

Elektronikpraktikum im WS 2010/11

UNIVERSITÄT STUTTGART

Protokoll zum Versuch

## V07: Eigenschaften realer Operationsverstärker

Stephan Ludwig, Nicolai Lang

12. Dezember 2010

### Zusammenfassung

Der folgende Versuch befasst sich mit den Charakteristika realer Operationsverstärker. Hierfür wird im ersten Teil der Frequenzgang der Amplitude sowie der Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal untersucht. Anschließend werden die Konsequenzen der begrenzten Signalanstiegs- und abfallzeit im Zeit- und Frequenzraum analysiert. Zum Abschluss wird die Offsetspannung eines Operationsverstärkers gemessen und mit einer passenden Kompensationsschaltung minimiert.

<b>Verfasser</b> .....	Lang, Nicolai (2439501, B.Sc. Physik)
<b>Mitarbeiter</b> .....	Ludwig, Stephan (2526605, B.Sc. Physik)
<b>Gruppennummer</b> .....	1-16
<b>Versuchstag</b> .....	6. Dezember 2010
<b>Betreuer</b> .....	Tomas Rendler

## Inhaltsverzeichnis

<b>1. Grundlagen</b>	<b>3</b>
1.1. Der reale Operationsverstärker . . . . .	3
1.2. Kenngrößen realer Operationsverstärker . . . . .	3
1.3. Fouriertransformation . . . . .	4
1.3.1. Definition . . . . .	4
1.3.2. Beispiele . . . . .	5
1.4. Beispielrechnungen . . . . .	6
<b>2. Messprinzip, Schaltpläne und Versuchsablauf</b>	<b>9</b>
2.1. Frequenzgang . . . . .	9
2.2. Slew Rate . . . . .	10
2.3. Offset Kompensation . . . . .	10
<b>3. Berechnungen &amp; Formeln</b>	<b>12</b>
<b>4. Auswertung</b>	<b>13</b>
4.1. Frequenzgang . . . . .	13
4.2. Slew Rate . . . . .	18
4.3. Limitierte Bandbreite . . . . .	25
4.4. Offset Kompensation . . . . .	25
<b>5. Fehlerrechnung</b>	<b>27</b>
<b>6. Zusammenfassung</b>	<b>28</b>
<b>A. Messwerte</b>	<b>29</b>

## 1. Grundlagen

### 1.1. Der reale Operationsverstärker

Im vorherigen Versuch hatten wir die Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers definiert ohne uns darum zu kümmern, wie diese realisiert werden könnten. Es stellt sich natürlich heraus, dass diese idealen Eigenschaften technisch *nie* perfekt in ein Bauteil umgesetzt werden können. Folglich unterscheiden sich reale Operationsverstärker von ihren idealen Pedants in den folgenden Punkten:

- Die Ausgangsspannung eines realen Operationsverstärkers ist gegeben durch

$$U_a = V_{diff} \cdot (U_{E+} - U_{E-}) + V_{gleich} \cdot \frac{U_{E+} + U_{E-}}{2} + V_{diff} \cdot U_{off} \quad (1)$$

Die beim idealen OpAmp unendliche *Differenzverstärkung*  $V_{diff}$  ist bei realen OpAmps groß, aber endlich (bis zu 100000). Die *Gleichtaktverstärkung*  $V_{gleich}$  hingegen ist beim idealen OpAmp Null während sie bei realen OpAmps zwar klein ist, aber dennoch nicht verschwindet. Daher ist es für reale OpAmps sinnvoll die sog. *Gleichtaktunterdrückung*  $G = \frac{V_{diff}}{V_{gleich}}$  zu definieren. Je größer  $G$  ist, desto näher kommt der reale OpAmp in dieser Hinsicht dem Ideal. Weiterhin führt das Absolutglied  $V_{diff} \cdot U_{off}$  auch bei verschwindender Differenzspannung zu einem Potential am Ausgang. Demnach muss man am Eingang die sog. *Offsetspannung*  $U_{off}$  anlegen um das Potential am Ausgang tatsächlich auf den Mittelwert der Betriebsspannungen zu legen. Diese Offsetspannung muss i.d.R. kompensiert werden und hängt zudem von der Temperatur ab.

- Beim idealen OpAmp waren die Eingangswiderstände “unendlich” und die Eingangsströme folglich Null. In der Praxis fließt immer ein gewisser Strom in die beiden Eingänge. Dabei müssen diese Ströme nicht gleich sein, was zu folgender Definition Anlass gibt:

$$I_{Bias} = \frac{I_{E+} + I_{E-}}{2} \quad \text{Biasstrom} \quad (2)$$

$$I_{Offset} = I_{E+} - I_{E-} \quad \text{Offsetstrom} \quad (3)$$

Die Eingänge eines OpAmps besitzen also nicht nur einen endlichen Eingangswiderstand. Selbst bei spannungsloser Beschaltung können kleine Ströme fließen, welche von der internen Beschaltung der Eingänge abhängen. Die Eingänge wirken demnach als Stromquellen (wenn auch nur in sehr geringem Maße).

- Der Ausgangswiderstand des idealen OpAmps ist Null – es handelt sich also um eine ideale Spannungsquelle ohne Spannungsabfall am Innenwiderstand bei Belastung. Bei realen OpAmps bewegt sich der Ausgangswiderstand im Bereich von  $\sim 100\Omega$  und verschwindet damit nicht. Diese Abweichung vom Ideal spielt in den meisten Fällen allerdings keine Rolle, da Gegenkopplungsschaltungen i.d.R. nicht vom Ausgangswiderstand des OpAmps abhängen.

### 1.2. Kenngrößen realer Operationsverstärker

Reale Operationsverstärker werden durch einer Reihe verschiedener Kenngrößen charakterisiert. Die Wichtigsten sollen im Folgenden kurz erläutert werden:

- **Gain-Bandwidth-Product (Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt):**

OpAmps verstärken periodische Signale nur bis zu einer (verstärkungsabhängigen) Grenzfrequenz  $\nu_g$  mit der vollen eingestellten Verstärkung  $V_0$ . Für Frequenzen über dieser Schwelle nimmt die reale Verstärkung kontinuierlich ab, und zwar genau so, dass

$$f_{GBW} := \nu \cdot V(\nu) \equiv \text{const} \quad (4)$$

gilt. Trägt man die Verstärkung in dB gegen die logarithmische Frequenz auf, erscheint dieser Bereich als Gerade im Plot. Die Größe  $f_{GBW}$  hängt vom OpAmp-Typ ab und wird als Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt bezeichnet.

- **Slew rate (Flankensteilheit):**

Der interne Aufbau von OpAmps verhindert ein instantanes Ansteigen der Ausgangsspannung beim Anlegen eines Rechteckpulses. Die maximal mögliche Spannungsänderung am Ausgang (ob steigend oder fallend) wird als Slew rate bezeichnet und ist definiert wie folgt:

$$SR = \max_t \left( \left| \dot{U}_a(t) \right| \right) \quad (5)$$

wobei  $U_e(t) = \text{rect}(t)$  ist. Die Slew rate begrenzt die Bandbreite in welcher ein verzerrungsfreies Übertragen von periodischen Signalen möglich ist. Sobald die Ableitung des Zeitsignals am Eingang an einer Stelle größer als die Slew rate wird, verfälscht der OpAmp das verstärkte Signal. Für sinusförmige Signale ergibt sich so als Grenzfrequenz

$$\hat{\nu}_g = \frac{SR}{2\pi \cdot U_{a,p}} = \frac{SR}{\pi \cdot U_{a,pp}} \quad (6)$$

- **Input offset voltage (Offset Spannung):**

Wie oben erläutert liegt im unkompensierten Betrieb bei kurzgeschlossenen Eingängen ein kleines Potential gegen den Mittelwert der Betriebsspannungen (i.d.R. GND) an. Die Offset Spannung ist nun als diejenige Spannung definiert, welche am *Eingang* angelegt werden muss, um das Ausgangspotential in die Ruhelage zu zwingen. Demnach gilt für die Offset Spannung:

$$U_{a,E_+=E_-} = V_{diff} \cdot U_{off} \quad \Leftrightarrow \quad U_{off} = \frac{U_{a,E_+=E_-}}{V_{diff}} \quad (7)$$

- **Input offset current (Offset Strom):**

Wie oben erklärt sind die Eingänge des OpAmps im Normalfall nicht stromlos. Die Asymmetrie der Ströme an beiden Eingängen wird definiert als

$$I_{off} = I_{E_+} - I_{E_-} \quad (8)$$

und als Offset Strom in den Datenblättern angegeben.

- **Open loop gain (Leerlaufverstärkung):**

Wie schon erklärt liegt die Differenzspannungsverstärkung bei realen OpAmps *nicht* im Unendlichen. Daher definiert man die Leerlaufverstärkung (d.h. die Verstärkung ohne Gegenkopplung) zu

$$V_{olg} = \frac{U_a}{U_{diff}} \quad (9)$$

Diese Verstärkung ist (abhängig vom Typ des OpAmps) relativ groß und stark frequenzabhängig.

## 1.3. Fouriertransformation

### 1.3.1. Definition

Im einfachsten Fall der  $L^1$ -Fouriertransformation sei eine Funktion  $f \in L^1(\mathbb{R}^n)$  gegeben. Dann ist die Fouriertransformierte definiert durch

$$\mathcal{F}[f](t) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{n}{2}}} \int_{\mathbb{R}^n} f(x) e^{-itx} dx \quad (10)$$

Ist  $\mathcal{F}[f] \in L^1(\mathbb{R}^n)$ , so existiert die inverse Fouriertransformierte mit

$$f(x) = \mathcal{F}^{-1}[\mathcal{F}[f]](x) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{n}{2}}} \int_{\mathbb{R}^n} \mathcal{F}[f](t) e^{ixt} dt \tag{11}$$

Oft müssen Messreihen aus endlich vielen, diskreten Werten spektral analysiert werden. Hierfür definiert man die diskrete Fouriertransformation (DFT), welche in einer speziellen Implementierung auch FFT (*Fast-Fourier-Transformation*) genannt wird.

Sei  $\mathbf{x} = (x_0, \dots, x_{N-1}) \in \mathbb{C}^N$  (dies könnte z.B. eine Messreihe aus  $N$  aufgenommenen Spannungswerten eines Zeitsignals sein). Dann ist die diskrete Fouriertransformierte gegeben durch

$$\hat{\mathbf{x}} = (\hat{x}_0, \dots, \hat{x}_{N-1}) \quad \text{mit} \quad \hat{x}_k = \sum_{j=0}^{N-1} e^{-2\pi i \cdot \frac{jk}{N}} \cdot x_j \tag{12}$$

Auch hierfür existiert eine Rücktransformierte.

Die Fouriertransformation (ob kontinuierlich oder diskret) zerlegt eine Funktion in ihre spektralen Anteile. Die Fouriertransformierte ist also eine Funktion der Frequenz, welche angibt, mit welchem Gewicht eine harmonische Schwingung eben dieser Frequenz aufsummiert (bzw. integriert) werden muss, um die ursprüngliche Funktion zu erhalten. Dabei gilt: Je "glatter" und "sinus- bzw. cosinusförmiger" eine Funktion ist, desto schärfer wird der Peak der Fouriertransformierten im Frequenzraum. Umgekehrt: Funktionen mit Unstetigkeiten (z.B. Sprüngen) enthalten sehr viele verschiedene Frequenzen und erfordern daher ein breites, langsam abfallendes Spektrum im Frequenzraum.

### 1.3.2. Beispiele

**Rechteckfunktion** Das Spektrum einer Rechteckfunktion ist in Abb. 1 abgebildet. Es ergibt sich aus der Fourierreihe einer Rechteckfunktion, welche gegeben ist zu

$$f(t) = \frac{4h}{\pi} \left[ \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right] = \frac{4h}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)\omega t)}{2k-1} \tag{13}$$

Man erkennt sowohl an der Grafik als auch an der analytischen Darstellung der Fourierreihe, dass nur die ungeradzahigen Vielfachen der Grundfrequenz als Fourierkomponenten präsent sind. Des Weiteren fallen die Amplituden der Fourierkomponenten mit höheren Ordnungen ab.

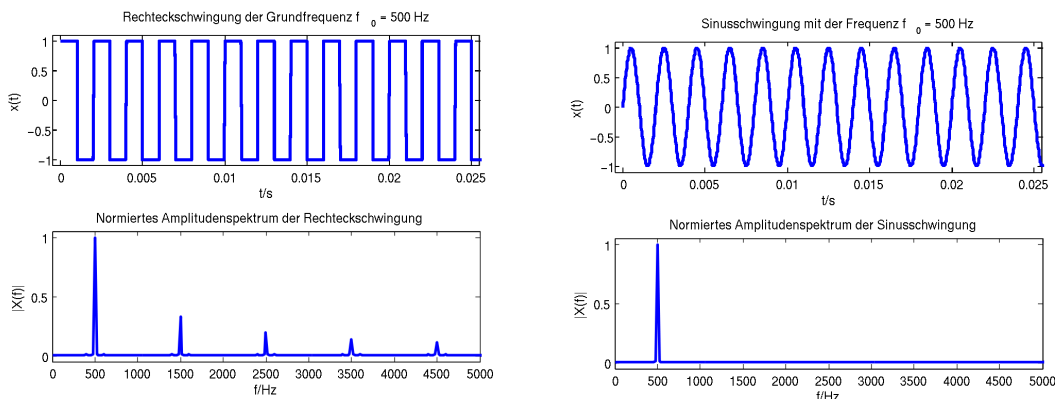


Abbildung 1: Verlauf und Spektrum eines Rechteck- und eines Sinussignals (Quelle: Wikipedia).

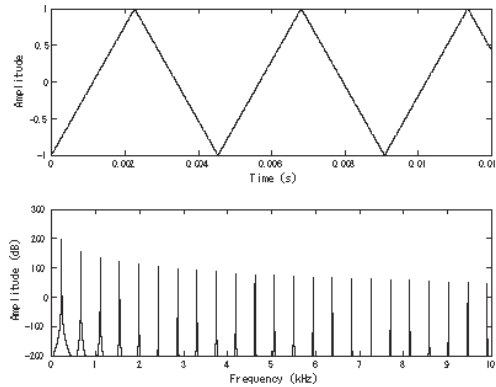


Abbildung 2: Verlauf und Spektrum eines Dreiecksignals (Quelle: Wikipedia).

**Sinussfunktion** Das Spektrum einer Sinusfunktion ist in Abb. 1 abgebildet. Da die Fourierreihe eines Sinus trivial ist (er ist Element der Funktionenbasis in welche entwickelt wird), besteht das Spektrum aus einem einzigen Peak bei der Grundfrequenz:

$$f(t) = \sin \omega t \tag{14}$$

In der Grafik ist gut zu erkennen, dass es keine weiteren Oberschwingungen gibt.

**Dreieckfunktion** Das Spektrum einer Dreieckfunktion ist in Abb. 2 dargestellt. Wie bei der Rechteckfunktion gibt es Oberschwingungen mit ungeradzahigen Vielfachen der Grundfrequenz. Die Fourierreihe lautet

$$f(t) = -\frac{8h}{\pi^2} \left[ \cos \omega t + \frac{1}{3^2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5^2} \cos 5\omega t + \dots \right] = -\frac{8h}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos((2k-1)\omega t)}{(2k-1)^2} \tag{15}$$

Im Gegensatz zur Rechteckfunktion fallen die Amplituden bei der Dreieckfunktion schneller – nämlich mit  $\mathcal{O}\left(\frac{1}{k^2}\right)$  – ab.

### 1.4. Beispielrechnungen

- Die Übertragungsfunktion eines Tiefpass ist gegeben durch

$$|U_a| = \frac{|U_e|}{\sqrt{1 + \frac{\nu^2}{\nu_g^2}}} \quad \text{und} \quad \Delta\varphi = -\arctan\left(\frac{\nu}{\nu_g}\right) \tag{16}$$

Wobei die Grenzfrequenz  $\nu_g = \frac{1}{2\pi RC}$  ist.

Für die Grenzfrequenz beim realen Operationsverstärker gilt

$$\nu_g = \frac{f_{GBW}}{V_0} \tag{17}$$

Damit ergibt sich die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung zu

$$V(\nu) = \frac{V_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{V_0\nu}{f_{GBW}}\right)^2}} \tag{18}$$

Entwickelt man diese Gleichung für Frequenzen  $\nu \gg \nu_g$  erhält man

$$V \approx V_0 \cdot \frac{f_{GBW}}{V_0\nu} \quad \Leftrightarrow \quad V \cdot \nu \approx f_{GBW} \tag{19}$$

Daher rührt der Name “Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt”. Man erkennt auch, dass  $f_{GBW} \approx \text{const}$  für Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz. In den Abbildungen 3 und 4 sind die Funktionen

$$V'(\nu) = 20 \cdot \lg \left[ \frac{V_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{V_0 \nu}{f_{GBW}}\right)^2}} \right] \quad (20)$$

für die Daten der Operationsverstärker **OP27G** und **OP177G** aufgetragen. Man erkennt in den logarithmischen Darstellungen die jeweiligen Grenzfrequenzen am “Knick” in der Kurve. Bei einer Verstärkung von 0dB durchstoßen die Kurven die  $x$ -Achse. Diese Stelle wird durch die Transitfrequenz bestimmt, welche mit  $f_{GBW}$  übereinstimmt.

Die Bandbreiten werden jeweils durch die Grenzfrequenzen bestimmt und werden durch den Frequenzbereich dargestellt, in dem die reale Verstärkung der eingestellten Verstärkung  $V_0$  entspricht (i.e. die Bereiche waagerechter Kurven in den Plots).

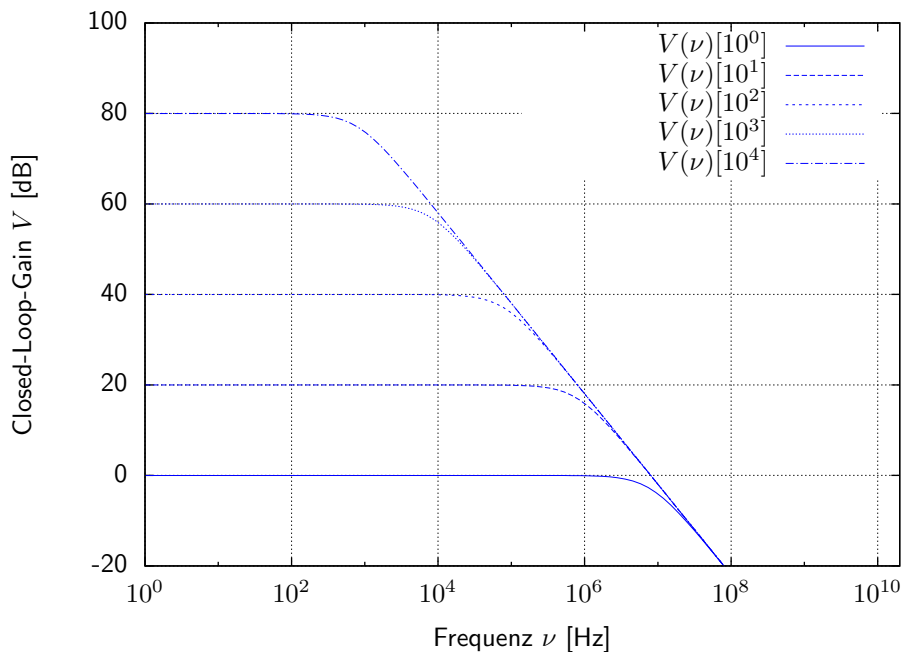


Abbildung 3: Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz beim **OP27G** mit verschiedenen eingestellten Verstärkungen  $V_0$ .

- Wie man durch Ableiten und Gleichsetzen der Ableitung mit der Slewrate bei einem Sinus-signal leicht ausrechnet, gilt für die Grenzfrequenz der Slew rate

$$\hat{\nu}_g = \frac{\text{SR}}{2\pi \cdot U_{a,p}} = \frac{\text{SR}}{\pi \cdot U_{a,pp}} \quad (21)$$

Wollen wir ein sinusförmiges Ausgangssignal mit  $U_{a,pp} = 25V_{pp}$  bei einer Slew rate von  $\text{SR}(27G) = 2.8 \frac{V}{\mu s}$  bzw.  $\text{SR}(177G) = 0.3 \frac{V}{\mu s}$  verzerrungsfrei übertragen, ergeben sich die Grenzfrequenzen

$$\hat{\nu}_g(27G) = \frac{\text{SR}(27G)}{\pi \cdot U_{a,pp}} \approx 35.651\text{kHz} \quad (22)$$

$$\hat{\nu}_g(177G) = \frac{\text{SR}(177G)}{\pi \cdot U_{a,pp}} \approx 3.820\text{kHz} \quad (23)$$

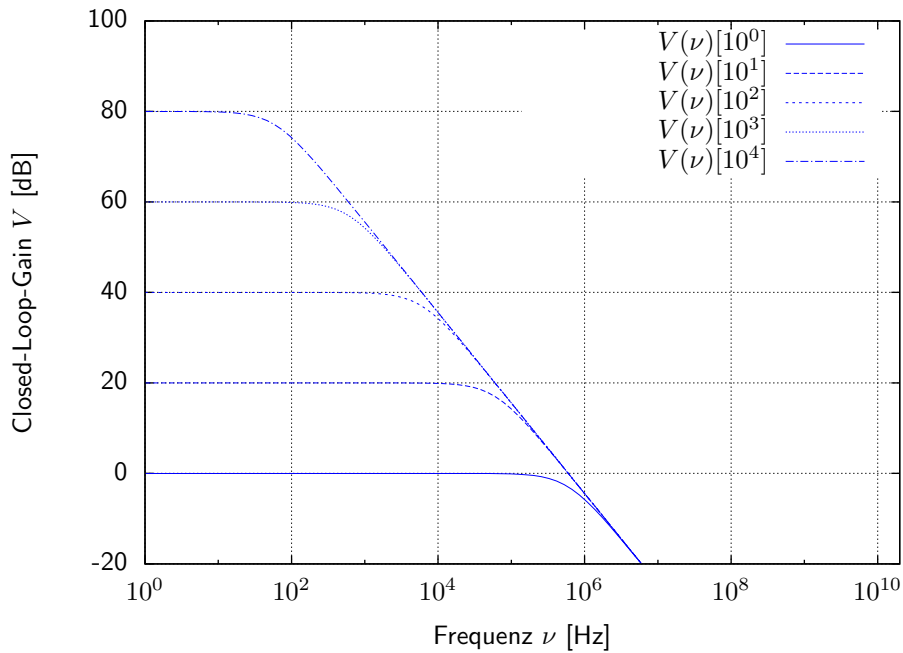


Abbildung 4: Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz beim OP177G mit verschiedenen eingestellten Verstärkungen  $V_0$ .

Wollen wir nun verhindern, dass die Bandbreitenbeschränkung durch die Tiefpasswirkung der OpAmps, welche gegeben ist durch

$$\nu_g = \frac{f_{GBW}}{V_0} \tag{24}$$

kleiner ist, als die oben berechneten Grenzfrequenzen auf Grund der Slew rate, müssen wir  $\nu_g \geq \hat{\nu}_g$  fordern. Mit den Bandbreitenprodukten  $f_{GBW}(27G) = 8\text{MHz}$  und  $f_{GBW}(177G) = 0.6\text{MHz}$  folgt dann

$$V_0(27G) \leq \frac{f_{GBW}(27G)}{\hat{\nu}_g(27G)} \approx 224.4 \tag{25}$$

$$V_0(177G) \leq \frac{f_{GBW}(177G)}{\hat{\nu}_g(177G)} \approx 157.1 \tag{26}$$

## 2. Messprinzip, Schaltpläne und Versuchsablauf

### 2.1. Frequenzgang

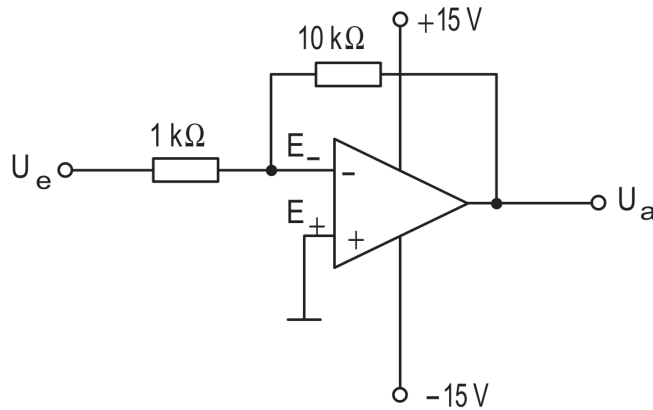


Abbildung 5: Schaltplan des invertierenden Verstärkers.

**Messprinzip und Versuchsaufbau** Die Schaltung wird wie in Abb. 5 dargestellt aufgebaut.  $U_e$  wird mit dem Signalgeneratorausgang und  $U_a$  mit CH2 des Oszilloskops verbunden. Zudem wird der Sync-Ausgang des Signalgenerators zum Triggereingang des Oszilloskops geführt um eine spannungsunabhängige Triggerung zu gewährleisten. Des Weiteren wird das Eingangssignal von  $U_e$  an CH1 geführt. Für den ersten Versuchsteil wird als Operationsverstärker der OP177G verwendet. Zum Schluss wird dieser durch den OP27G ersetzt.

#### Versuchsablauf

1. Mit Hilfe des Oszilloskops wird manuell die Phasenverschiebung und die Amplitude des Ausgangssignales für  $R_N(2)$  (i.e. Verstärkung 10) in Abhängigkeit von der Frequenz  $\nu$  aufgenommen. Dabei werden die Frequenzen im Bereich  $50\text{Hz} \leq \nu \leq 5\text{MHz}$  in Faktor 10 Schritten variiert. Als Funktionstyp wird eine Sinusspannung gewählt.
2. Die Frequenzganganalyse von Phase und Amplitude wird manuell mit den Gegenkopplungswiderständen  $R_N(1)$  und  $R_N(3)$  (i.e. Verstärkungen von 1 und 100) aufgenommen.
3. Für den OP177G wird mit Hilfe von LabVIEW bei Verstärkungen von 1, 10 und 100 der Frequenzgang von Phase und Amplitude aufgenommen.
4. Für den OP27G wird mit Hilfe von LabVIEW bei Verstärkungen von 1, 10 und 100 der Frequenzgang von Phase und Amplitude aufgenommen.

#### Versuchsparameter

- $\nu \in \{5 \cdot 10^1, 5 \cdot 10^2, 5 \cdot 10^3, 5 \cdot 10^4, 5 \cdot 10^5, 5 \cdot 10^6\}$  Hz
- Signaltyp Sinus
- $R_1 = 1\text{k}\Omega$
- $R_N(1) = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_N(2) = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_N(3) = 100\text{k}\Omega$

- **Benutzte Geräte:**  $1\text{k}\Omega$ -Widerstand (2x),  $10\text{k}\Omega$ -Widerstand,  $100\text{k}\Omega$ -Widerstand, Operationsverstärker OP27G, Operationsverstärker OP177G, Keithley 3390 (Funktionsgenerator), Tektronix (Digitaloszilloskop, 2 Kanäle), Steckbrett mit Spannungsquelle.

**Anmerkungen und Vorkommnisse** Keine ◀

## 2.2. Slew Rate

**Messprinzip und Versuchsaufbau** Die Schaltung wird beibehalten. Als Operationsverstärker wird der OP177G verwendet. Die Verstärkung wird auf 10 gestellt indem  $R_N = 10\text{k}\Omega$  gesetzt wird. Der Funktionsgenerator wird für den ersten Versuchsteil auf **Rechtecksignal** mit  $\nu = 10\text{kHz}$  gestellt. Für den letzten Versuchsteil wird ein **Sinussignal** mit  $\nu = 10\text{kHz}$  gewählt.

### Versuchsablauf

1. Die Ausgangsspannung des Signalgenerators  $U_{pp}$  wird manuell von  $10\text{mV}_{pp}$  auf  $10\text{V}_{pp}$  erhöht. Dabei wird die Kurvenform mit Hilfe des Oszilloskops auf Veränderungen hin untersucht. In regelmäßigen Abständen werden die Spannungsverläufe mit Hilfe von LabVIEW gespeichert.
2. Nachdem der Signalgenerator auf **Sinussignal** umgestellt worden ist wird mit dem Oszilloskop eine diskrete Fouriertransformation (FFT) des Ausgangssignales an CH2 durchgeführt. Nun wird wieder versucht die Ausgangsspannung des Verstärkers im oben angegebenen Bereich zu variieren. Hierbei wird das Spektrum des Ausgangssignales untersucht und in regelmäßigen Abständen gespeichert.

### Versuchsparameter

- $\nu = 10\text{kHz}$
- Signaltyp 1: Rechteck
- Signaltyp 2: Sinus
- $100\text{mV}_{pp} \leq U_{pp} \leq 10\text{V}_{pp}$  (Ausgangsspannung)
- $R_1 = 1\text{k}\Omega$
- $R_N = 10\text{k}\Omega$
- **Benutzte Geräte:**  $1\text{k}\Omega$ -Widerstand,  $10\text{k}\Omega$ -Widerstand, Operationsverstärker OP177G, Keithley 3390 (Funktionsgenerator), Tektronix (Digitaloszilloskop, 2 Kanäle), Steckbrett mit Spannungsquelle.

**Anmerkungen und Vorkommnisse** Keine ◀

## 2.3. Offset Kompensation

**Messprinzip und Versuchsaufbau** Die Schaltung wird beibehalten und auf eine Verstärkung von 100 eingestellt (i.e.  $R_N = 100\text{k}\Omega$ ). Als Operationsverstärker wird der OP27G verwendet.  $U_e$  wird vom Funktionsgenerator getrennt und mit GND (und damit dem nichtinvertierenden Eingang) verbunden. Nach der Messung der Offset-Spannung werden die Pins 1 und 8 des Operationsverstärkers beschaltet wie in Abb. 6 dargestellt. Dies ist die Kompensationsschaltung für den Spannungs-Offset.

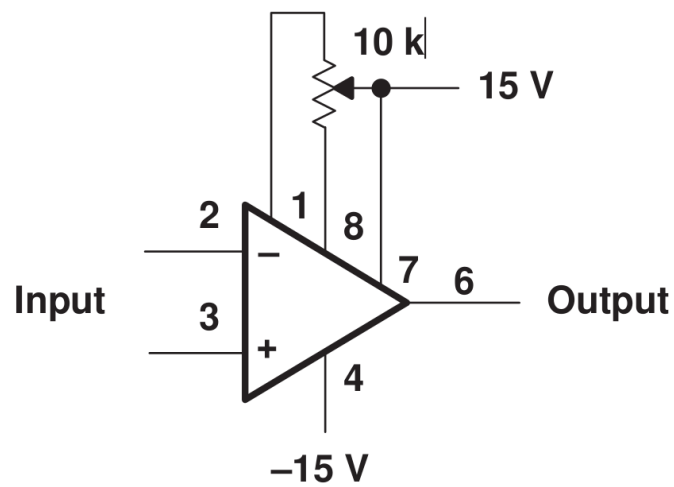


Abbildung 6: Schaltplan der Kompensationsschaltung für den Spannungs-Offset.

### Versuchsablauf

1.  $U_a$  wird mit dem Tischmultimeter gemessen wobei die Kompensationsschaltung noch nicht angeschlossen ist.
2. Die Kompensationsschaltung wird angeschlossen. Durch Drehen des Potentiometers (i.e. Variation des Kompensationswiderstandes) wird versucht den Spannungs-Offset zu minimieren.

### Versuchsparameter

- $R_1 = 1k\Omega$
- $R_N = 100k\Omega$
- **Benutzte Geräte:** 1kΩ-Widerstand, 100kΩ-Widerstand, 10kΩ-Potentiometer, Operationsverstärker OP27G, Keithley 2100 (Tischmultimeter), Steckbrett mit Spannungsquelle.

**Anmerkungen und Vorkommnisse** Keine ◀

### 3. Berechnungen & Formeln

Im Folgenden ist

- $V$ :  $[V] = 1$  die reale Verstärkung eines (hier: invertierenden) Verstärkers.
- $V_0$ :  $[V_0] = 1$  die eingestellte Verstärkung eines (hier: invertierenden) Verstärkers.
- $U_{a/e}$ :  $[U_{a/e}] = 1\text{V}$  die Ein- und Ausgangsspannungen an einem Verstärker (Effektivwerte).
- $U_{a/e,pp}$ :  $[U_{a/e,pp}] = 1\text{V}$  die Peak-to-Peak Ein- und Ausgangsspannungen an einem Verstärker.
- $U_{a/e,p}$ :  $[U_{a/e,p}] = 1\text{V}$  die Ein- und Ausgangsspannungen an einem Verstärker (Peak-Werte).
- $\Delta\phi$ :  $[\Delta\phi] = 1^\circ$  die Phasenverschiebung zweier periodischer Signale (hier in Grad).
- $\nu$ :  $[\nu] = 1\text{Hz}$  die Frequenz eines periodischen Signals.
- $\Delta t$ :  $[\Delta t] = 1\text{s}$  die zeitliche Verschiebung zweier periodischer Signale.
- $\nu_g$ :  $[\nu_g] = 1\text{Hz}$  die Grenzfrequenz auf Grund der Filtereigenschaft (Tiefpass).
- $\hat{\nu}_g$ :  $[\hat{\nu}_g] = 1\text{Hz}$  die Grenzfrequenz auf Grund der Slew rate.
- $f_{GBW}$ :  $[f_{GBW}] = 1\text{Hz}$  das Gain-Bandwidth-Product.
- SR:  $[\text{SR}] = 1 \frac{\text{V}}{\text{s}}$  die Slew rate.

**Frequenzgang** Die Verstärkung eines Operationsverstärkers ist gegeben durch

$$V = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_{a,pp}}{U_{e,pp}} \quad (27)$$

Die Phasenverschiebung zweier periodischer Signale berechnet sich aus der Zeitverschiebung wie folgt

$$\Delta\phi = 360^\circ \cdot \nu \cdot \Delta t \quad (28)$$

Die Verstärkung eines Operationsverstärkers variiert mit der Frequenz. Dieser Zusammenhang wird weitgehend durch das Tiefpassverhalten des Operationsverstärkers gekennzeichnet. Es gilt

$$V_{V_0, \nu_g}(\nu) = \frac{V_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\nu}{\nu_g}\right)^2}} = \frac{V_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{V_0 \nu}{f_{GBW}}\right)^2}} \quad (29)$$

Mit der Grenzfrequenz

$$\nu_g = \frac{f_{GBW}}{V_0} \quad (30)$$

**Slew Rate** Die maximale Anstiegs- oder Abfallzeit der Ausgangsspannung eines Verstärkers wird als *Slew rate* bezeichnet und ist definiert wie folgt:

$$\text{SR} = \max_t \left( \left| \dot{U}_a(t) \right| \right) \quad (31)$$

Die Slew rate begrenzt den Frequenzbereich, in welchem Signale verzerrungsfrei übertragen werden können. Hierbei gilt für die Grenzfrequenz bei Sinussignalen:

$$\hat{\nu}_g = \frac{\text{SR}}{2\pi \cdot U_{a,p}} = \frac{\text{SR}}{\pi \cdot U_{a,pp}} \quad (32)$$

## 4. Auswertung

### 4.1. Frequenzgang

1. In den Tabellen 1, 2 und 3 sind die manuell gemessenen Amplituden- und Phasenwerte eingetragen. Die Verstärkungen wurden hierbei nach (27) und die Phasenverschiebungen nach (28) berechnet. In den Grafiken 7 und 8 sind jeweils Verstärkung bzw. Phase gegen die Frequenz aufgetragen. Da es sich um grobe, manuelle Messungen handelt, dürfen diese Zusammenhänge nicht quantitativ bewertet werden. Sie sollen vielmehr als qualitative Prüfung der Theorie verstanden werden. Der zufolge nimmt die Bandbreite (d.h. der Frequenzbereich mit der voreingestellten Verstärkung) mit steigender Verstärkung zu. Dies wird durch die Messungen offensichtlich bestätigt. Auch der Phasengang ist an die Verstärkung gekoppelt und führt schneller zu Phasenverschiebungen, je höher die Verstärkung gewählt wird. Die Messungen verifizieren auch dies.

Hierbei gilt es zu beachten, dass die gemessenen Phasenverschiebungen nicht den tatsächlichen entsprechen, da CH2 des Oszilloskops invertiert wurde. Da ein invertierender Verstärker prinzipbedingt eine Phasenverschiebung von  $\Delta\phi_0 = 180^\circ$  erzeugt, diese im vorliegenden Versuch aber nicht Gegenstand der Betrachtungen war, wurde sie mit der Invertierung herausgerechnet.

Konfiguration	$V = 1$ (0dB) und $U_{e,pp} = 57,6\text{mV}_{pp}$			
Frequenz $\nu$	$U_{a,pp}$	$V$	$\Delta t$	$\Delta\phi$
[kHz]	[mV]	[1]	[ $\mu\text{s}$ ]	[ $^\circ$ ]
0,05	60,0	1,04	100,00	1,8
0,5	59,2	1,03	10,00	1,8
5	59,2	1,03	1,00	1,8
50	59,2	1,03	0,60	10,8
500	48,0	0,83	0,56	100,8
5000	7,8	0,14	0,06	108,0

Tabelle 1: Frequenzgang von Phase und Amplitude des OP177G (manuelle Messung) für  $V = 1$ .

Konfiguration	$V = 10$ (20dB) und $U_{e,pp} = 58,0\text{mV}_{pp}$			
Frequenz $\nu$	$U_{a,pp}$	$V$	$\Delta t$	$\Delta\phi$
[kHz]	[mV]	[1]	[ $\mu\text{s}$ ]	[ $^\circ$ ]
0,05	584,0	10,07	50,00	0,9
0,5	584,0	10,07	12,50	2,3
5	584,0	10,07	3,25	5,9
50	456,0	7,86	2,50	45,0
500	69,6	1,20	0,32	57,6
5000	3,2	0,06	-	$\sim 180,0$

Tabelle 2: Frequenzgang von Phase und Amplitude des OP177G (manuelle Messung) für  $V = 10$ .

2. Im zweiten Teil des Versuches wurden die obigen qualitativen Messungen mit LabVIEW wiederholt um quantitative Aussagen treffen zu können. In den Grafiken 9 und 10 sind die Frequenzgänge der Amplitude (i.e. der Verstärkung) und der Phase aufgetragen (in jedem Plot für die drei Verstärkungen  $V = 1$ ,  $V = 10$  und  $V = 100$ ). Diese Messungen beziehen sich auf den OP177G. Dieselben Messungen wurden für den OP27G durchgeführt. Dessen Kennlinien sind in den Abb. 11 und 12 zu finden. Wie man leicht erkennt, weist der OP25G bei vergleichbaren Verstärkungen höhere Bandbreiten als der OP177G auf.

Konfiguration	$V = 100$ (40dB) und $U_{e,pp} = 19,2\text{mV}_{pp}$			
Frequenz $\nu$	$U_{a,pp}$	$V$	$\Delta t$	$\Delta\phi$
[kHz]	[mV]	[1]	[ $\mu\text{s}$ ]	[ $^\circ$ ]
0,05	2000,0	104,17	300,00	5,4
0,5	1980,0	103,13	45,00	8,1
5	1560,0	81,25	24,00	43,2
50	272,0	14,17	5,50	99,0
500	25,4	1,32	0,70	126,0
5000	6,4	0,33	-	$\sim 180,0$

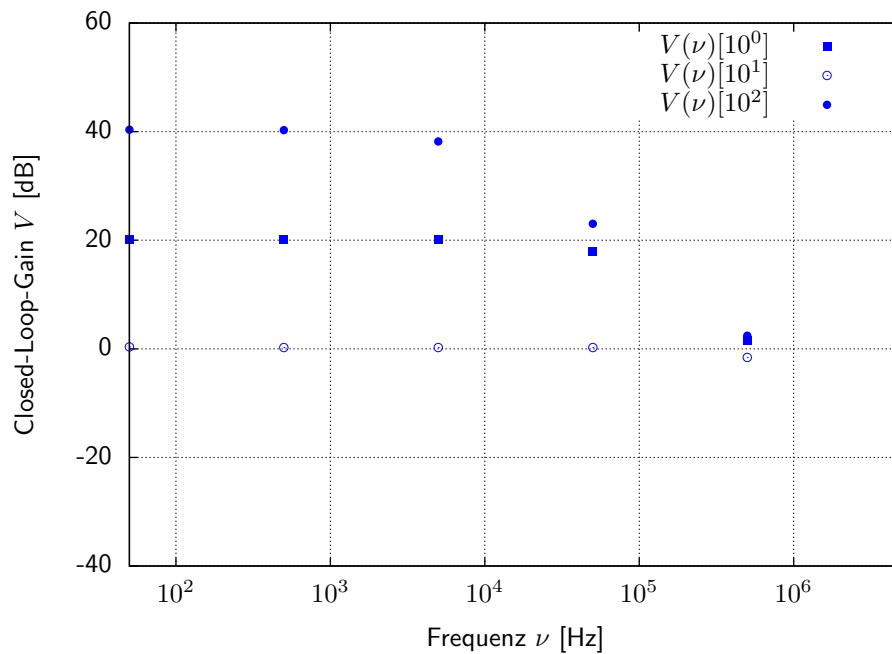
Tabelle 3: Frequenzgang von Phase und Amplitude des OP177G (manuelle Messung) für  $V = 100$ .

Abbildung 7: Frequenzgang der Amplitude (Closed-Loop-Gain) des OP177G (manuelle Messung).

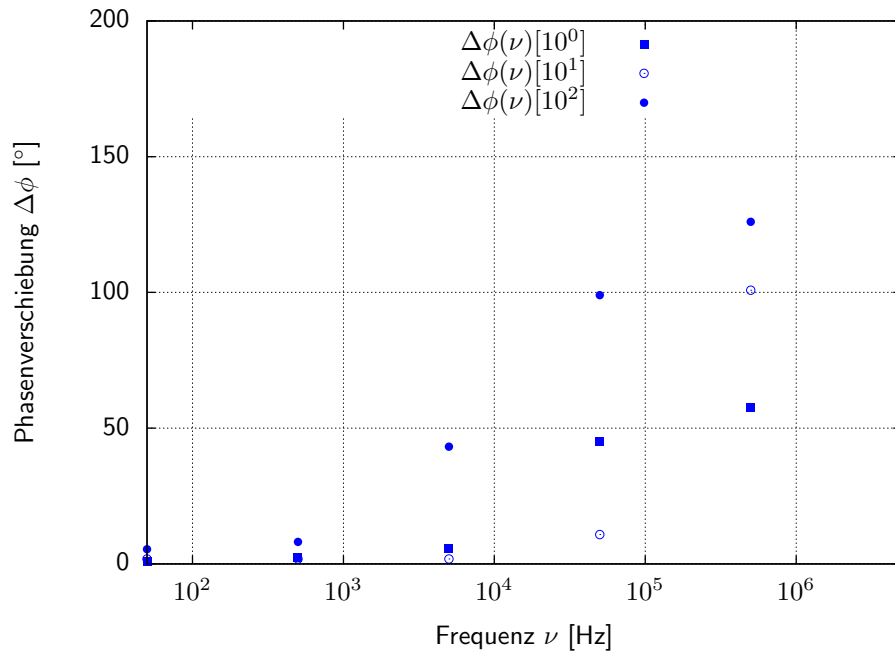


Abbildung 8: Frequenzgang der Phase des OP177G (manuelle Messung).

Um die Verstärkung und die Grenzfrequenz (i.e. die Bandbreite) zu bestimmen setzen wir gemäß Gleichung (29) eine Fitfunktion vom Typ

$$f_{a,b}(\nu) = 20 \cdot \lg \left[ \frac{a}{\sqrt{1 + \left(\frac{\nu}{b}\right)^2}} \right] \quad (33)$$

an (Die Umrechnung in dB ist nötig, da die gemessenen Daten in dB vorliegen). Diese Funktionen wurden in die Grafiken 9 und 11 eingezeichnet. `gnuplot` lieferte hierbei die in Tabelle 4 gelisteten Fitparameter.

Typ	$i$	$V_0$	$a(i)$	$b(i)$	$V$	$\delta[V]$	$\nu_g$	$f_{GBW}$	$f_{GBW}$
	[1]	[1]	[1]	[1]	[1]	[1]	[kHz]	[MHz]	[MHz]
<b>OP177G</b>	1	1	1,0345	402357,0	1,0	3,45%	402,36	0,42	0,5
	2	10	10,3751	45713,9	10,4	3,75%	45,71	0,47	
	3	100	102,7910	4863,2	102,8	2,79%	4,86	0,50	
<b>OP27G</b>	4	1	1,0374	6500000,0	1,0	3,74%	6500,00	6,74	6,7
	5	10	10,1588	654786,0	10,2	1,59%	654,79	6,65	
	6	100	102,2280	64996,5	102,2	2,23%	65,00	6,64	

Tabelle 4: Verstärkungen, Grenzfrequenzen und Bandbreitenprodukte der beiden OpAmps.

Wie man aus Tabelle 4 ablesen kann wurden die eingestellten Verstärkungen mit recht hoher Genauigkeit experimentell verifiziert. Die Grenzfrequenzen und damit die Bandbreitenprodukte wurden nach Gleichung (30) berechnet. Diese sollten für jeden OpAmp konstant sein, sind aber offenbar größeren Schwankungen bzw. Messungenauigkeiten unterworfen. Die Sollwerte aus den Datenblättern sind durch  $f_{GBW}^*(27G) = 8\text{MHz}$  und  $f_{GBW}^*(177G) = 0,6\text{MHz}$  gegeben.

Damit weichen die aus den Messwerten errechneten Größen um  $\delta [f_{GBW}(177G)] \approx -17\%$  bzw.  $\delta [f_{GBW}(27G)] \approx -16\%$  vom Sollwert ab.

Die Phasenverschiebungen, welche in den Grafiken 10 und 12 dargestellt sind, gehorchen anscheinend keiner einfachen Relation. Dies ist zum einen auf die schwierige und offenbar starken Schwankungen unterworfenen automatische Erfassung der Phasenverschiebung durch das LabVIEW-VI zurückzuführen. Zum anderen muss man bedenken, dass die Phasenverschiebung am Ausgang des OpAmps die Phasenverschiebungen mehrerer als Tiefpass wirkender Verstärkerstufen kumuliert. Dies lässt sich aus den Diagrammen ablesen, da ein klassischer Tiefpass 1. Ordnung eine maximale Phasenverschiebung von  $|\Delta\phi| = 90^\circ$  hervorrufen kann, aber bei beiden OpAmps Verschiebungen von deutlich über  $|\Delta\phi| = 90^\circ$  beobachtet wurden. Demnach stellen die abgebildeten Phasenverschiebungen die Summe der einzelnen Phasenverschiebungen mehrerer Verstärkerstufen dar, die nicht zwingend dieselbe Grenzfrequenz haben müssen.

Qualitativ lässt sich jedoch aussagen, dass höhere Verstärkungen zu schneller ansteigenden Phasenverschiebungen im Verlauf ansteigender Eingangsfrequenzen führen. Wie man an den Phasenverschiebungen für hohe Frequenzen erkennt, scheinen deren Differenzen für größere Frequenzen abzunehmen. Demnach wirken sich unterschiedliche Verstärkungen hauptsächlich bei mittleren Frequenzen auf den Kurvenverlauf aus, während dieser Unterschied bei sehr hohen Frequenzen verschwindet.

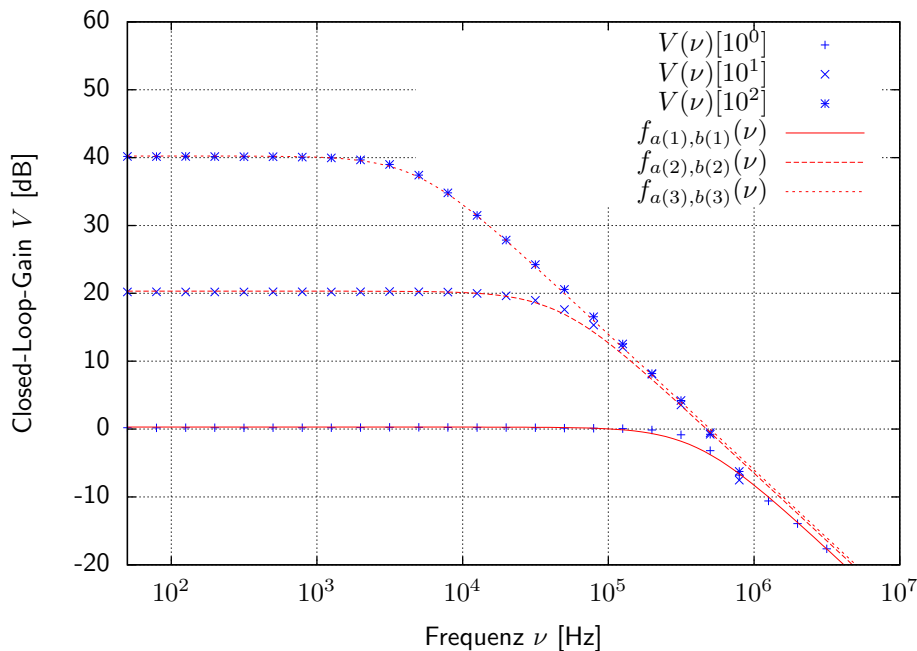


Abbildung 9: Frequenzgang der Amplitude (Closed-Loop-Gain) des OP177G (LabVIEW Messung).

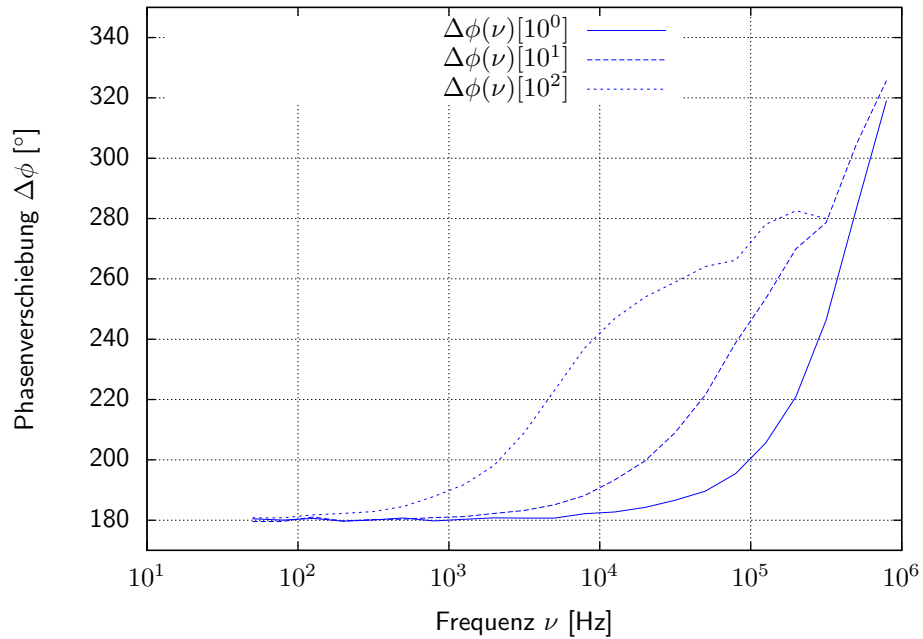


Abbildung 10: Frequenzgang der Phase des OP177G (LabVIEW Messung).

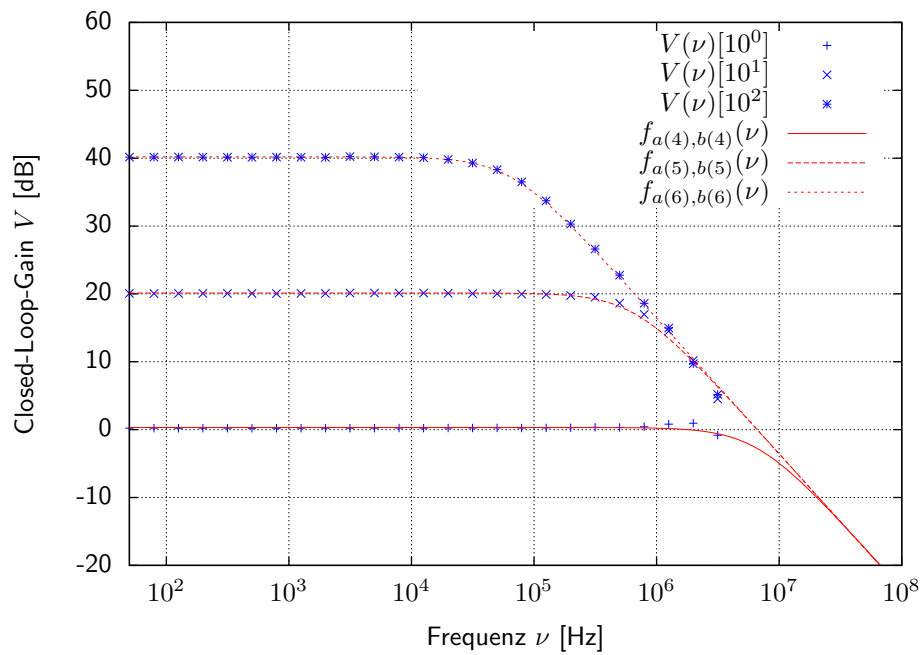


Abbildung 11: Frequenzgang der Amplitude (Closed-Loop-Gain) des OP27G (LabVIEW Messung).

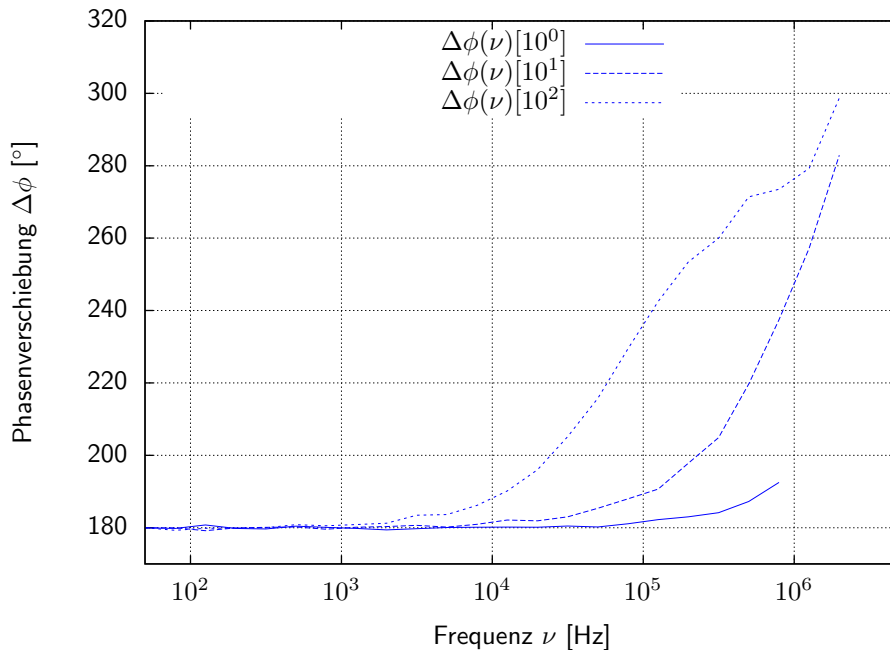


Abbildung 12: Frequenzgang der Phase des OP27G (LabVIEW Messung).

## 4.2. Slew Rate

- Die Grafiken 13, 14, 15 und 16 vergleichen die Eingangs- mit der Ausgangssignalform bei verschiedenen Ausgangsamplituden  $U_{pp}$ . Für  $U_{pp} = 200\text{mV}_{pp}$  zeit der Verstärker ein im Großen und Ganzen unverzerrtes Ausgangssignal (siehe Abb. 13). Allerdings führen auch hier interne Kapazitäten des OpAmps zu “Abrundungen” und leichten Verformungen an den Flanken. Weiterhin gilt es festzustellen, dass die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal fast exakt  $\pi$  beträgt. Damit wird die Phase durch internes Tiefpassverhalten noch nicht verschoben, da diese Phasenverschiebung auf die schaltungsbedingte Invertierung zurückzuführen ist.

Bei  $U_{pp} = 4000\text{mV}_{pp}$  erkennt man nun deutliche Verformungen des Ausgangssignales (siehe Abb. 14). Die höhere Amplitude führt zu hochfrequenten Fourierkomponenten, deren Ableitungen Signalanstiegszeiten benötigen würden, die über der Slew rate des verwendeten OpAmps liegen. Damit können diese Komponenten nicht mehr verarbeitet und verstärkt werden. Sie fehlen also im Ausgangssignal und lassen dessen Flanken abflachen. Weiterhin erkennen wir eine einsetzende Phasenverschiebung welche Resultat der begrenzten Signalanstiegszeit ist, d.h. das Signal steigt auch dann noch weiter, wenn das Eingangssignal sein Plateau schon längst erreicht hat.

Abb. 15 zeigt ein Signal mit  $U_{pp} = 7000\text{mV}_{pp}$ . Hier ist das Ausgangssignal fast zum Dreieckssignal transformiert worden. Der OpAmp arbeitet also lange Zeiten am Limit der höchsten Spannungsänderungsrate (die geraden Flanken). Die Phasenverschiebung nähert sich hier  $\frac{3\pi}{2}$ . Abbildung 16 schließlich zeigt das Ausgangssignal bei  $U_{pp} = 10000\text{mV}_{pp}$ . Das Rechtecksignal verlässt den Verstärker nun als Dreieckssignal, da das Verhältnis von Flankenhöhe zu Rechteckbreite so groß ist, dass der OpAmp die gesamte Zeit mit Spannungsänderungen am Limit (i.e. der Slew rate) verbringt. Es gilt noch zu bemerken, dass für diese Frequenz damit ein maximaler Spannungswert am Ausgang festgelegt wird (nämlich genau die Spannung, welche an der Spitze der Dreiecksspannung gemessen wird).

Damit erhalten wir eine Möglichkeit die Slew rate auf einfache Art und Weise zu bestimmen,

indem wir die Steigung der Dreiecksflanken in Abb. 16 ermitteln. Hierfür setzen wir mit einer Fitfunktion vom Typ

$$f_c(t) = c \cdot t + d \quad (34)$$

an. In Abb. 17 ist diese Fitfunktion für eine ansteigende Flanke dargestellt. `gnuplot` gibt  $c(1) = 0.193861$  aus. In Abb. 18 wurde dieselbe Funktion an eine abfallende Flanke gefittet. Hier ergibt sich  $c(2) = -0.205764$ . Nach der Definition der Slew rate (31) ergibt sich also  $SR = |c(2)| \frac{V}{\mu s} \approx 0.2 \frac{V}{\mu s}$ .

Das Datenblatt gibt eine typische Slew rate von  $SR_{typ} = 0.3 \frac{V}{\mu s}$  und eine minimale Slew rate von  $SR_{min} = 0.1 \frac{V}{\mu s}$  an. Damit liegt unsere Messung im Rahmen der Spezifikationen.

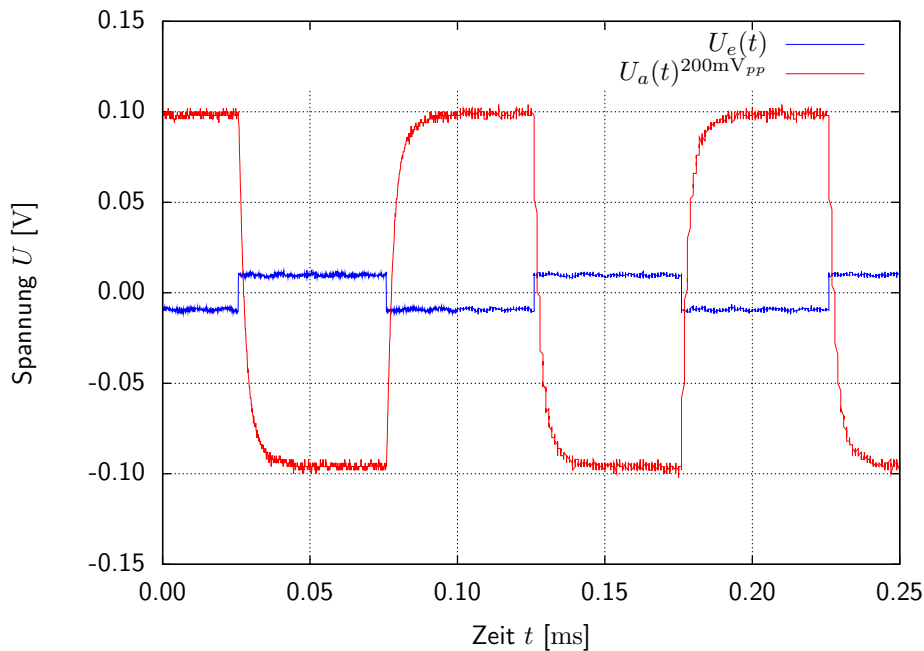


Abbildung 13: Ausgangssignalformen des OP177G in Abhängigkeit von der Amplitude (LabVIEW Messung).

- Die Abbildungen 19, 20, 21 und 22 zeigen die Fourierspektren des Ausgangssignals bei einem sinusförmigen Eingangssignal mit  $\nu = 10\text{kHz}$  bei variabler Ausgangsamplitude. Wir bedenken, dass wegen Gleichung (30)  $\nu_g = \frac{0,6\text{MHz}}{10} = 60\text{kHz}$  ist. Damit befinden wir uns mit dem angelegten Signal innerhalb der Bandbreite und können Verzerrungen des Spektrums auf Grund selbiger ausschließen.

Betrachten wir Abbildung 19. Hier fällt sofort der Peak bei  $\nu = 10\text{kHz}$  ins Auge, welcher vom eigentlichen Sinussignal herrührt. Diese Hauptschwingung dominiert das Spektrum, welches Rauschen und einige schwache Oberschwingungen aufweist. Bei der dargestellten Amplitude  $U_1$  konnte man im Zeitraum gerade eine beginnende Verzerrung des Signals beobachten. Diese stellt sich im Fourierraum durch die im Wachsen begriffenen Peaks der Oberschwingungen dar, welche bei einem reinen Sinussignal natürlich nicht auftreten dürften. Die höchste Oberschwingung ist bei  $\nu = 30\text{kHz}$  zu erkennen und hat den Wert  $\mathcal{F}(30\text{kHz}) = -45.34850\text{dB}$  während die Hauptfrequenz  $\mathcal{F}(10\text{kHz}) = -9.74850\text{dB}$  aufweist. Damit ergibt sich ein Verhältnis der Peakamplituden von  $\frac{|G - \mathcal{F}(10\text{kHz})|}{|G - \mathcal{F}(30\text{kHz})|} \approx 4,7$  wobei  $G = -54.94850\text{dB}$  die Fußlage der Peaks im Spektrum darstellt. Die hier verwendeten Werte wurden den Datensätzen direkt entnommen.

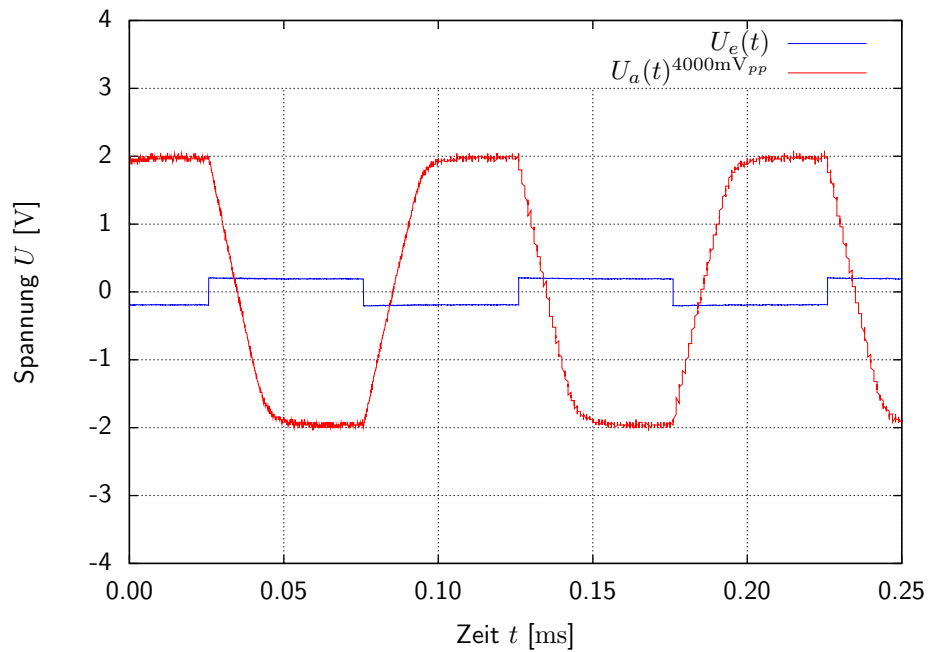


Abbildung 14: Ausgangssignalformen des OP177G in Abhängigkeit von der Amplitude (LabVIEW Messung).

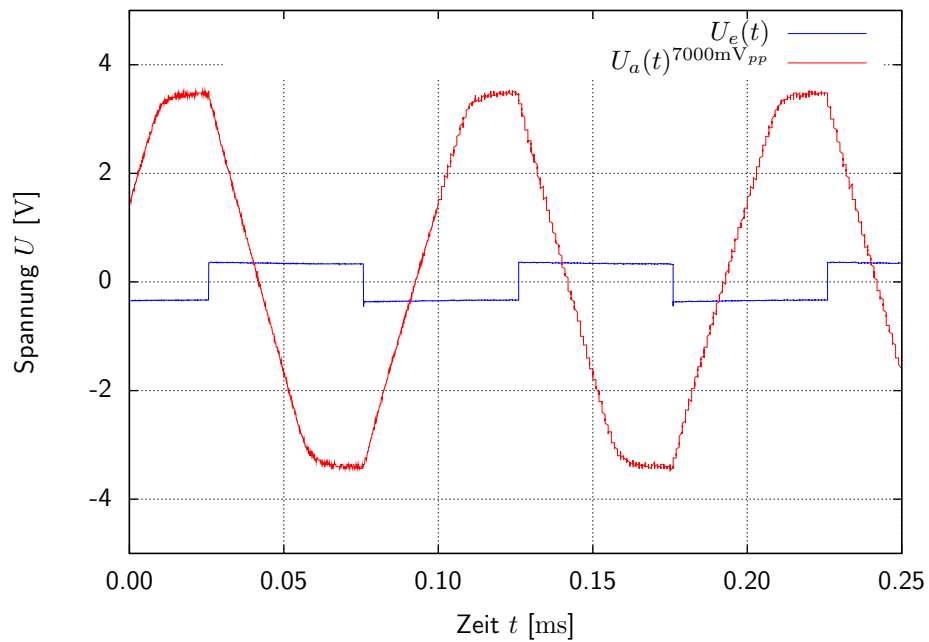


Abbildung 15: Ausgangssignalformen des OP177G in Abhängigkeit von der Amplitude (LabVIEW Messung).

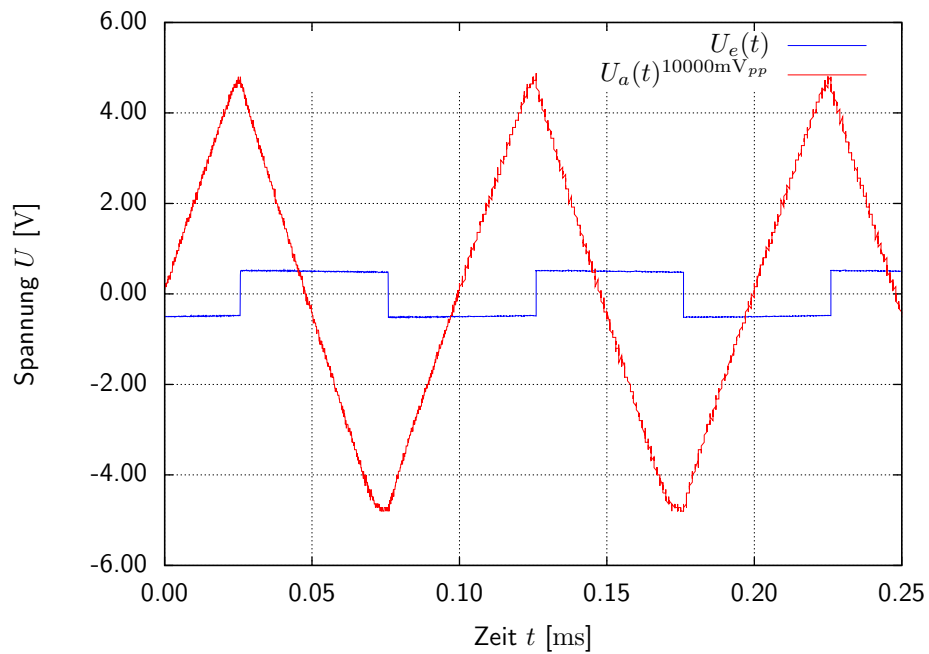


Abbildung 16: Ausgangssignalformen des OP177G in Abhängigkeit von der Amplitude (LabVIEW Messung).

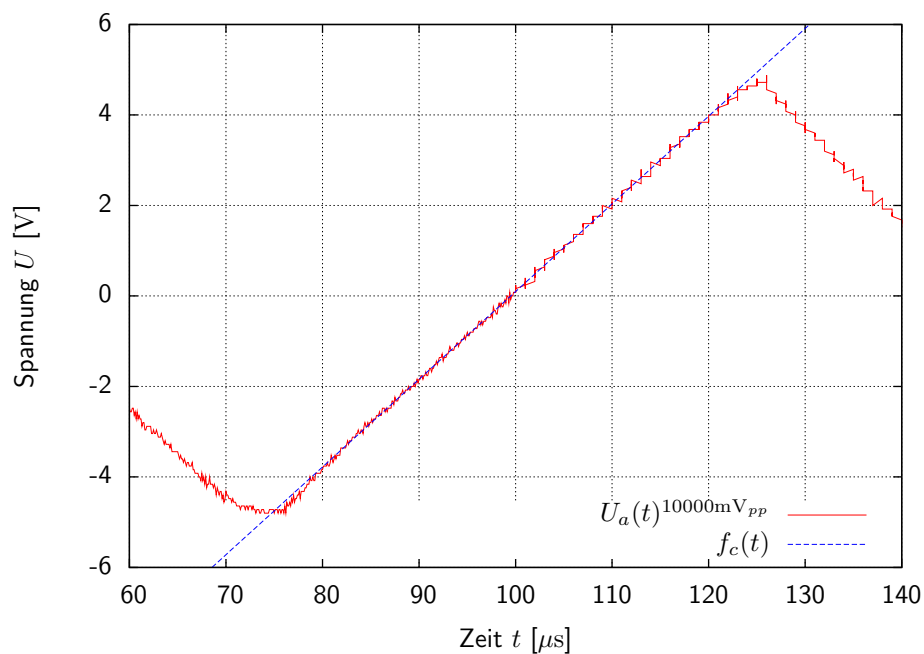


Abbildung 17: Bestimmung der Slew rate des OP177G an Hand des Ausgangssignales bei  $U_{pp} = 10000\text{mV}_{pp}$  an der ansteigenden Flanke (LabVIEW Messung).

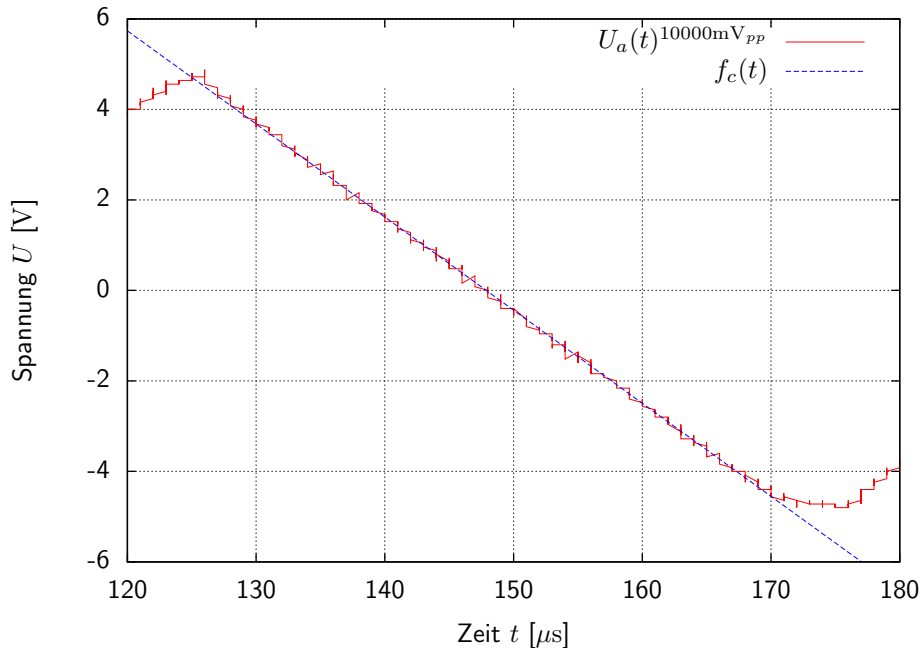


Abbildung 18: Bestimmung der Slew rate des OP177G an Hand des Ausgangssignales bei  $U_{pp} = 10000\text{mV}_{pp}$  an der abfallenden Flanke (LabVIEW Messung).

In Abb. 20 zeigt sich die oben besprochene Oberschwingung nun deutlicher aber auch bei  $\nu = 20\text{kHz}$  und  $\nu = 40\text{kHz}$  machen sich Frequenzkomponenten bemerkbar. Diese werden in Abb. 21 deutlicher und beginnen Seitenbänder auszubilden welche bei der größten Amplitude  $U_4$  fast das gesamte Spektrum durchziehen (siehe Abb. 22). All diese Frequenzkomponenten sind Folge der Signaldeformation durch die begrenzte Signalanstiegszeit. Wegen

$$f(t) = -\frac{8h}{\pi^2} \left[ \cos \omega t + \frac{1}{3^2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5^2} \cos 5\omega t + \dots \right] \quad (35)$$

der Fourierreihe eines Dreiecksignals sind die ungeradzahligen Vielfachen der Eingangsfrequenz auf den schon oben beobachteten Effekt zurückzuführen, wonach die begrenzte Signalanstiegszeit aus dem Sinussignal mit zunehmender Amplitude ein Dreiecksignal erzeugt.

Die Seitenbänder können auf diese Weise jedoch nicht erklärt werden (siehe Grundlagen). Um sie zu erklären muss man sich klar machen, dass das Oszilloskop kein "echtes" Dreiecksignal fouriertransformiert. Vielmehr transformiert es einen zeitlichen Abschnitt des Signals, welcher zwischengespeichert wird. Dieses transformierte "Fenster" entspricht mathematisch der Multiplikation des Dreiecksignals mit der charakteristischen Funktion auf dem analysierten Zeitintervall. Dies entspricht also einer Multiplikation des Dreiecksignals mit einer Rechteckfunktion im Zeitraum. Nach den Gesetzen der Fourieranalyse übersetzt sich diese Operation in eine Faltung der Fouriertransformierten der beiden Funktionen im Frequenzraum. Diese Faltung ist für die Seitenbänder verantwortlich und wird als Leakage-Effekt ("Leck-Effekt") bezeichnet. Er ist ein generelles Problem der Signalanalyse.

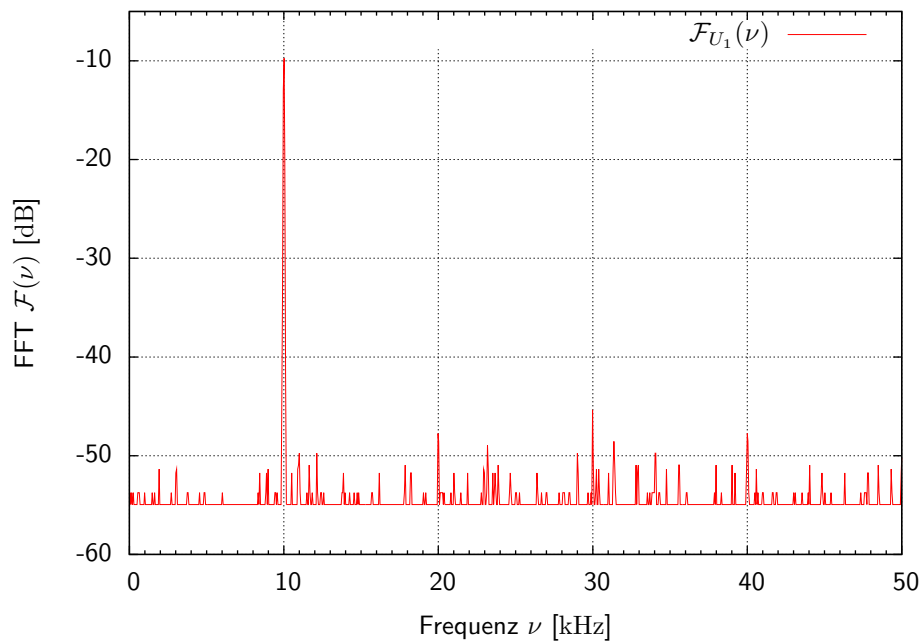


Abbildung 19: Spektrum des Ausgangssignals des OP177G bei einem Sinus-Signal am Eingang. (LabVIEW Messung).

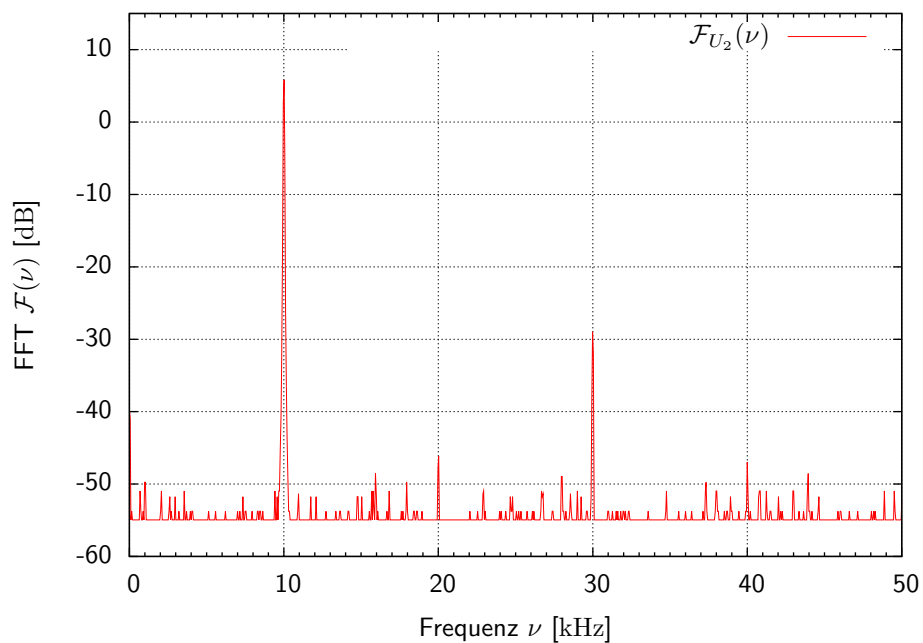


Abbildung 20: Spektrum des Ausgangssignals des OP177G bei einem Sinus-Signal am Eingang. (LabVIEW Messung).

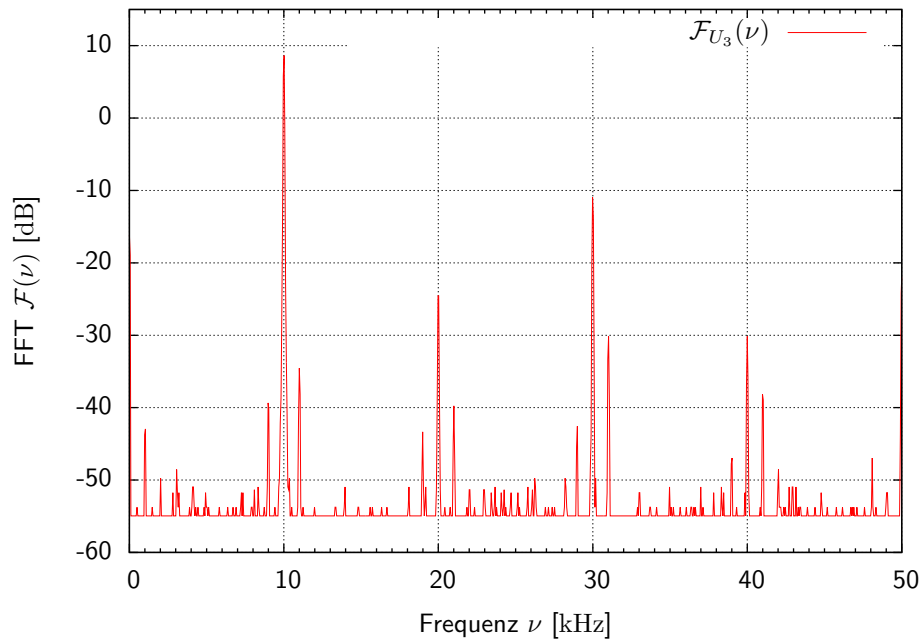


Abbildung 21: Spektrum des Ausgangssignals des OP177G bei einem Sinus-Signal am Eingang. (LabVIEW Messung).

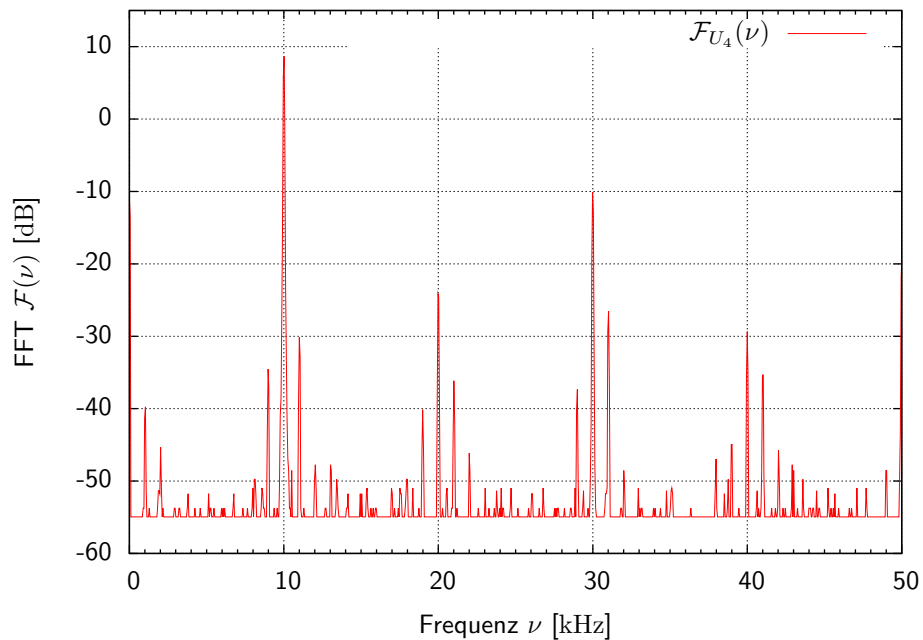


Abbildung 22: Spektrum des Ausgangssignals des OP177G bei einem Sinus-Signal am Eingang. (LabVIEW Messung).

### 4.3. Limitierte Bandbreite

Im ersten Aufgabenteil wurde ein Sinussignal von  $U_{e,pp} = 30\text{mV}$  als Eingangssignal gewählt. Damit folgt  $U_{a,pp} = V_0 \cdot U_{e,pp}$  und mit Gleichung (32) für die Frequenzbeschränkung durch die Slew rate:

$$\hat{\nu}_g = \frac{\text{SR}}{\pi \cdot V_0 \cdot U_{e,pp}} \quad (36)$$

Weiterhin beschränkt das Tiefpassverhalten die Bandbreite, und zwar gemäß Gleichung (30) mit

$$\nu_g = \frac{f_{GBW}}{V_0} \quad (37)$$

Mit den Parametern aus den Datenblättern der Operationsverstärker OP177G und OP27G ergeben sich die in Tabelle 5 eingetragenen Werte für die Bandbreitenbeschränkungen.

Parameter		OP177G				OP27G			
$U_{e,pp}$	$V_0$	SR	$f_{GBW}$	$\nu_g$	$\hat{\nu}_g$	SR	$f_{GBW}$	$\nu_g$	$\hat{\nu}_g$
[V]	[1]	$\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$	[MHz]	[MHz]	[MHz]	$\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$	[MHz]	[MHz]	[MHz]
0,03	1	0,3	0,6	0,600	3,183	2,8	8	8,000	29,709
0,03	10	0,3	0,6	0,060	0,318	2,8	8	0,800	2,971
0,03	100	0,3	0,6	0,006	0,032	2,8	8	0,080	0,297

Tabelle 5: Frequenzgrenzen für die unverzerrte Übertragung der beiden Operationsverstärkertypen OP177G und OP27G.

Offensichtlich gilt in allen Fällen  $\hat{\nu}_g > \nu_g$ . Damit ist die Bandbreitenbeschränkung in diesem Versuchsteil von den Beschränkungen durch die Slew rate unbeeinträchtigt. Das beobachtete Verhalten lässt sich also ausschließlich auf das Filterverhalten der Tiefpässe zurückführen, welche unvermeidbar auf Grund des inneren Aufbaus der OpAmps vorliegen.

Das Frequenzverhalten von Operationsverstärkern ist demnach durch *zwei unabhängige* Schranken gekennzeichnet. Die jeweils niedrigere begrenzt die Bandbreite, in welcher eine verzerrungsfreie Übertragung von Signalen möglich ist. Die Lage dieser Schranken hängt von der gewählten Verstärkung, der Ausgangsamplitude sowie den Spezifikationen des verwendeten OpAmps ab.

Um dies zu verdeutlichen sind die beiden Grenzfrequenzen in Abb. 23 für drei verschiedene Eingangsspannungen gegen die Verstärkung aufgetragen. Als Grundlage dienten hier die Gleichungen (36) und (37) und die Daten des OP27G. Man erkennt, dass die zweite eingetragene Kurve die Beschränkung durch die Slew rate in unserem obigen Fall beschreibt. Die Beschränkung durch das Tiefpassverhalten ist unabhängig von der Ein- bzw. Ausgangsamplitude und liegt *unter* der Slew-rate-Kurve. Die verdeutlicht nochmal, dass für kleine Ausgangsamplituden die Bandbreite des Tiefpass die Übertragungseigenschaften dominiert, während für große Ausgangsamplituden die Beschränkung durch die Slew rate das Regime übernimmt (siehe Kurve mit  $U_{e,pp} = 0.30\text{V}$ ) und vorzeitig zu einer Signalverfälschung führt.

### 4.4. Offset Kompensation

Ohne Offsetkompensation wurde bei Kurzschluss der Eingänge eine Spannung von  $U_{a,0} = 3,050\text{mV}$  gemessen. Die Schaltung besaß eine Verstärkung von  $V = 40\text{dB} = 100$ . Demnach muss am Eingang eine Spannungsdifferenz von  $U_{off} = \frac{U_{a,0}}{V} = 30,5\mu\text{V}$ . Dem Datenblatt zufolge besitzt der OP27G einen typischen Eingangsoffset von  $V_{IO} = 30\mu\text{V}$  was dem von uns gemessenen Wert sehr nahe kommt.

Zur Kompensation des Spannungsoffsets stellen moderne OpAmps (wie der hier verwendete OP27G) spezielle Anschlüsse bereit, mit welchen das Ausgangspotential kalibriert werden kann. Hierfür werden die besagten Pins gemäß Abb. 6 beschaltet. Nun kann durch Variation der Position

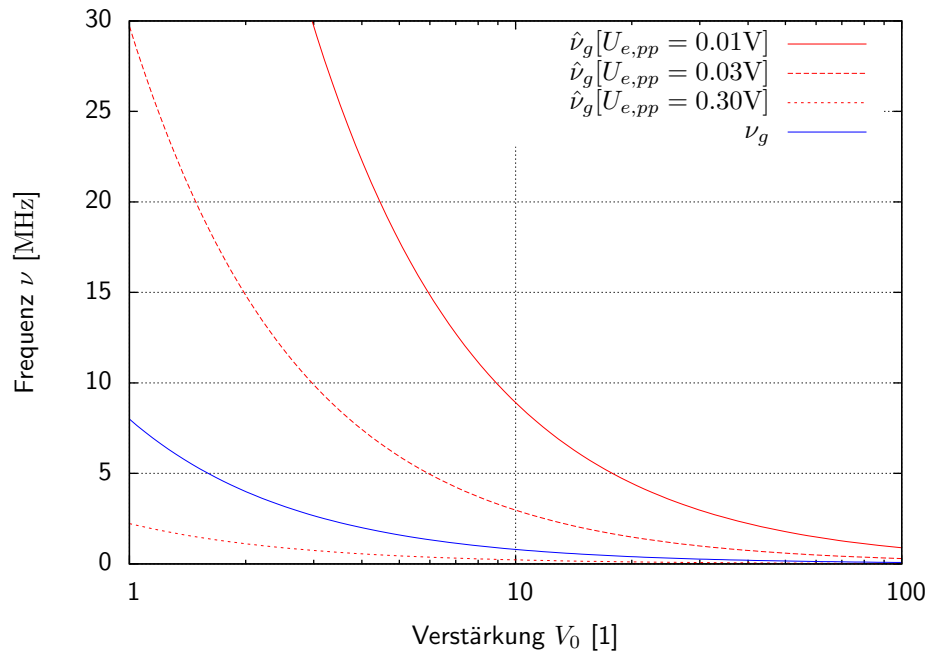


Abbildung 23: Bandbreitenbegrenzung am Beispiel des OP27G.

des Schleifers am Poti das Potential an den Eingängen 1 und 8 verändert werden. Dies erlaubt es auf Grund der internen Beschaltung das Bezugspotential für den Ausgang zu verschieben. Durch Variation des Widerstandes ließ sich die Ausgangsspannung auf  $U_{a,0,min} = 0,060\text{mV}$  und der Offset damit auf  $U_{off,min} = \frac{U_{a,0,min}}{V} = 0,6\mu\text{V}$  reduzieren. Dies entspricht nur noch  $\sim 2\%$  des ursprünglichen Wertes.

Die Offsetspannung entsteht innerhalb der Schaltungen im Operationsverstärker. Die Größe der Offsetspannung ist dabei stark von der Temperatur abhängig, was sich leicht überprüfen ließ, indem das Package mit dem Finger erwärmt wurde. In Folge dessen stieg die Offsetspannung wieder an und musste nachjustiert werden. Solche Effekte sind weit verbreitet unter integrierten Schaltungen und werden oft durch interne Temperaturkompensationsschaltungen vermieden.

## 5. Fehlerrechnung

Wir berechnen im Folgenden die relativen Abweichungen der gemessenen Größen von den Kennwerten aus den Datenblättern der Operationsverstärker **OP27G** und **OP177G**. Sinnvolle Fehlerabschätzungen sind auf Grund mangelnder Informationen über die Toleranzen der Oszilloskopmessungen nicht möglich.

**Frequenzgang** Die Gain-Bandwidth-Produkte wurden zu  $f_{GBW}(177G) = 6,7\text{MHz}$  und  $f_{GBW}(27G) = 0,5\text{MHz}$  bestimmt. Die Datenblätter geben die typischen Kenngrößen  $f_{GBW}^{typ}(177G) = 8,0\text{MHz}$  und  $f_{GBW}^{typ}(27G) = 0,6\text{MHz}$  sowie die minimalen Kenngrößen zu  $f_{GBW}^{min}(177G) = 5,0\text{MHz}$  und  $f_{GBW}^{min}(27G) = 0,4\text{MHz}$  an. Demnach befinden sich unsere Messungen im Toleranzbereich und es ergeben sich folgende relativen Abweichungen zu den typischen Werten:

$$\delta [f_{GBW}(177G)] = \frac{f_{GBW}(177G) - f_{GBW}^{typ}(177G)}{f_{GBW}^{typ}(177G)} \approx 16\% \quad (38)$$

$$\delta [f_{GBW}(27G)] = \frac{f_{GBW}(27G) - f_{GBW}^{typ}(27G)}{f_{GBW}^{typ}(27G)} \approx 17\% \quad (39)$$

Offensichtlich sind die Gain-Bandwidth-Produkte größeren Schwankungen unterworfen und Produktionsbedingt mit großen Toleranzen behaftet. Des Weiteren besteht vermutlich eine Abhängigkeit von Umgebungsparametern wie etwa der Temperatur.

**Slew rate** Die Slew rate des **OP177G** wurde zu  $SR = 0,2 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$  bestimmt. Das Datenblatt gibt eine typische Slew rate von  $SR_{typ} = 0,3 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$  und eine minimale Slew rate von  $SR_{min} = 0,1 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$  an. Damit liegt unsere Messung im Toleranzbereich und es ergibt sich eine relative Abweichung vom typischen Wert zu

$$\delta [SR] = \frac{SR - SR_{typ}}{SR_{typ}} \approx 33\% \quad (40)$$

Auch hier weist das Datenblatt auf große Toleranzen hin mit welchen die maximalen Signalanstiegszeiten behaftet sein können.

**Offset Kompensation** Der Spannungsoffset wurde zu  $U_{off} = 30,5\mu\text{V}$  bestimmt. Das Datenblatt gibt einen typischen Wert von  $U_{off}^{typ} = 30\mu\text{V}$  und einen maximalen von  $U_{off}^{max} = 100\mu\text{V}$  an. Damit liegt unsere Messung im Toleranzbereich und nahe am typischen Wert mit einer relativen Abweichung von nur

$$\delta [U_{off}] = \frac{U_{off} - U_{off}^{typ}}{U_{off}^{typ}} \approx 1,7\% \quad (41)$$

Mit Kompensation konnte der Offset auf  $U_{off}^c = 0,6\mu\text{V}$  reduziert werden. Die relative Abweichung zum unkompensierten Offset ergibt sich zu

$$\delta [U_{off}^c] = \frac{U_{off}^c - U_{off}}{U_{off}} \approx -98\% \quad (42)$$

Die Kompensation erlaubt also enorme Verbesserungen was den Spannungsoffset betrifft.

## 6. Zusammenfassung

**Frequenzgang** Bei der Messung des Frequenzgangs der Amplitude konnte die Theorie verifiziert werden, da die Übertragungsfunktion eines Tiefpass 1. Ordnung mit nur kleinen Abweichungen in die Datensätze gefittet werden konnte. Die Fitparameter lieferten eine Verifikation der eingestellten Verstärkungen und erlaubten die Berechnung der Verstärkungs-Bandbreiten-Produkte beider OpAmps. Diese ergaben sich mit ihren relativen Abweichungen zu den Kennwerten der Datenblätter zu:

$$f_{GBW}(177G) = 6,7\text{MHz} \quad \text{mit} \quad \delta [f_{GBW}(177G)] \approx 16\% \quad (43)$$

$$f_{GBW}(27G) = 0,5\text{MHz} \quad \text{mit} \quad \delta [f_{GBW}(27G)] \approx 17\% \quad (44)$$

Der Frequenzgang der Phase konnte nur qualitativ ausgewertet werden und bestätigte die Vermutung, dass die Phasenverschiebung am Ausgang eines OpAmps durch Kumulation mehrerer interner Phasenverschiebungen entsteht, da die Gesamtverschiebung  $\frac{\pi}{2}$  weit übersteigen kann und daher sogar die Betriebsmodi *invertierend* und *nichtinvertierend* zu vertauschen vermag.

**Slew rate** Bei diesen Versuchen wurde die Konfiguration so gewählt, dass die Beschränkung der Übertragungsbandbreite von der Slew rate und nicht vom Tiefpassverhalten dominiert wurde. Qualitativ ließ sich beobachten, dass bei zunehmenden Ausgangsamplituden ein Rechtecksignal nicht mehr adäquat verstärkt wird, da die interne Schaltung des OpAmps den Flanken nicht folgen kann.

Die Slew rate des OP177G wurde anhand eines zum Dreiecksignal verzerrten Rechtecksignal zu

$$\text{SR} = 0.2 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad \text{mit} \quad \delta [\text{SR}] \approx 33\% \quad (45)$$

ermittelt. Die relative Abweichung ist hier auf den Kennwert aus dem Datenblatt bezogen.

Die Analyse der Fourierspektren eines Sinussignals am Eingang ergab die Beimischung von zusätzlichen Frequenzen zur Grundmode auf Grund der zunehmenden Deformation des Signals zum Dreiecksignal. Die ungeradzahligen Vielfachen der Grundmode wurden von Seitenbändern überlagert, welche mit großer Wahrscheinlichkeit dem Leakage-Effekt zuzuschreiben sind.

**Limitierte Bandbreite** Der rechnerische Vergleich der Bandbreitenbeschränkungen im ersten Teil des Versuches ergab, dass die Begrenzung dort ein Effekt der Tiefpasswirkung der Verstärkerstufen war. Die Begrenzung durch die limitierten Anstiegsraten (Slew rate) spielten bei den dort benutzten Ausgangsamplituden keine Rolle. Hätte man die Amplituden hingegen über eine kritische Schwelle erhöht, wäre die Bandbreite vom Rand her reduziert worden, da die Slew rate begrenzend auf hohe Frequenzen mit ebenfalls hohen Anstiegsraten wirkt.

**Offset Kompensation** Der in den Grundlagen diskutierte Spannungsoffset des OP27G wurde durch Messung zu

$$U_{off} = 30.5\mu\text{V} \quad \text{mit} \quad \delta [U_{off}] \approx 1.7\% \quad (46)$$

bestimmt. Die Abweichung vom Kennwert ist hier minimal. Durch Verwendung der Kompensationsschaltung aus dem Datenblatt konnte der Offset um

$$\delta [U_{off}^c] \approx -98\% \quad (47)$$

reduziert werden. Diese Reduktion war aber extrem temperaturabhängig was sich durch zunehmende Offsetspannungen bei leichtem Erwärmen bemerkbar machte.

## **A. Messwerte**

.