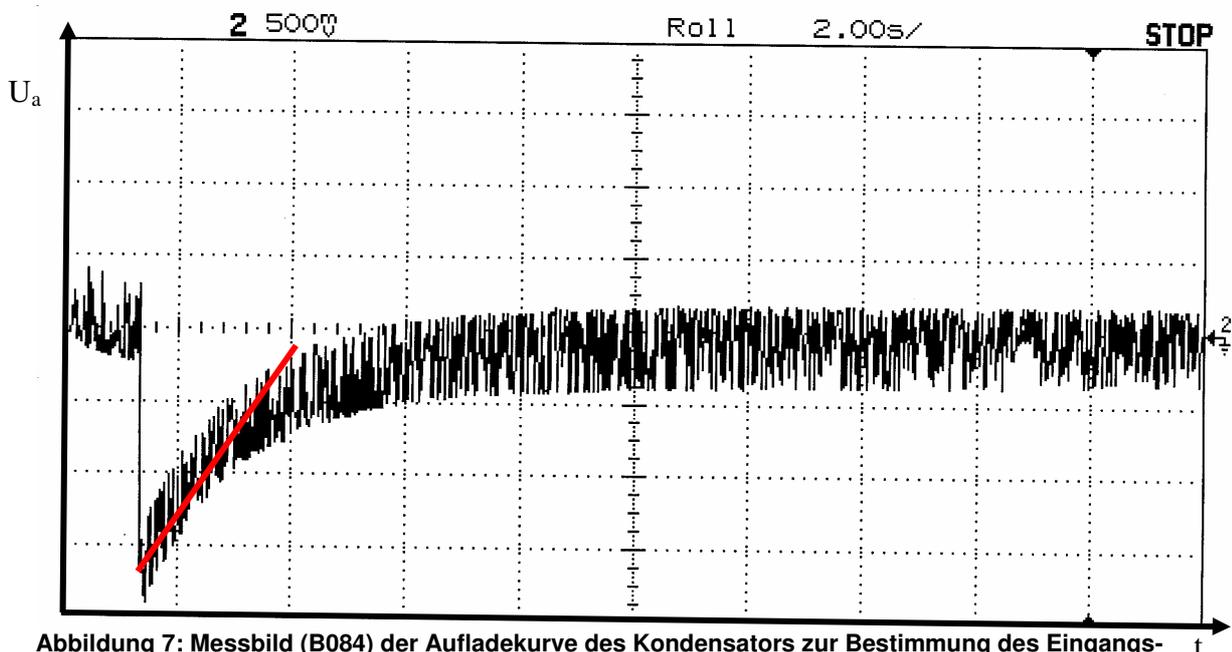
$$U_a = -106,7mV$$

wodurch sich eine Offsetspannung von  $U_{os} = U_a - U_e = -96,19mV$  ergibt.

**b) Eingangsruhestrom**

Für die Bestimmung des Eingangsruhestroms wird eine Kapazität von  $C = 1nF$  parallel zum P-Eingang und Masse der Schaltung b) geschaltet. Der Kondensator wird entladen (durch Kurzschluss mit dem eingezeichneten Schalter, der durch ein Laborkabel (→ Fehlerquelle) realisiert wurde) und anschließend wird die Aufladekurve über die Ausgangsspannung des Verstärkers mit dem Roll-Modus des Agilent 54603B aufgezeichnet. Das Rauschen ist durch Fremdversuche und die nicht gänzlich unterdrückbare Antennenwirkung des Laborkabels zu erklären. Der Versuch wird sowohl mit dem B084 als auch mit dem A109 durchgeführt.

Es ergibt sich die in Abbildung 7 gezeigte Aufladekurve für den B084:



**Abbildung 7: Messbild (B084) der Aufladekurve des Kondensators zur Bestimmung des Eingangsruhestromes - Die lineare Approximation des Kurvenbeginns ist rot eingezeichnet.**

Aufgrund der schlechten Umgebungsbedingungen ist die Kurve im Verlauf nicht linear. Daher wird nur der erste Teil der Aufladekurve als Gerade angenähert. Diese Gerade ist im Messbild rot eingezeichnet.

Es ergibt sich ein Eingangsruhestrom von  $I_B = C \frac{\Delta U_a}{\Delta t} = 1nF \cdot \frac{2V}{2,8s} = 0,714nA$  für den B084.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Es ergibt sich die in Abbildung 8 gezeigte Aufladekurve für den A109:

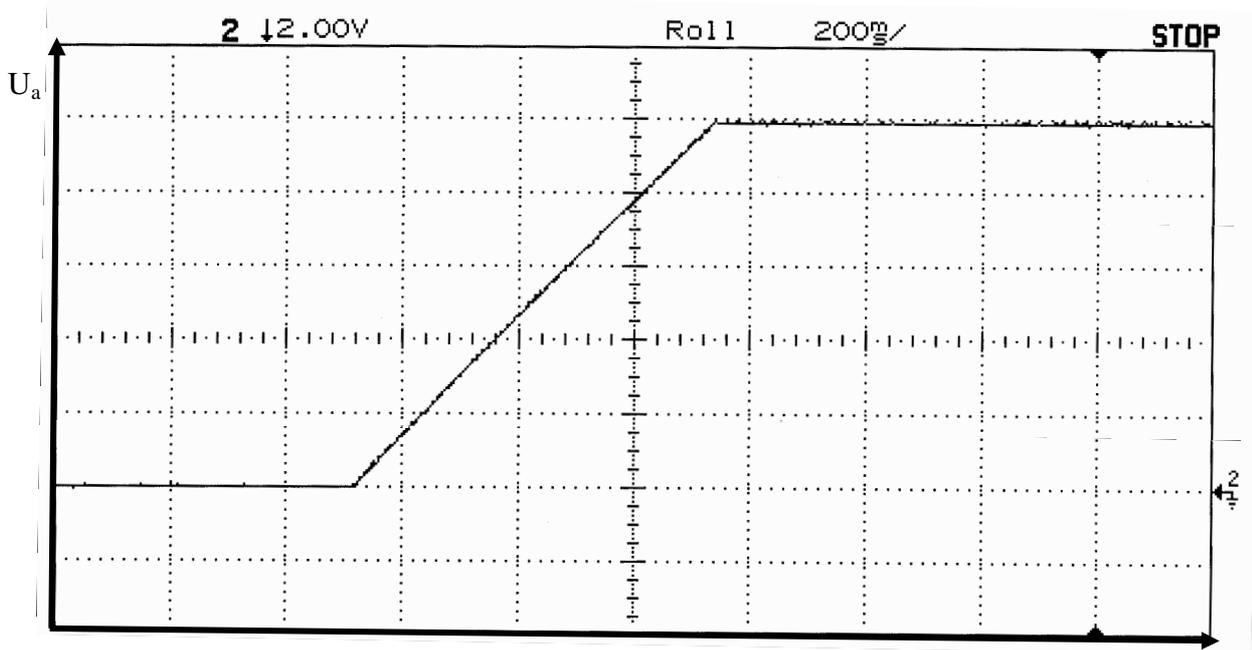


Abbildung 8: Messbild (A109) der Aufladekurve des Kondensators zur Bestimmung des Eingangs-  
ruhestromes

Es ergibt sich ein Eingangsruhestrom von  $I_B = C \frac{\Delta U_a}{\Delta t} = 1nF \cdot \frac{10V}{0,6s} = 16,667nA$  für den A109.

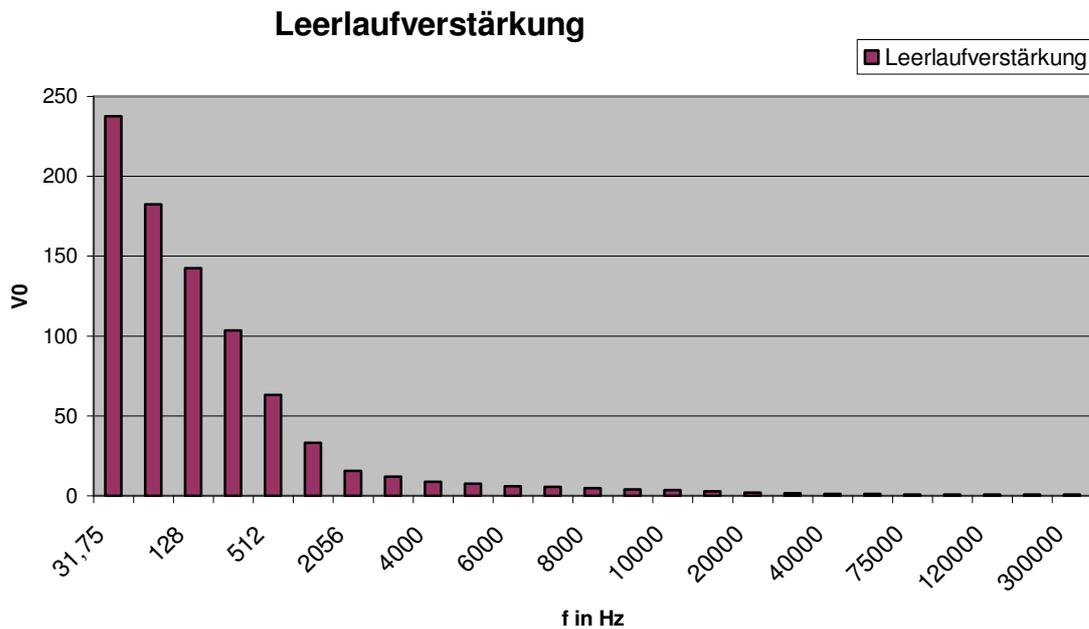
**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

**c) Leerlaufverstärkung als Funktion der Frequenz**

Es wird nun bei der Schaltung c) über die Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  die Spannung  $U_1$  sowie die Ausgangsspannung des OV's gemessen und darüber die Leerlaufverstärkung als Funktion der Frequenz gemessen.

Die Leerlaufverstärkung ist  $V_0 = \frac{U_a}{U_1}$ , woraus sich das folgende Diagramm (Abbildung 9) mit den Messwerten aus Tabelle 1 im Anhang ergibt:



**Abbildung 9: Leerlaufverstärkung in Abhängigkeit der Frequenz**

Die Werte unter 31,75 Hz wurden aus der Grafik entfernt, da dort  $U_1 = 0$  gemessen wurde, was nicht darstellbar ist.

Gut zu sehen ist, dass die Leerlaufverstärkung nicht unabhängig von der gewählten Frequenz ist.

**d) entfällt (fakultativ)**

**III.i.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen**

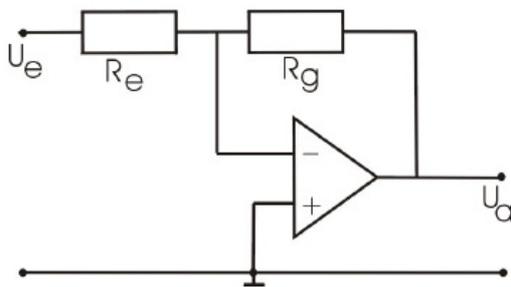
Die Messergebnisse entsprechen bis auf den Verlauf der Aufladekurve des B084 den theoretischen Erwartungen im vollen Umfang.

Die Leerlaufverstärkung ist deutlich abhängig von der gewählten Frequenz. Wäre dies nicht so, dann wäre für einen gegengekoppelten Verstärker die Verstärkung konstant. Im realen Verstärker nimmt die Verstärkung jedoch ab der 3-dB-Frequenz mit 20dB je Dekade ab.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I****Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007****Invertierender Verstärker****III.ii.a Versuchsaufbau**

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit OV B084 (4-fach OV)
- Oszilloskop Agilent 54603B mit Messkabeln
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- Funktionsgenerator (Eingangssinusspannung)
- Widerstandsnetzwerk (Abbildung A1 im Anhang)
- diverse Laborstecker-Kabel



**Abbildung 10: Schaltbild eines invertierenden Verstärkers**  
(aus der Versuchsbeschreibung "Operationsverstärker" der Universität Rostock)

Es wird ein invertierender Verstärker nach Abbildung 10 aufgebaut.

Die Widerstände werden mit  $R_e = 10k\Omega$  und  $R_g = 100k\Omega$ , die sinusförmige Eingangsspannung mit  $U_{eff} = 0,1V$  (mit Messgerät überprüft) gewählt.

**III.ii.b Versuchsdurchführung**

Für 3 verschiedene Frequenzen wird die Spannungsverstärkung  $V = \frac{U_a}{U_e}$  nach Betrag und Phase ermittelt.

Es ergeben sich die Ergebnisse nach Tabelle 2 im Anhang und die folgenden zwei Messbilder (Abbildung 11 und 12) bei Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz (d.h. ab einer Phasenverschiebung von  $45^\circ$ ).

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

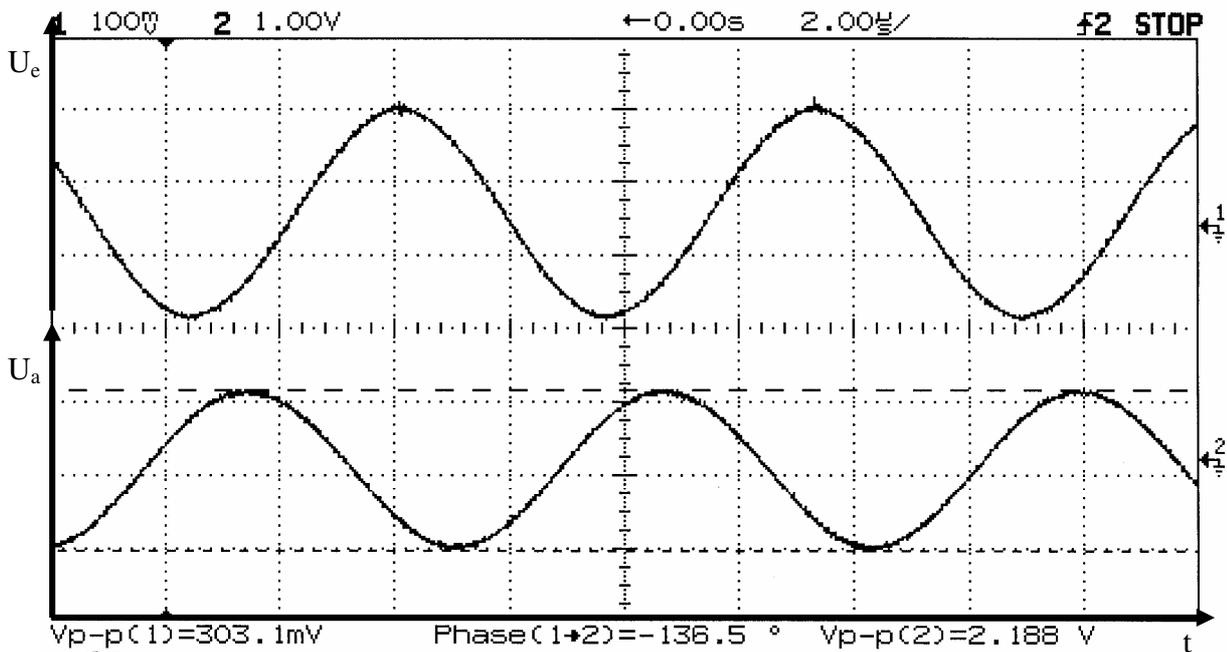


Abbildung 11: 1. Messbild bei der Grenzfrequenz ( $f=132\text{kHz}$ )

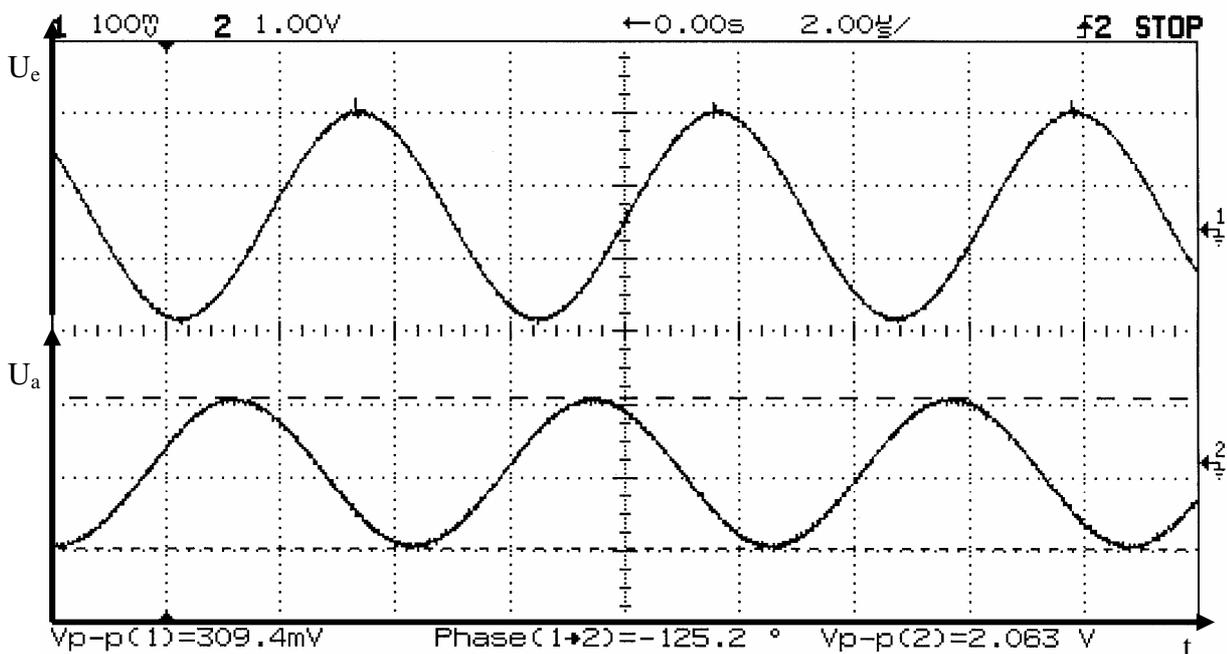


Abbildung 12: 2. Messbild oberhalb der Grenzfrequenz ( $f=160\text{kHz}$ )

**III.ii.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen**

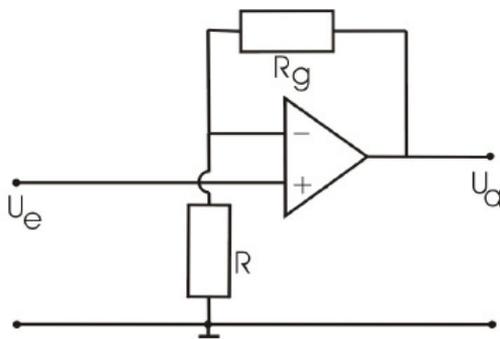
Wie im Theorieteil beschrieben, hängt die Spannungsverstärkung deutlich von der Frequenz ab und die Bedingung für die Grenzfrequenz trifft ebenfalls zu.

Analog zur letzten Versuchsserie fällt auf, dass überschwingende Frequenzen, die durch Fehler im Funktionsgenerator bedingt sind, nicht übertragen werden, der Verstärker also auch Tiefpasseigenschaften hat.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I****Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007****Nicht-invertierender Verstärker****III.iii.a Versuchsaufbau**

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit OV B084 (4-fach OV)
- Oszilloskop Agilent 54603B mit Messkabeln
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- Funktionsgenerator (Rechteck-Eingangsspannung)
- Widerstandsnetzwerk (Abbildung A1 im Anhang)
- diverse Laborstecker-Kabel



**Abbildung 13: Schaltbild eines nicht-invertierenden Verstärkers**  
(aus der Versuchsbeschreibung "Operationsverstärker" der Universität Rostock)

Es wird ein nicht-invertierender Verstärker nach Abbildung 13 aufgebaut.

Die Widerstände werden mit  $R = 50k\Omega$  und  $R_g = 100k\Omega$  und die rechteckige Eingangsspannung mit  $U_e = 0,306V$  gewählt.

**III.iii.b Versuchsdurchführung**

Es wird die Ausgangsspannung gemessen, um zu überprüfen, ob die Wahl der Widerstände die Voraussetzung einer realen Spannungsverstärkung von  $V_u = 3$  zu erfüllen.

Es ergibt sich ein Wert von  $U_a = 1,031V$ .

Es gilt:  $1,031V = U_a = U_e \frac{R_g + R_T}{R_T} \approx 0,3063V \cdot 3 = 0,919V$ .

Die Verstärkung von  $V_u = 3$  wird also weitestgehend erfüllt.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Zur Bestimmung der Slew-Rate (Anstiegsgeschwindigkeit) wird eine einzelne Flanke stark vergrößert am Oszilloskopschirm betrachtet (Abbildung 14):

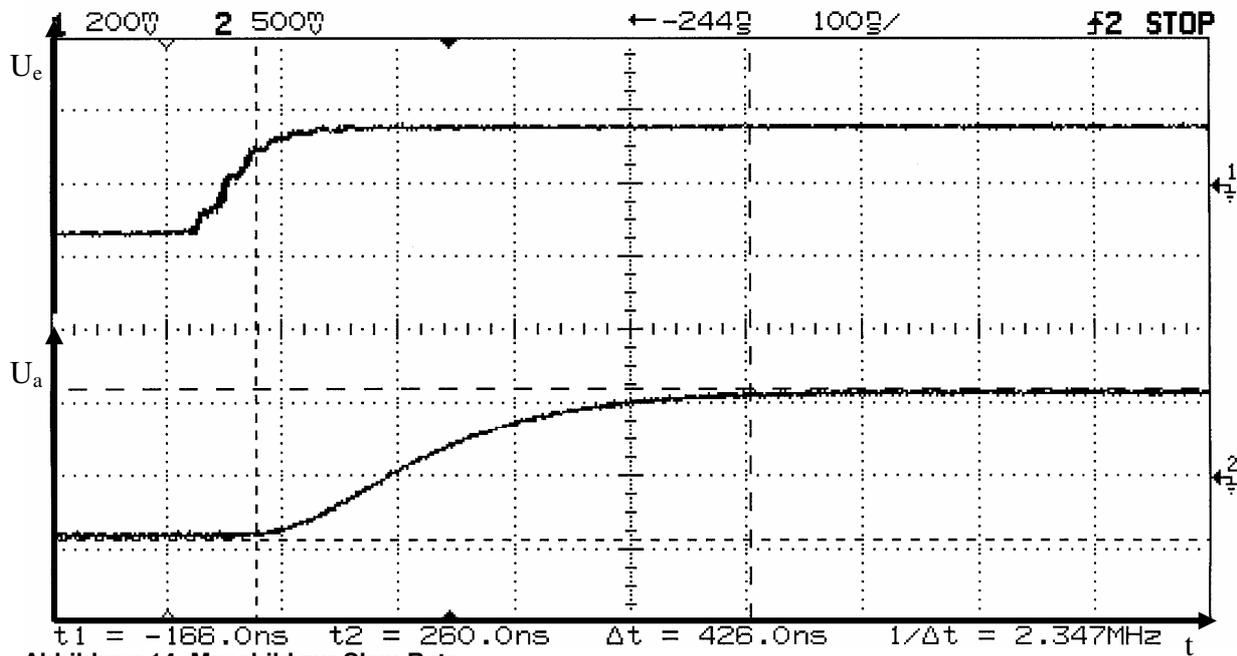


Abbildung 14: Messbild zur Slew-Rate

Wie zu sehen ist, benötigt die Schaltung einen Moment um auf die Änderung am Eingang zu reagieren.

Die Slew-Rate beträgt  $\frac{\Delta U_a}{\Delta t} = \frac{1V}{0,426\mu s}$ .

**III.iii.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen**

Die Spannungsverstärkung entspricht den Erwartungen und die Slew-Rate ebenfalls (→Literaturangaben).

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

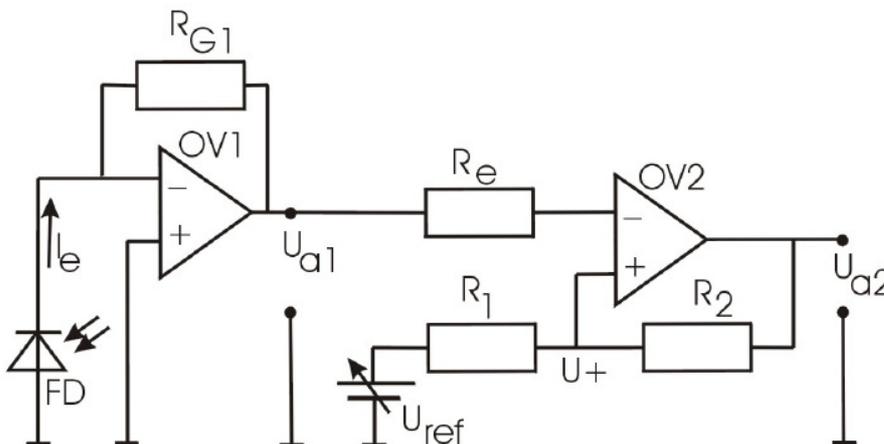
**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

**Strom-Spannungs-Wandler**

**III.iv.a Versuchsaufbau**

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit OV B084 (4-fach OV)
- Oszilloskop Agilent 54603B mit Messkabeln
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- Foto-Diode
- Gleichspannungsquelle (< 1V)
- Funktionsgenerator (Rechteck-Eingangsspannung)
- Widerstandsnetzwerk (Abbildung A1 im Anhang)
- Widerstandsdekaden
- Kapazitätsdekaden
- diverse Laborstecker-Kabel



**Abbildung 15: Strom-Spannungs-Wandler**  
(aus der Versuchsbeschreibung "Operationsverstärker" der Universität Rostock)

Es wird ein Strom-Spannungs-Wandler nach Abbildung 15 aufgebaut.

Dazu werden  $R_1 = 20k\Omega$ ,  $R_2 = 100k\Omega$ ,  $R_{G1} = 1M\Omega$ ,  $R_e = 100k\Omega$  und  $U_{ref} = 38,9mV$  gewählt.

**Zur Schaltung sei zu beachten:**

Die Fotodiode wird mit dem Kurzschlussstrom  $I_e$  betrieben,  $U_D = 0$  ist. Durch  $R_{G1}$  wird dieser Strom durch die Ausgangsspannung der ersten Stufe (OV1) getrieben. Durch die Wahl von  $R_{G1} = 1M\Omega$  ist der Spannungshub am Ausgang groß genug, um den nachgeschalteten Schmitt-Trigger zu schalten, der aus einem mitgekoppelten Verstärker besteht.

Die Ausgangsspannung  $U_{a2}$  wird durch den Spannungsteiler  $R_1 = 20k\Omega$ ,  $R_2 = 100k\Omega$  zu  $U_{ref} = 38,9mV$  addiert und an den P-Eingang geführt.

Es ist: 
$$U_+ = U_{ref} + (U_B - U_{ref}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Durch die Leerlaufverstärkung am nicht invertierenden Eingang wird bewirkt, dass  $U_{a2}$  bis zur Betriebsspannung ansteigt.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Überschreitet nun  $U_{a1}$  diesen Wert, so ändert  $U_D$  vom OV2 sein Vorzeichen und  $U_{a2}$  sinkt. Schließlich hat  $U_{a2}$  den negativen Wert der Betriebsspannung.

Dann gilt: 
$$U_+ = U_{ref} - (U_B + U_{ref}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Solange  $U_{a1}$  diesen Wert nicht unterschreitet, bleibt der Zustand stabil.

Die Werte  $U_+$  stellen die Schwellwerte des Triggers dar, die Differenz ihre Hysterese.

**III.iv.b Versuchsdurchführung**

Nach Einstellung des Wertes  $U_{ref} = 38,9mV$  ergeben sich auf dem Oszilloskop für kleine Änderungen an den Helligkeitsverhältnissen folgende Messbilder (Abbildung 16, 17 und 18):

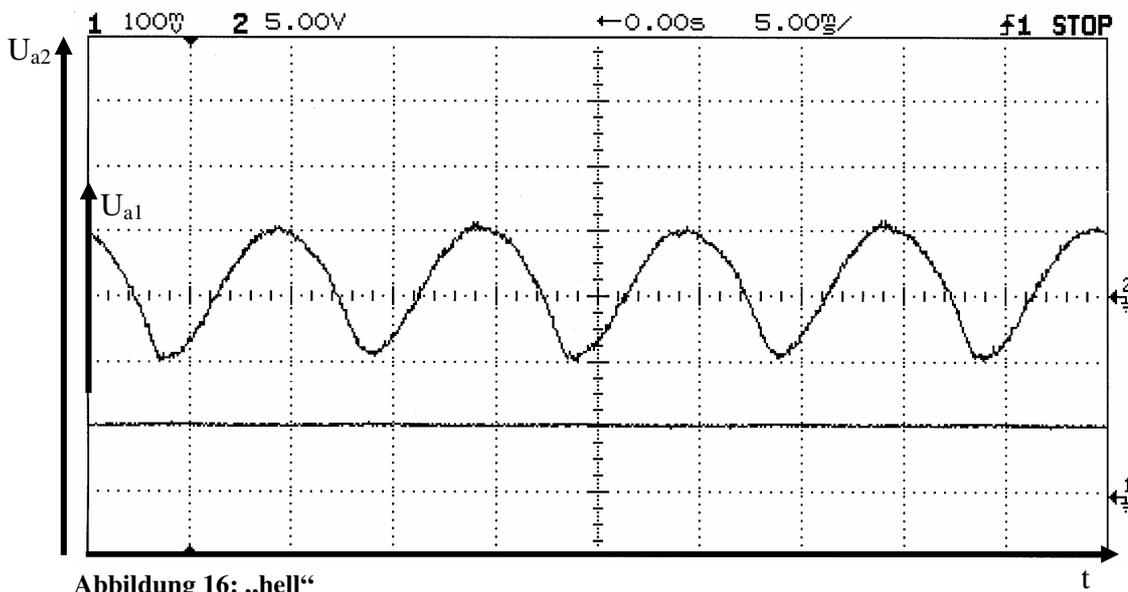


Abbildung 16: „hell“

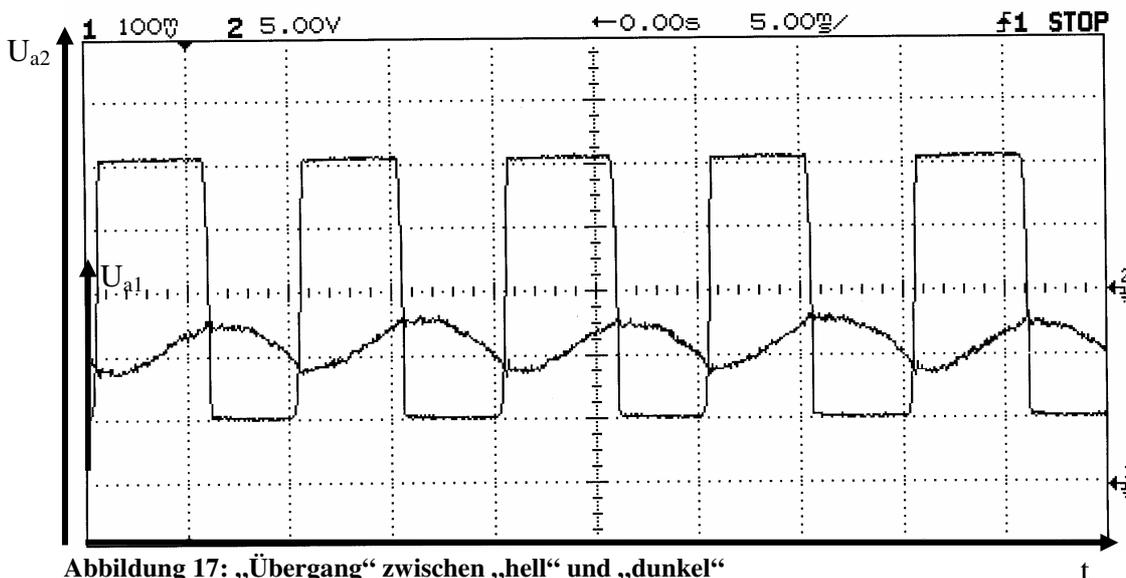


Abbildung 17: „Übergang“ zwischen „hell“ und „dunkel“

## Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

### Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

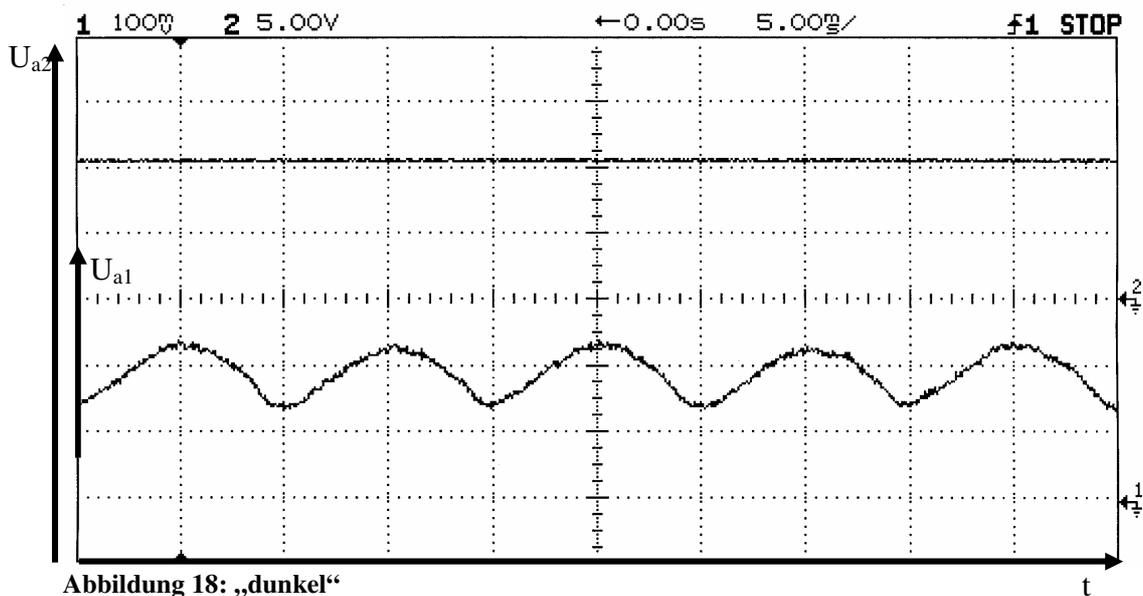


Abbildung 18: „dunkel“

#### III.iv.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Wie man gut in den Abbildungen 16, 17 und 18 erkennen kann, reagiert der Schmitt-Trigger folgerichtig zur Theorie. Bei hohen Intensitäten wird eine negative Ausgangsspannung ausgegeben, die konstant ist und bei niedrigen Intensitäten eine positive Ausgangsspannung. Der Übergang ist schwer zu erreichen, da die Hysterese klein gewählt wurde, jedoch stellt er gut sichtbar die theoretischen Zusammenhänge dar.

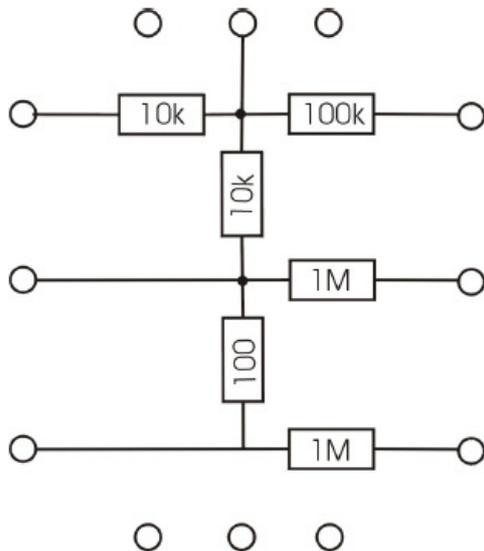
Das Schwanken der Intensität erklärt sich durch die Raumbeleuchtung durch Leuchtstoffröhren, welche eine Frequenz von jeweils zwei Halbwellen der Betriebsspannung (50Hz), also 100Hz, hat.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**

**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

**IV Anhang**

**Tabelle 1: Messwerte zur Leerlaufverstärkung**



**Abbildung A1: Widerstandsnetzwerk**  
(aus der Versuchsbeschreibung "Operationsverstärker" der Universität Rostock)

f in Hz	Leerlaufverstärkung	U <sub>a</sub>	U <sub>1</sub>
0,498	k.a.	0,3281	0
1,04	k.a.	0,6094	0
8,083	k.a.	0,9531	0
4,202	k.a.	1,25	0
8,264	k.a.	1,391	0
16,18	k.a.	1,437	0
31,75	237,44	1,484	0,00625
64,1	182,646154	1,484	0,008125
128	142,45098	1,453	0,0102
256,4	103,418182	1,422	0,01375
512	62,9749768	1,359	0,02158
1024	33,1809626	1,234	0,03719
2056	15,6903766	0,9375	0,05975
3000	11,8681319	0,7344	0,06188
4000	8,96150943	0,5937	0,06625
5000	7,48502994	0,5	0,0668
6000	6,13672727	0,4219	0,06875
7000	5,46618182	0,3758	0,06875
8000	4,60491228	0,3281	0,07125
9000	4,09517241	0,2969	0,0725
10000	3,7694573	0,2688	0,07131
15000	2,69514401	0,1937	0,07187
20000	2,03998368	0,15	0,07353
30000	1,62739726	0,1188	0,073
40000	1,19863014	0,0875	0,073
50000	1,02739726	0,075	0,073
75000	0,72945205	0,05325	0,073
100000	0,6421547	0,04375	0,06813
120000	0,65494012	0,04375	0,0668
150000	0,60179641	0,0402	0,0668
300000	0,63644444	0,0358	0,05625

**Tabelle 2: Messwerte zum Versuch „invertierender Verstärker“**

Frequenz f in kHz	Eingangsspannung U <sub>e</sub> in mV	Ausgangsspannung U <sub>a</sub> in V	Spannungsverst. V <sub>u</sub>	Phasenverschiebung φ
1	290	2,488	8,579	0
10	290	2,844	9,807	3
160	309	2,063	6,676	54,8
50,1	306,2	2,719	8,880	17,6
132	303,1	2,188	7,219	44,5