

Versuch V07: Eigenschaften realer Operationsverstärker

Henri Menke* und Jan Trautwein†

Gruppe 1-11 — Platz k

(Betreuer: Kim Kafenda)

(Datum: 2. Dezember 2013)

In diesem Versuch geht es um das Verhalten von realer Operationsverstärkern. Zunächst wird die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal untersucht, sowie der Frequenzgang der Amplitude. Die Auswirkungen der endlichen Signalansteigs- und Signalabfallszeit werden im Real- und Fourierraum betrachtet. Abschließend wird die Offsetspannung eines realen Operationsverstärkers gemessen und durch eine Kompensationsschaltung minimiert.

INHALT

I. Grundlagen	1
A. Kenngrößen realer Operationsverstärker	2
B. Fouriertransformation	2
II. Versuchsaufbau und -durchführung	2
A. Frequenzgang	2
B. Slew Rate	3
C. Offset-Kompensation	3
III. Messwerte	3
A. Frequenzgang	3
B. Offset-Kompensation	3
IV. Formeln	3
V. Auswertung	4
A. Frequenzgang	4
B. Slew Rate	5
C. Limitierte Bandbreite	5
D. Offset-Kompensation	6
VI. Fehlerrechnung	6
VII. Zusammenfassung	7
Literatur	7

I. GRUNDLAGEN

Ein realer Operationsverstärker (engl.: *operational amplifier*, OpAmp) weicht von einem idealen Operationsverstärker, wie im vorhergehenden Versuch betrachtet, in einigen Punkten ab. Diverse Dinge, wie zum Beispiel Widerstände gleich unendlich oder gleich null sind natürlich technisch nicht realisierbar. Die Abweichungen umfassen folgende Punkte

* henrimenke@gmail.com

† jan.manuel.trautwein@web.de

- Für die Ausgangsspannung eines realen Operationsverstärkers gilt

$$U_A = V_{\text{diff}} \cdot (U_{E_+} - U_{E_-}) \quad (1)$$
$$+ V_{\text{gleich}} \cdot \frac{1}{2}(U_{E_+} + U_{E_-})$$
$$+ V_{\text{diff}} \cdot U_{\text{Offset}}$$

Die Differenzverstärkung V_{diff} ist beim realen Operationsverstärker nicht unendlich, sondern lediglich sehr groß.

Die Gleichtaktverstärkung V_{gleich} ist beim idealen Operationsverstärker null, während sie beim realen zwar klein, aber dennoch nicht verschwindend ist.

Die Gleichtaktunterdrückung ist definiert als:

$$G = \frac{V_{\text{diff}}}{V_{\text{gleich}}}$$

Man sieht, dass je größer dieser Faktor ist, desto ähnlicher ist der reale OpAmp dem idealen OpAmp.

Das Absolutglied $V_{\text{diff}} U_{\text{Offset}}$ liefert auch eine Ausgangsspannung bei verschwindender Differenzspannung. Diese Offsetspannung entsteht irgendwo im Operationsverstärker und ist temperaturabhängig, lässt sich aber kompensieren.

- Der ideale Operationsverstärker besitzt unendliche Eingangswiderstände, woraus resultiert, dass die Eingangsströme null sind. In der Realität fließt natürlich immer ein Strom in den Eingängen, der nicht seitengleich sein muss, was auf die Definition führt

$$I_{\text{Bias}} = \frac{1}{2}(I_{E_+} + I_{E_-}) \quad \text{Biasstrom}$$

$$I_{\text{Offset}} = I_{E_+} - I_{E_-} \quad \text{Offsetstrom}$$

- Der ideal Operationsverstärker besitzt einen Ausgangswiderstand von null, es findet also kein Spannungsabfall statt, da kein Innenwiderstand existiert. Ein realer Operationsverstärker hat einen Ausgangswiderstand von ca. 100Ω .

Im Falle einer Gegenkopplung ist dies jedoch unerheblich, da diese meist nicht vom Ausgangswiderstand abhängen.

A. Kenngrößen realer Operationsverstärker

Diverse Kenngrößen beschreiben das Verhalten eines realen Operationsverstärkers.

Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt: (engl.: *gain-bandwidth-product*)

Ein Operationsverstärker verstärkt ein Signal nur bis zu einer Grenzfrequenz ν_g , darüber nimmt die Verstärkung reziprok zu ν ab, bis sie den Wert 1 bei der Transitfrequenz annimmt. Der Abfall findet so statt, dass

$$\nu \cdot V(\nu) = \text{const}$$

dieses Produkt wird als *Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt* bezeichnet.

Flankensteilheit: (engl.: *slew rate*)

Legt man eine Spannung an, deren Ableitung einen δ -Peak enthält (z. B. $U_E = \text{rect}(t)$), so springt die Ausgangsspannung nicht instantan, sondern mit einer Flanke. Die maximale Steigung dieser Flanke (maximale Spannungsänderung) wird als *Flankensteilheit* bezeichnet.

Eingangs-Offsetspannung: (engl.: *input offset voltage*)

Die in Gleichung (1) zuerst auftauchende Offsetspannung muss, wie bereits beschrieben, kompensiert werden. Die Eingangs-Offsetspannung ist eben die Spannung, die angelegt werden muss um die Offsetspannung am Ausgang zu kompensieren.

Eingangs-Offsetsstrom: (engl.: *input offset current*)

Die Eingänge des realen Operationsverstärkers sind nicht stromlos, da durch den endlichen Widerstand und die Eingangs-Offsetspannung zwangsläufig ein Strom fließen muss.

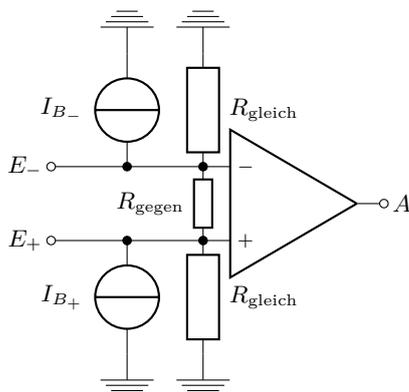


ABB. 1. Ersatzschaltbild eines realen Operationsverstärkers.

B. Fouriertransformation

Ist $f(t) \in L^1(\mathbb{R}^n)$, dann gilt für die zeitkontinuierliche Fouriertransformierte

$$\mathcal{F}[f](\omega) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n}} \int_{\mathbb{R}^n} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

Ist nun auch $\mathcal{F}[f](\omega) \in L^1(\mathbb{R}^n)$, so existiert die zeitkontinuierliche Fourierrücktransformierte

$$f(t) = \mathcal{F}^{-1}[\mathcal{F}[f]](t) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n}} \int_{\mathbb{R}^n} \mathcal{F}[f](\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Bei Messreihen handelt es sich jedoch meist um zeitdiskrete Signale, die nicht so transformiert werden können. Deshalb bedient man sich der diskreten Fouriertransformation (DFT). Sei dazu $f_k = f(t_k) \in \mathbb{C}$ an den diskreten Zeitpunkten t_k [1, S. 39].

$$\text{DFT}(f_k)_n = g_n = \sum_{k=0}^{N-1} f_k e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$

$$\text{iDFT}(g_n)_k = f(t_k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{g_n}{N} e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$

Dieses Verfahren ist von der Ordnung $\mathcal{O}(N^2)$, was für viele Datenpunkte von Nachteil ist.

Deshalb bedient man sich meist der *Fast Fourier Transform* (FFT) nach Cooley und Tukey, welche für eine Anzahl von Datenpunkten $N = 2M$ das Verfahren auf die Ordnung $\mathcal{O}(N \log N)$ reduzieren kann.

II. VERSUCHSAUFBAU UND -DURCHFÜHRUNG

A. Frequenzgang

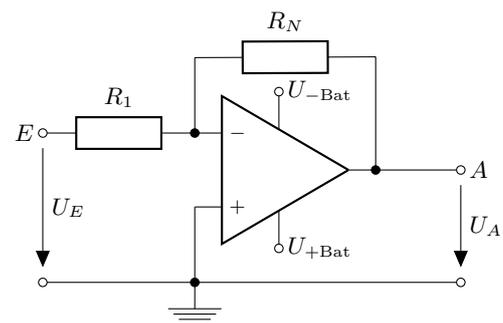


ABB. 2. Schaltbild eines invertierenden Operationsverstärkers.

Die Schaltung wird nach ABB. 2 aufgebaut. Der Operationsverstärker vom Typ OP177G wird verwendet. Die Widerstände sind anfangs $R_N = 10 \text{ k}\Omega$ und $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$. Der Eingang E_- wird mit dem Frequenzgenerator verbunden, außerdem wird das Eingangssignal auf Kanal 1 des

Oszilloskops geleitet. Das Ausgangssignal wird ebenfalls mit dem Oszilloskop verbunden. Als Triggersignal wird das Sync-Signal des Frequenzgenerators verwendet.

Zu Beginn wird der Frequenzgang der Amplitude und Phase für Frequenzen zwischen 50 Hz und 5 MHz (in Faktor 10-Schritten) manuell gemessen.

Von nun an wird zur Messung das Programm LabVIEW verwendet. Es wird erneut eine Messung bei einer Verstärkung von 10 durchgeführt, dann für eine Verstärkung von 1 und 100, indem der Widerstand R_N einmal als 1 k Ω bzw. 100 k Ω gewählt wird.

Die gleiche Messreihe wird anschließend für den Operationsverstärker OP27G durchgeführt.

B. Slew Rate

Um die Slew Rate zu untersuchen, wird an dem Frequenzgenerator eine Rechteckfrequenz mit einer Frequenz von 10 kHz eingestellt. Um eine Verstärkung von 10 zu erhalten, wird für R_N wieder ein 10 k Ω -Widerstand gewählt.

Mit LabVIEW und der `oszisnapshot.vi` wird die Kurvenform der Ein- und Ausgangsspannung für verschiedene Eingangsspannungsamplituden aufgenommen. Die Amplitude der Ausgangsspannung soll dabei von 200 mV_{pp} auf 10 V_{pp} ansteigen.

Im nächsten Versuchsabschnitt wird beim Generator ein Sinus-Signal eingestellt, durch variieren der Amplitude wird eine Spannungsamplitude gewählt, bei der das Ausgangssignal des Verstärkers beginnt, verzerrt zu werden. Beim Oszilloskop wird die FFT-Funktion eingeschaltet und der Plot für verschiedene Verzerrungsgrade, also verschiedene Spannungsamplituden aufgenommen.

C. Offset-Kompensation

Die Verstärkung der Schaltung wird auf 40 dB, also auf 100 eingestellt, indem $R_N = 100$ k Ω gewählt wird. Beide Eingänge werden auf Masse gelegt und die Ausgangsspannung wird mit einem Digitalmultimeter gemessen. Anschließend wird dieser Offset-Spannung kompensiert. Dazu werden die Pins 1 und 8 wie in ABB: 3 beschaltet. Als variabler Widerstand kommt ein Potentiometer zum Einsatz. Durch Drehen wird der geeignete Widerstand zur Minimierung der Offset-Spannung ermittelt, welcher mit dem Handmultimeter ausgelesen wird.

III. MESSWERTE

A. Frequenzgang

Die manuell erfassten Messwerte des Frequenzgangs für Amplitude und Phase bei einer Eingangsspannungsamplitude von $U_E = 100$ mV_{pp} sind in Tabelle I zu sehen.

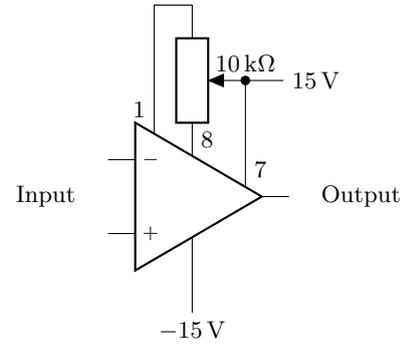


ABB. 3. Schaltplan der Kompensationsschaltung für die Offset-Spannung

B. Offset-Kompensation

Die Ausgangsspannung ohne Offset-Kompensation ist $U_A = 1.38$ mV. Mit einem Widerstand von $R = 9.49$ k Ω wurde die Ausgangsspannung auf 0.64 mV kompensiert.

IV. FORMELN

Die folgenden Zeichen und Einheiten wurden im Weiteren verwendet

- V ohne Einheit: Reale Verstärkung des OpAmp
- V_0 ohne Einheit: Eingestellte Verstärkung des OpAmp
- U in Volt [V]: Spannung
 - Index a/e : Ein- bzw. Ausgangsspannung des OpAmp
 - Index $a/e, pp$: Peak-to-Peak Ein- bzw. Ausgangsspannung des OpAmp
- $\Delta\phi$ in Grad [°]: Phasenverschiebung
- ν in Hertz [Hz]: Frequenz
- ν_g in Hertz [Hz]: Grenzfrequenz aufgrund der Tiefpasseigenschaft des OpAmp
- ν in Hertz [Hz]: Grenzfrequenz aufgrund der Slew Rate
- f_{GBW} in Hertz [Hz]: Verstärkung-Bandbreite Produkt
- SR: in Volt pro Sekunde [$V s^{-1}$]: Slew Rate, maximale Anstiegs- und Abfallzeit der Ausgangsspannung

Verstärkung: Die Verstärkung eines Operationsverstärkers ist gegeben durch

$$V = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_N}{R_1} \quad (2)$$

TAB. I. Manuelle Messung des Frequenzganges von Amplitude und Phase des Verstärkers im Bereich 50 Hz bis 5 MHz. Auf Basis der gemessenen Werte wurden die Verstärkung und die Phasenverschiebung in $^\circ$ berechnet.

Frequenz ν [Hz]	Amplitude U_A [V]	Phase Δt [μ s]	Verstärkung V [1]	Phasenversch. $\Delta\phi$ [$^\circ$]
$5 \cdot 10^1$	0.960	100.0	9.6	1.8
$5 \cdot 10^2$	0.960	100.0	9.6	18.0
$5 \cdot 10^3$	0.960	100.0	9.6	180.0
$5 \cdot 10^4$	0.760	12.4	7.6	223.2
$5 \cdot 10^5$	0.110	1.7	1.1	306.0
$5 \cdot 10^6$	0.008	0.1	0.1	324.0

Phasenverschiebung: Will man die Phasenverschiebung aus der Zeitverschiebung zweier periodischer Signale berechnen gilt

$$\Delta\phi = 360^\circ \cdot \nu \cdot \Delta t \quad (3)$$

Gain-Bandwidth-Product: Der Zusammenhang zwischen Verstärkung und Frequenz beim Operationsverstärker ist

$$V(\nu) = \frac{V_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\nu}{\nu_g}\right)^2}} = \frac{V_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\nu V_0}{f_{GBW}}\right)^2}} \quad (4)$$

Dabei ist $\nu_g = \frac{f_{GBW}}{V_0}$.

Slew-Rate: Die Slew Rate, die maximale Anstiegszeit des Verstärkers, ist definiert als

$$SR = \max(|\dot{U}_a(t)|) \quad (5)$$

Ein Sinus-Signal mit einer Frequenz

$$\nu_g > \frac{SR}{\pi \cdot U_{a,pp}} \quad (6)$$

wird nicht mehr verzerrungsfrei übertragen.

V. AUSWERTUNG

A. Frequenzgang

Die Ergebnisse der manuellen Messung des Frequenzganges der Amplitude und Phase bei einer Verstärkung von 10 ist in Tabelle I zu sehen. Anhand der manuell gemessenen Daten kann die Theorie bestätigt werden. Zum einen nimmt die Verstärkung überhalb der Grenzfrequenz ab, die Phasenverschiebung nimmt zu.

Da es sehr mühsam ist ausreichend viele Messpunkte für eine quantitative Auswertung aufzunehmen wird die Auswertung der manuellen Daten hier auf eine qualitative Natur beschränkt.

In dem Plot 5 ist der Phasengang der Amplitude bei verschiedenen Verstärkungen des Verstärkers OP177G eingetragen. Für den zweiten Verstärker OP27G ist dies in

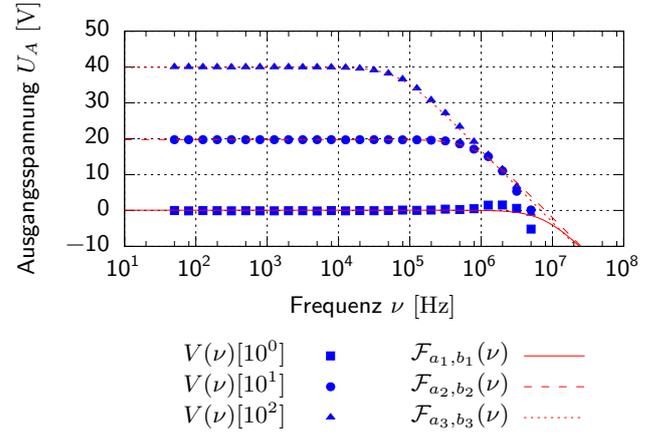


ABB. 4. Frequenzgang der Amplitude bei verschiedenen Verstärkungen des OP27G-Verstärkers.

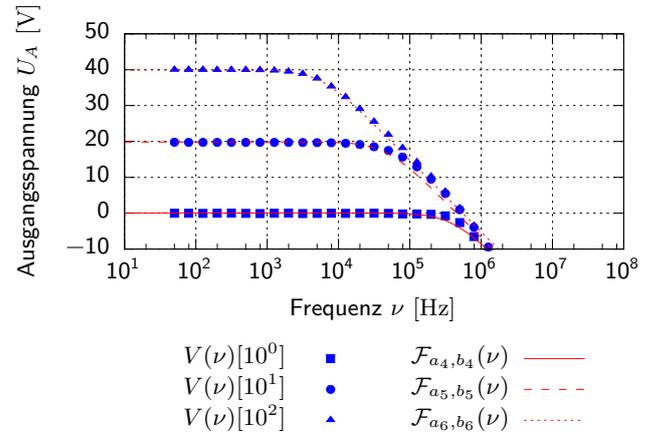


ABB. 5. Frequenzgang der Amplitude bei verschiedenen Verstärkungen des OP177G-Verstärkers.

ABB. 4 zu sehen. Die Messwerte wurden mit LabVIEW erfasst.

An die Messdaten wurde eine Funktion der Form

$$\mathcal{F}_{a,b}(\nu) = 20 \log \left[\frac{a}{\sqrt{1 + \left(\frac{a\nu}{b}\right)^2}} \right] \quad (7)$$

gefittet. Nach Gleichung 4 ist a die Verstärkung V_0 und b das Gain-Bandwidth-product f_{GBW} . In Tabelle II und III sind die Ergebnisse der Fits für beide Operationsverstärker zusammengefasst.

TAB. II. Verstärkungen und Bandbreitenprodukte des OP27G.

Verst.	a	b	V_0	f_{GBW} [MHz]
1	1.01	$8.00 \cdot 10^6$	1.01	8.0
10	9.73	$8.00 \cdot 10^6$	9.73	8.0
100	99.16	$6.86 \cdot 10^6$	99.18	6.8

TAB. III. Verstärkungen und Bandbreitenprodukte des OP177G.

Verst.	a	b	V_0	f_{GBW} [MHz]
1	1.01	$4.00 \cdot 10^5$	1.01	0.40
10	9.85	$4.57 \cdot 10^5$	9.85	0.46
100	99.54	$5.50 \cdot 10^5$	99.54	0.55

Die auf den Datenblättern angegebenen Werte für das Bandbreitenprodukt lauten $f_{\text{GBW}} = 8.0 \text{ MHz}$ (OP27G) und $f_{\text{GBW}} = 0.4 - 0.6 \text{ MHz}$ (OP177G). Die ermittelten Werte stimmen also mit den angegebenen Werten überein.

Der Frequenzgang der Phasenverschiebung beider Operationsverstärker ist in ABB. 6 und 7 zu sehen.

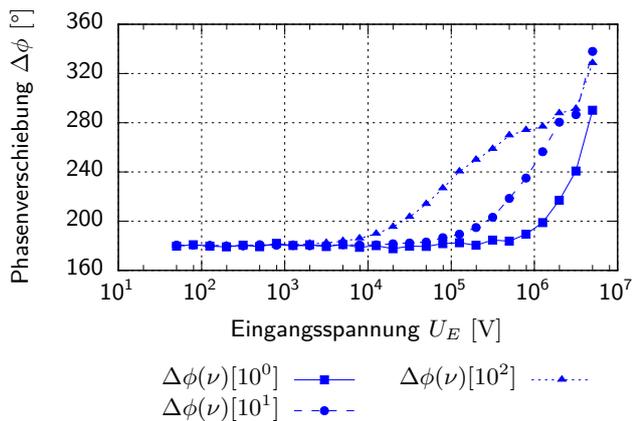


ABB. 6. Frequenzgang der Phase des OP27G

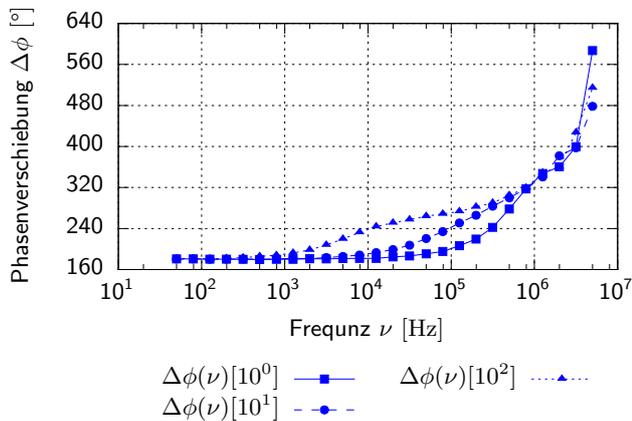


ABB. 7. Frequenzgang der Phase des OP177G

B. Slew Rate

In ABB. 8 sind die Signalverläufe der Ausgangsspannung für verschiedene Amplituden der Eingangsspannung

zu sehen. Als Eingangsspannung wird ein Rechtecksignal mit 10 kHz gewählt. Es fällt auf, dass mit steigender Amplitude das Signal der Ausgangsspannung verändert wird. Es entwickelt sich immer mehr zu einer Freieckspannung. Das liegt an der begrenzten Anstiegszeit des Operationsverstärkers (Slew Rate). Bei einer Eingangsspannung mit $U = 10 \text{ V}_{\text{pp}}$ lässt sich die Slew Rate bestimmen, in dem man eine Gerade der Form

$$\mathcal{F}_a(\nu) = a\nu + b \quad (8)$$

an die ansteigende bzw. abfallende Flanke der Dreiecksspannung legt. Der Parameter b ist dabei irrelevant. Die Steigung der aufsteigenden Flanke beträgt

$$a_{\text{auf}} = 0.195$$

und die der abfallenden

$$a_{\text{ab}} = -0.211.$$

Die *maximale* Änderungsgeschwindigkeit beträgt also $\text{SR} = 0.21 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$.

In Abbildung 9 sind drei Fourierspektren für drei verschiedene Eingangsspannungen abgebildet. Betrachtet man die Spektren unter dem Gesichtspunkt der in Abbildung 8 zunehmenden Verzerrung des Signals, so erkennt man leicht folgende Eigenschaften:

$U_e = 0.3 \text{ V}_{\text{pp}}$: Das übertragene Signal ist bis auf Rauschen immernoch ein beinahe perfekter Sinus. Es ergibt sich also ein Peak bei der Anregungsfrequenz des Sinus.

$U_e = 1.0 \text{ V}_{\text{pp}}$: Der Sinus wird zunehmend verzerrt. Der Peak bei der Anregungsfrequenz dominiert weiterhin, jedoch werden höhere Moden ebenfalls sichtbar, was mit den zusätzlich nötigen Termen in der Fourier-Reihe zu begründen ist.

$U_e = 1.5 \text{ V}_{\text{pp}}$: Der Sinus ist nun komplett zu einem Dreieck-Signal verzerrt. Der Theorie zufolge müssten die Koeffizienten mit k^{-2} abfallen, was im Plot jedoch nicht so ganz stimmt. Es ist jedoch gut sichtbar, dass weitere Koeffizienten hinzukommen.

C. Limitierte Bandbreite

Die Slew Rate begrenzt die Bandbreite, bei der eine verzerrungsfreie Übertragung möglich ist, nach Gleichung 6, jedoch begrenzt auch das Tiefpassverhalten der Schaltung die Bandbreite. Hier gilt

$$\nu_g = \frac{f_{\text{GBW}}}{V_0}.$$

Da die Grenzfrequenz des Tiefpasses bei diesem Versuch niedriger war, hat die Slew Rate keinen Einfluss auf die Bandbreitenbegrenzung. Bei schnellen Ausgangsspannungsänderungen, z.B. bei Rechteckspannungen mit

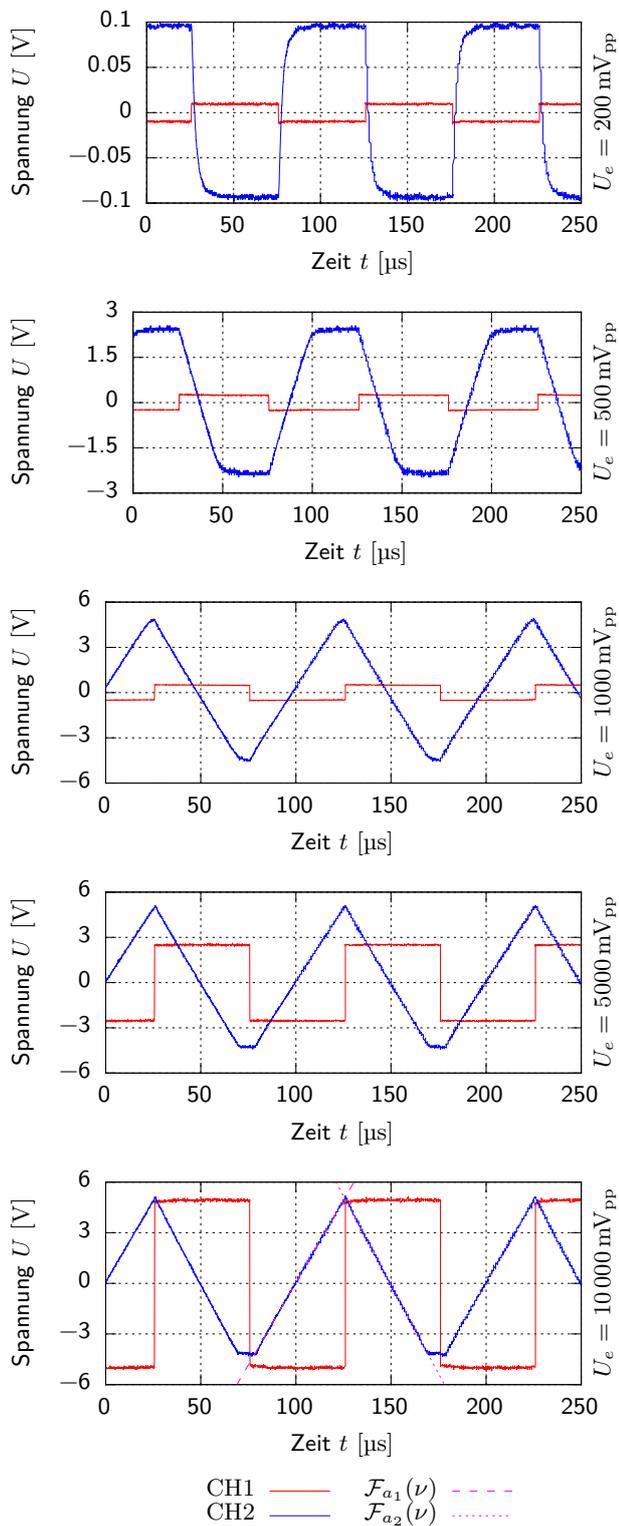


ABB. 8. Signalform der Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Amplitudenwertes der Eingangsspannung. Verwendet wurde der OP177G mit einer Verstärkung von 10

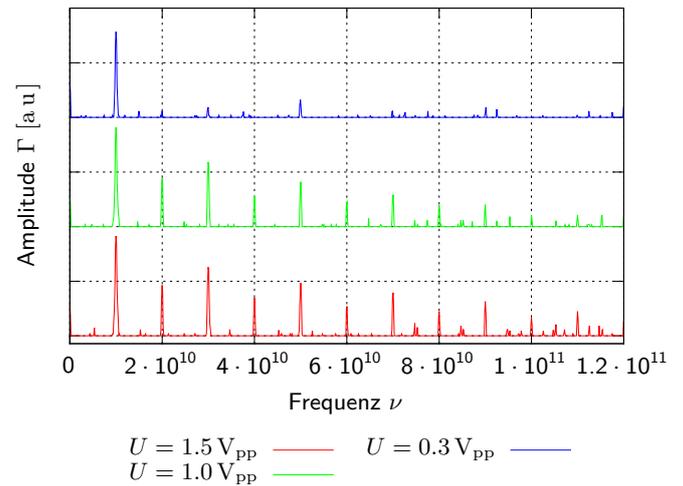


ABB. 9. FFT eines Sinussignals bei unterschiedlichen Eingangsspannungen

hoher Amplitude, ist die Slew Rate groß, und somit auch die Grenzfrequenz. Dann bestimmt die vom Tiefpassverhalten bestimmte Grenzfrequenz die Bandbreite, diese ist unabhängig von Ein- und Ausgangsspannung. Ist die Slew Rate klein, sorgt sie für die Bandbreitenbegrenzung.

$$\nu_g > \frac{0.21 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}}{\pi \cdot 10 \text{ V}}$$

D. Offset-Kompensation

Bei einer kurzgeschlossenen Eingängen wurde eine Ausgangsspannung von $U_A = 1.38 \text{ mV}$ gemessen. Die Verstärkung beträgt 100. Daraus errechnet sich die Eingangs-Offsetspannung zu:

$$U_{\text{Offset}} = \frac{U_A}{V} = \frac{U_A = 1.38 \text{ mV}}{100} = 13.8 \mu\text{V}$$

Nach ABB. 3 wurde die Offsetspannung mit Hilfe einer Widerstandsdekade kompensiert. Bei einem Widerstand von $R = 9.49 \text{ k}\Omega$ wurde eine minimale Eingangsspannung von 0.64 mV erreicht.

VI. FEHLERRECHNUNG

Im Folgenden werden relativen Abweichungen zu den Werten in den Datenblättern berechnet.

Gain-Bandwidth-Product: Für den Verstärker OP177G wurde durchschnittlich $f_{\text{GBW}} = 7.6 \text{ MHz}$ gemessen. Das Datenblatt sieht vor $f_{\text{GBW}} = 8.0 \text{ MHz}$.

Folglich gilt

$$\begin{aligned} Q[\hat{f}_{\text{GBW}}, f_{\text{GBW}}] &= \frac{\hat{f}_{\text{GBW}} - f_{\text{GBW}}}{\hat{f}_{\text{GBW}}} \\ &= \frac{8.0 \text{ MHz} - 7.6 \text{ MHz}}{8.0 \text{ MHz}} = 5\% \end{aligned}$$

Für den Verstärker OP27G wurde im Durchschnitt $f_{\text{GBW}} = 0.47 \text{ MHz}$ gemessen. Laut Datenblatt gilt typischerweise $\hat{f}_{\text{GBW}} = 0.6 \text{ MHz}$. Folglich gilt

$$\begin{aligned} Q[\hat{f}_{\text{GBW}}, f_{\text{GBW}}] &= \frac{\hat{f}_{\text{GBW}} - f_{\text{GBW}}}{\hat{f}_{\text{GBW}}} \\ &= \frac{0.6 \text{ MHz} - 0.47 \text{ MHz}}{0.6 \text{ MHz}} = 21\% \end{aligned}$$

Slew Rate: Die Slew Rate wurde lediglich für OP177G bestimmt mit $\text{SR} = 0.21 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$. Die Dokumentation gibt eine typische Slew Rate von $\hat{\text{SR}} = 0.3 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$. Die relative Abweichung beträgt

$$\begin{aligned} Q[\hat{\text{SR}}, \text{SR}] &= \frac{\hat{\text{SR}} - \text{SR}}{\hat{\text{SR}}} \\ &= \frac{0.3 \text{ MHz} - 0.21 \text{ MHz}}{0.3 \text{ MHz}} = 30\% \end{aligned}$$

Input-Offset-Voltage: Für die Offsetspannung wurde $U_{\text{Offset}} = 13.8 \mu\text{V}$ gemessen. Dies steht einem vorge-

sehenen Wert von $20 \mu\text{V}$ aus dem Datenblatt gegenüber.

$$\begin{aligned} Q[\hat{U}_{\text{Offset}}, U_{\text{Offset}}] &= \frac{\hat{U}_{\text{Offset}} - U_{\text{Offset}}}{\hat{U}_{\text{Offset}}} \\ &= \frac{20 \mu\text{V} - 13.8 \mu\text{V}}{20 \mu\text{V}} = 31\% \end{aligned}$$

VII. ZUSAMMENFASSUNG

In dem Versuch wurde das Verhalten realen Operationsverstärker untersucht. Es kamen die Operationsverstärker OP27G und OP177G zum Einsatz.

Die gemessenen Bandbreitenprodukte von $f_{\text{GBW}} = 8.0 \text{ MHz}$ (OP27G) und $f_{\text{GBW}} = 0.4 - 0.6 \text{ MHz}$ (OP177G) stimmen mit den Angaben auf den Datenblättern überein.

Die Slew Rate des OP177G konnte bestimmt werden zu $\text{SR} = 0.21 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$, auch dieser Wert war laut Datenblatt zu erwarten.

Durch die Analyse der Fouriertransformierten von Sinussignalen, konnte herausgefunden werden, dass für höhere Eingangsspannungen zunehmend mehr Obertöne der Grundschwingung hinzukommen. Das Sinussignal wird dabei zu einem Dreieckssignal deformiert.

Für die Bandbreitenbeschränkung war in diesem Versuch die Tiefpassverhalten der Schaltung verantwortlich.

Beim OP177G wurde eine Offset-Eingangsspannung von $U_{\text{Offset}} = 13.8 \mu\text{V}$ gemessen, diese wurde nach ABB. 3 mit einem Widerstand von $R = 9.49 \text{ k}\Omega$ kompensiert.

[1] A. Arnold, *Physik auf dem Computer*, 2nd ed. (Universität Stuttgart, 2013).

[2] *Versuchsanleitung*, Universität Stuttgart (2013).