

Integrierte Schaltungstechnik

alternative Prüfungsleistung

Sommersemester 2013

Jürgen Döffinger (631551)

10. Juni 2013

Inhaltsverzeichnis

1	Aufgabenstellung	1
2	Lösungsansätze	2
2.1	Aufgabe 1	2
2.1.1	Grund- und Elementarschaltungen	2
2.1.2	funktionelle Gruppen	5
2.2	Aufgabe 2	6
2.2.1	Modellierung der Transistoren	6
2.2.2	Arbeitspunkteinstellung	7
2.3	Aufgabe 3 (Spannungsverstärkungen und Grenzfrequenzen)	10
2.3.1	Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	10
2.3.2	Spannungsverstärkung der Differenzstufe	12
2.3.3	Spannungsverstärkung der Treiberstufe	13
2.3.4	Spannungsverstärkung der Endstufe	15
2.3.5	Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen	16
2.4	Aufgabe 4 (Stabilität, Spannungsfolger, Phasenreserve)	18
2.4.1	Stabilität	18
2.4.2	maximale Verstärkung bei Phasenreserve $\varphi > 60^\circ$	21
2.4.3	Spannungsfolger	21

Abbildungsverzeichnis

1	Schaltung zur Aufgabenstellung	1
2	Signalpfad 1	4
3	Signalpfad 2	4
4	Schaltung mit Stromquelle zur Stromeinstellung der oberen Strombank	7
5	Messwert - Strom I_q der Stromquelle	7
6	offsetkompensierte Schaltung	9
7	Messschaltung - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	11
8	Messergebnis - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	11
9	Messwerte - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	12
10	Messergebnis - Spannungsverstärkung der Differenzstufe	12
11	Messwerte - Spannungsverstärkung der Differenzstufe	13
12	Messergebnis - Spannungsverstärkung der Treiberstufe	14
13	Messwerte - Spannungsverstärkung der Treiberstufe	14
14	Messergebnis - Spannungsverstärkung der Endstufe	15
15	Messwerte - Spannungsverstärkung der Endstufe	16
16	Messergebnis - Grenzfrequenzen der einzelnen Verstärkerstufen	17
17	Messwerte - Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen	17
18	nicht invertierender Verstärker	19
19	Messschaltung zur Ermittlung der Stabilität	20
20	Messwerte - Phasenreserve bei eingestelltem $v'_u = 12,412$	21
21	Spannungsfolger	22
22	Messschaltung zur Ermittlung der Phasenreserve des Spannungsfolgers	22
23	Messergebnis - Nyquist-Ortskurve des Spannungsfolgers	23

Tabellenverzeichnis

1	Abkürzungen der Grund- und Elementarschaltungen	2
2	Grund- und Elementarschaltungen in den Signalpfaden	3
3	funktionelle Gruppen	5
4	Modellparameter der Transistoren	6

1 Aufgabenstellung

In der alternativen Prüfungsleistung im Fach integrierte Schaltungstechnik in der Auslegung als Belegarbeit, wurde folgende Aufgabe gestellt.

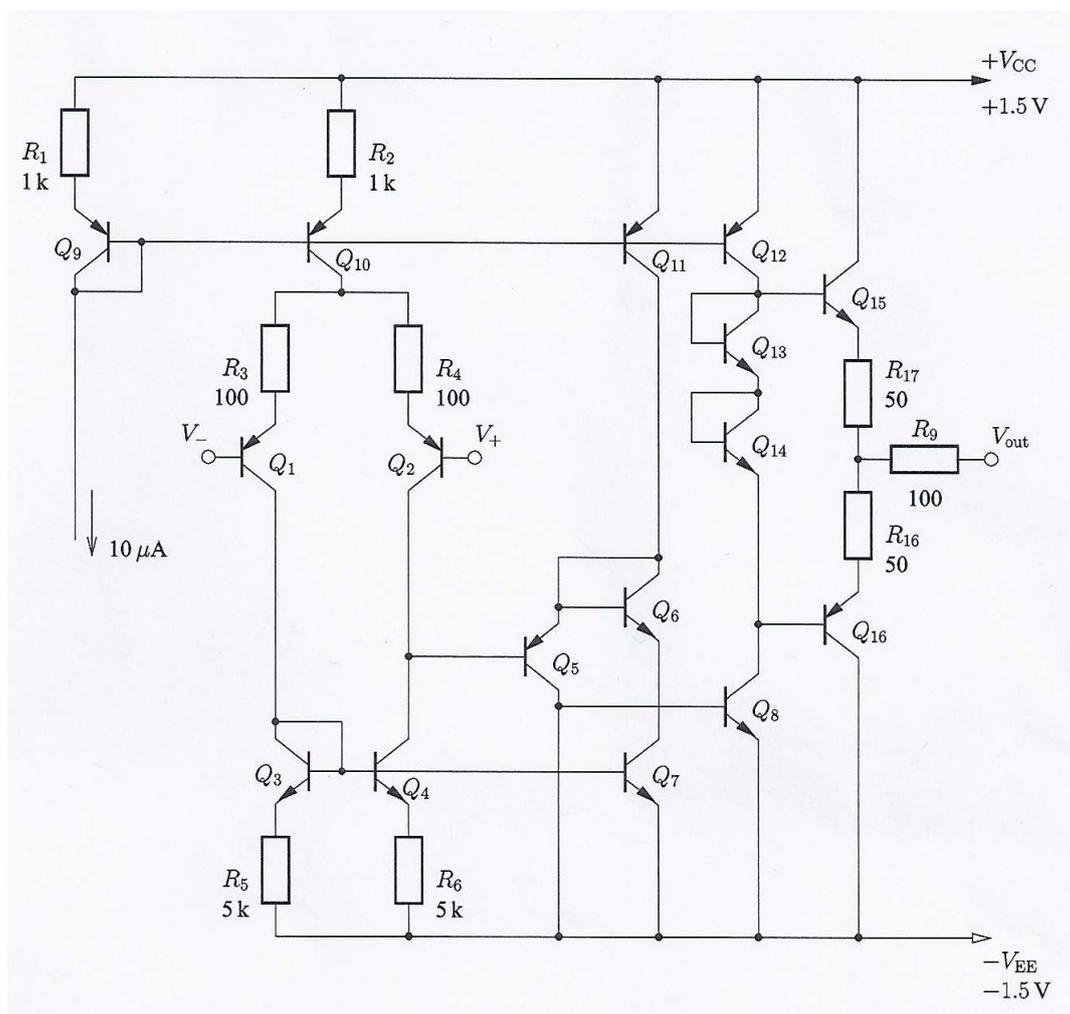


Abbildung 1: Schaltung zur Aufgabenstellung

Die integrierten Bipolar-Transistoren haben folgende Eigenschaften:

$$\text{npn } B_f = 172 \quad U_A = 82,3 \text{ V}$$

$$\text{pnp } B_f = 28 \quad U_A = 16,8 \text{ V}$$

1. Ermitteln Sie die Signalpfade und alle Grund- und Elementarschaltungen, die in dieser Verstärkerschaltung verwendet werden.
2. Vervollständigen und Dimensionieren Sie die Arbeitspunkteinstellung. Treffen Sie ggf. sinnvolle Festlegungen für fehlende Größen.

3. Wie groß sind die Spannungsverstärkungen v_{ui} und die Grenzfrequenz f_{gi} der einzelnen Verstärkerstufen bzw. Leerlaufverstärkungen v_u des gesamten Operationsverstärkers?
4. Untersuchen Sie die Stabilität der Schaltung. Kann dieser Verstärker als Spannungsfolger ($v'_u = 1$) betrieben werden? Bis zu welcher Verstärkung kann der Verstärker gegengekoppelt werden, so dass die Phasenreserve $\varphi_R = 60^\circ$ beträgt?
5. Wie kann eine Frequenzgangkompensation realisiert werden, so dass der Operationsverstärker bei einer Phasenreserve $\varphi_R = 60^\circ$ als Spannungsfolger betrieben werden kann? Dimensionieren Sie die Frequenzkompensation.

2 Lösungsansätze

2.1 Aufgabe 1

In der Aufgabe 1 sollen die Signalpfade und alle Grund- und Elementarschaltungen ermittelt werden, die in der Verstärkerschaltung nach Abbildung 1 vorkommen.

2.1.1 Grund- und Elementarschaltungen

Zur Ermittlung der Grundschaltungen wurden die Signalpfade jeweils in den Schaltplan eingezeichnet und die Wege nachverfolgt und in der Tabelle 2 die Grund- und Elementarschaltungen eingetragen. Für die Grund- und Elementarschaltungen wurden folgende Abkürzungen verwendet.

Abkürzung	Bezeichnung
E	Emitterstufe
B	Basisstufe
C	Kollektorstufe
C^{-1}	inverse Kollektorstufe
L	Laststufe

Tabelle 1: Abkürzungen der Grund- und Elementarschaltungen

Zusätzlich wird bei Widerständen mit einem X gekennzeichnet, dass diese im Signalpfad enthalten sind. Die Nummer über dem jeweiligen Signalpfad steht für die Abbildung im Anhang, welche den Pfad im Schaltplan zeigt.

	1	2
	V_-	V_-
Q_1	C	C
Q_2	C^{-1}	B
Q_3		
Q_4		L
Q_5		E
Q_6		
Q_7		
Q_8		E
Q_9		
Q_{10}	L	L
Q_{11}		
Q_{12}		L
Q_{13}		B
Q_{14}		B
Q_{15}		C
Q_{16}		C
R_1		
R_2	X	X
R_3	X	X
R_4	X	X
R_5		
R_6		X
R_9		X
R_{16}		X
R_{17}		X
	V_+	V_{out}

Tabelle 2: Grund- und Elementarschaltungen in den Signalpfaden

Im folgenden sind die einzelnen Strompfade abgebildet.

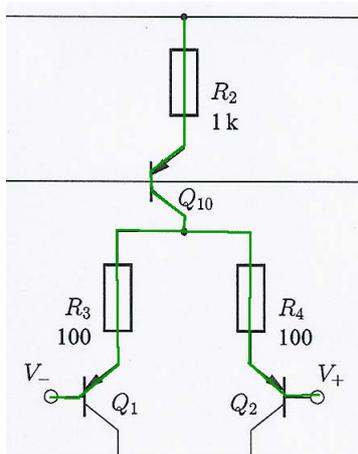


Abbildung 2: Signalpfad 1

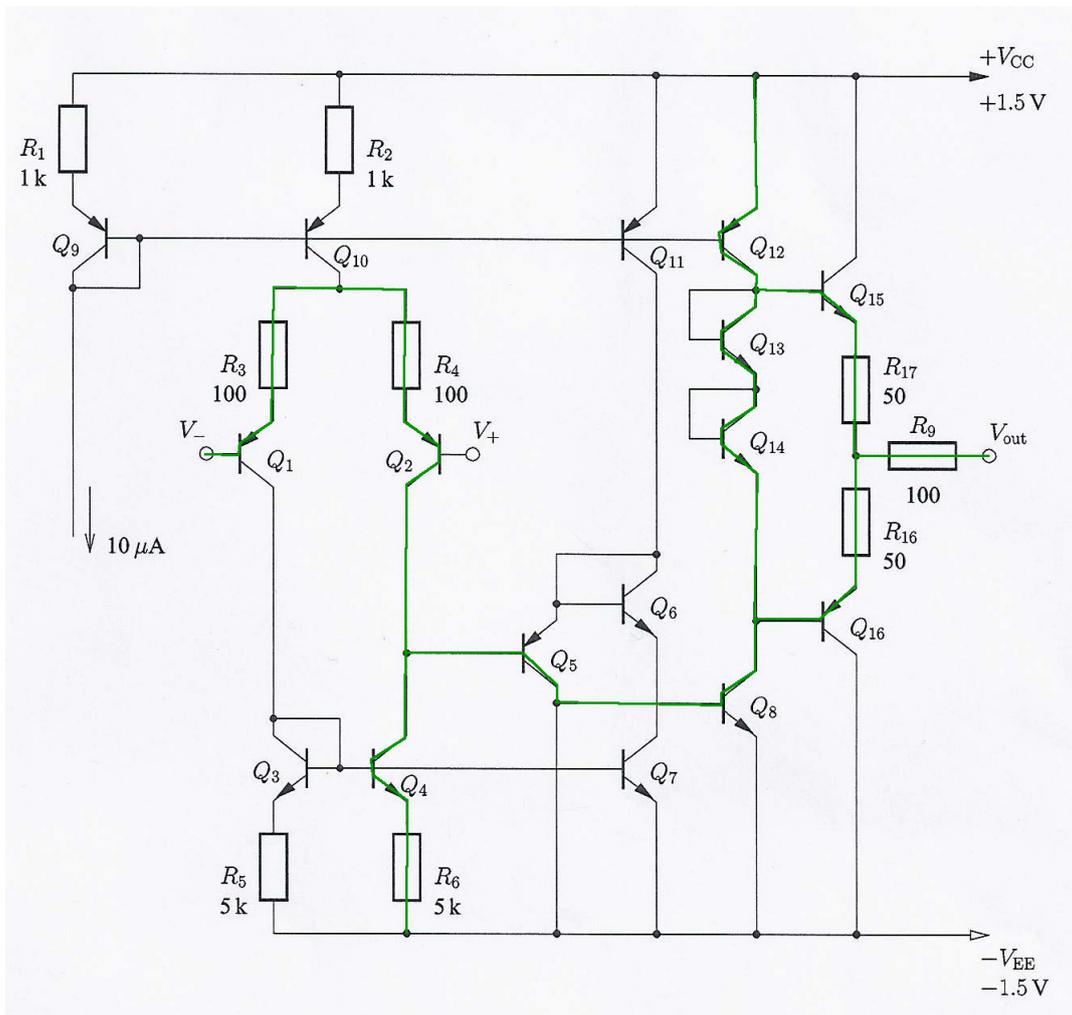


Abbildung 3: Signalpfad 2

2.1.2 funktionelle Gruppen

Als nächstes wurden die funktionellen Gruppen aus den Grund- und Elementarschaltungen der Signalpfade zusammengefasst und in die Tabelle 3 eingetragen.

Bauelemente	funktionelle Gruppen
R_1	Gegenkopplungswiderstand
R_2	Gegenkopplungswiderstand
R_5	Gegenkopplungswiderstand
R_6	Gegenkopplungswiderstand
Q_1, Q_2	Differenzenpaar
Q_3, Q_4	Stromspiegel
Q_3, Q_7	Stromspiegel
Q_3, Q_4, Q_7	Strombank
Q_9, Q_{10}	Stromspiegel
Q_9, Q_{11}	Stromspiegel
Q_9, Q_{11}	Stromspiegel
Q_9, Q_{12}	Stromspiegel
$Q_9, Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}$	Strombank
Q_{13}	npn-Diode
Q_{14}	npn-Diode
$Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_{10}$	Differenzstufe
Q_5, Q_8	Komplementär-Darlington ?????

Tabelle 3: funktionelle Gruppen

2.2 Aufgabe 2

2.2.1 Modellierung der Transistoren

Da die Lösung der Aufgaben mithilfe von LTSpice gelöst werden sollen, sind zunächst der npn- und pnp-Transistor zu modellieren.

Für beide Transistoren wurden neben, den in der Aufgabenstellung festgelegten Werte, folgende weitere Werte festgelegt:

Bezeichnung	Formelzeichen	SPICE-Name	npn	pnp
Stromverstärkung (vorwärts)	B_F	BF	172	28
Stromverstärkung (rückwärts)	B_R	BR	1	1
Transportsättigungsstrom	I_S	IS	1 fA	1 fA
Early-Spannung der BC-Diode	U_{AF}	VAF	82,3 V	16,8 V
Emitterbahnwiderstand	r_{EE}	RE	0,5 Ω	0,5 Ω
Kollektorbahnwiderstand	r_{EE}	RE	10 Ω	10 Ω
Basisbahnwiderstand	r_{EE}	RE	2 Ω	2 Ω
Basis-Emitter-Sperrschichtkapazität	C_{je0}	CJE	10 pF	10 pF
Basis-Kollektor-Sperrschichtkapazität	C_{jc0}	CJC	30 pF	30 pF

Tabelle 4: Modellparameter der Transistoren

Mit diesen Werten ergibt sich folgende SPICE-Modelle:

```
.model ISTn NPN(IS=1F BF=172 VAF=82.3 BR=1 RB=10 RE=.5 RC=2
+ CJE=10E-12 CJC=30E-12)

.model ISTp PNP(IS=1F BF=28 VAF=16.8 BR=1 RB=10 RE=.5 RC=2
+ CJE=47.425E-12 CJC=29.149E-12)
```

Die Festlegung der Bahnwiderstände und der Sperrschichtkapazitäten war notwendig, da sonst kein dynamisches Verhalten bzw. zeitliches Verhalten der Transistoren simuliert wurden wäre, da sich LTSpice so verhält, dass es für nicht vergebene Parameter Standardwerte vergibt, welche dafür sorgen, dass die damit zusammenhängenden Effekte nicht simuliert werden. Aus den SPICE-Modellen geht hervor, dass der npn-Transistor die Bezeichnung $ISTn$ und der pnp-Transistor die Bezeichnung $ISTp$ erhalten hat.

2.2.2 Arbeitspunkteinstellung

Für die Arbeitspunkteinstellung ist der vorgegebene Strom der Strombank ($Q_9, Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}$) $I_q = 10 \mu A$ über eine Stromquelle einzustellen. Die Stromquelle wurde mittels eines einfachen Stromspiegels modelliert. Abbildung 4 zeigt die so geänderte Schaltung mit dem Stromspiegel als Stromquelle, welche aus den Transistoren Q_{17} und Q_{18} , sowie dem Widerstand R_7 gebildet wird. Für den gewünschten Strom $I_q = 10 \mu A$ ist der Widerstand $R_7 = 242,946 \text{ k}\Omega$ zu wählen.

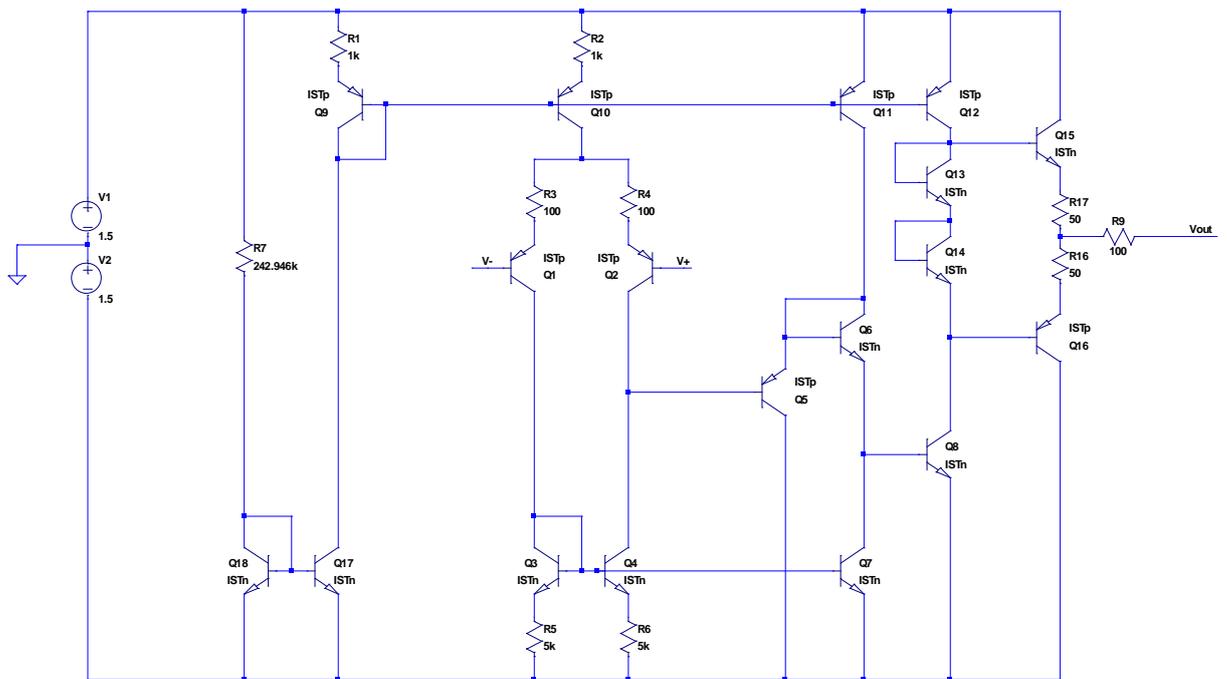


Abbildung 4: Schaltung mit Stromquelle zur Stromeinstellung der oberen Strombank

Abbildung 5 zeigt den Messwert für I_q nach der Umsetzung der Modellierung der Stromquelle.

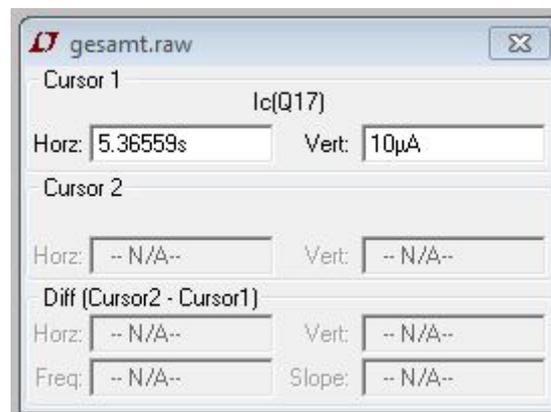


Abbildung 5: Messwert - Strom I_q der Stromquelle

Eine weitere Einstellung ist die Offsetspannung zu kompensieren. Bei einem idealen Operationsverstärker ist die Ausgangsspannung Null, wenn die Differenzspannung $U_d = 0 \text{ V}$ ist.

Die Differenzspannung U_d ergibt sich aus der Subtraktion der Eingangsspannung V_+ des nicht invertierenden Eingangs und der Eingangsspannung V_- des invertierenden Eingangs.

$$U_d = V_+ - V_- \quad (1)$$

Bei einem realen OPV tritt trotz $U_d = 0$ V eine Ausgangsspannung auf. Diese Spannung wird als Offsetspannung bezeichnet. Diese Offsetspannung ist zu kompensieren. Dies kann durch eine externe Beschaltung des Operationsverstärkers geschehen. In dieser Belegarbeit geht es aber darum, den Operationsverstärker so einzustellen, dass dieser direkt und ohne weitere Maßnahmen verwendet werden kann. Daher wird hier die Offsetkompensation integriert und über die Änderung des Widerstandes R_6 vorgenommen.

Bei dem Versuch den Widerstand R_6 zu verwenden, um die Offsetkompensation darüber einzustellen, ergab sich ein Problem mit der vorgegebenen Schaltung. Die Ausgangsspannung änderte sich, bei Verändern des Widerstandswertes nicht. Die Ursache konnte in der Verbindung zwischen Treiberstufe und Endstufe ermittelt werden. Die Verbindung zwischen Kollektor des Transistors Q_5 als Ausgang der Treiberstufe und die Basis des Transistors Q_8 als Eingang der Endstufe erscheint dem Verfasser der Belegarbeit als falsch. Daher wurde diese Verbindung aufgelöst und durch die Verbindung zwischen Emitter des Transistors Q_6 , als neuer Ausgang der Treiberstufe, und der Basis des Transistors Q_8 ersetzt. Mit der vorgenommenen Änderung konnte nun eine Änderung der Ausgangsspannung bzw. Offsetspannung, bei Veränderung des Widerstandswertes R_6 , gemessen werden. Über diese Methode wurde der Wert für den Widerstand R_6 mit $4438,8265 \Omega$ ermittelt. Die Schaltung mit geänderten Widerstandswert R_6 zur Offsetkompensation zeigt Abbildung 6.

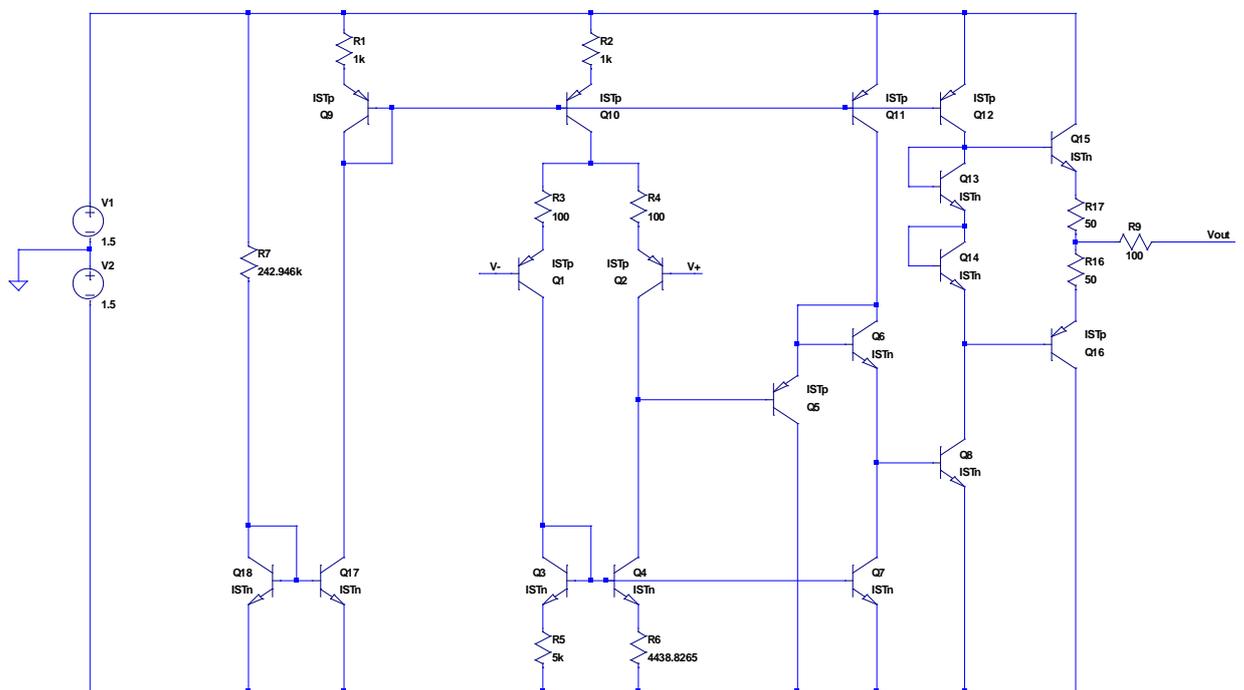


Abbildung 6: offsetkompensierte Schaltung

2.3 Aufgabe 3 (Spannungsverstärkungen und Grenzfrequenzen)

In der 3. Aufgabenstellung soll die Leerlaufverstärkung v_u des Operationsverstärkers und die Spannungsverstärkungen v_{ui} und die Grenzfrequenzen f_{gi} der einzelnen Verstärkerstufen ermittelt werden.

2.3.1 Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

Die Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers v_u , wird über die Kennlinie $V_{out} = f(V_D)$ gemessen. Die Kennlinie gibt dabei nicht direkt die Leerlaufverstärkung wieder. Die Steigung der Kennlinie ist die Leerlaufverstärkung und kann aus den Spannungsdifferenzen der Eingangsspannungen und den dazugehörigen Ausgangsspannungen nach Gleichungen (2) und (3) mit $V_D = V_{in} = V_+ - V_-$ ermittelt werden.

$$v_u = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \quad (2)$$

$$v_u|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\left| \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \right| \right) \quad (3)$$

Zur Aufnahme der Kennlinie $V_{out} = f(V_D)$ wird der invertierende Eingang auf Masse gelegt und an den nicht invertierenden Eingang eine Spannungsquelle V3 angeschlossen, wie es die Abbildung 7 zeigt. Über LTSpice wird ein DC Sweep durchgeführt, welcher die Eingangsspannung am nicht invertierenden Eingang über die Spannungsquelle V3 von $-5 \mu\text{V}$ bis $5 \mu\text{V}$ in 1 nV Schritten durchläuft. Der Spannungsbereich für die Eingangsspannung in der der OPV arbeitet, wurde bereits bei der Messung der Offsetspannung bzw. nach der Offsetkompensation ermittelt. Das Ergebniss der Messung zeigt Abbildung 8

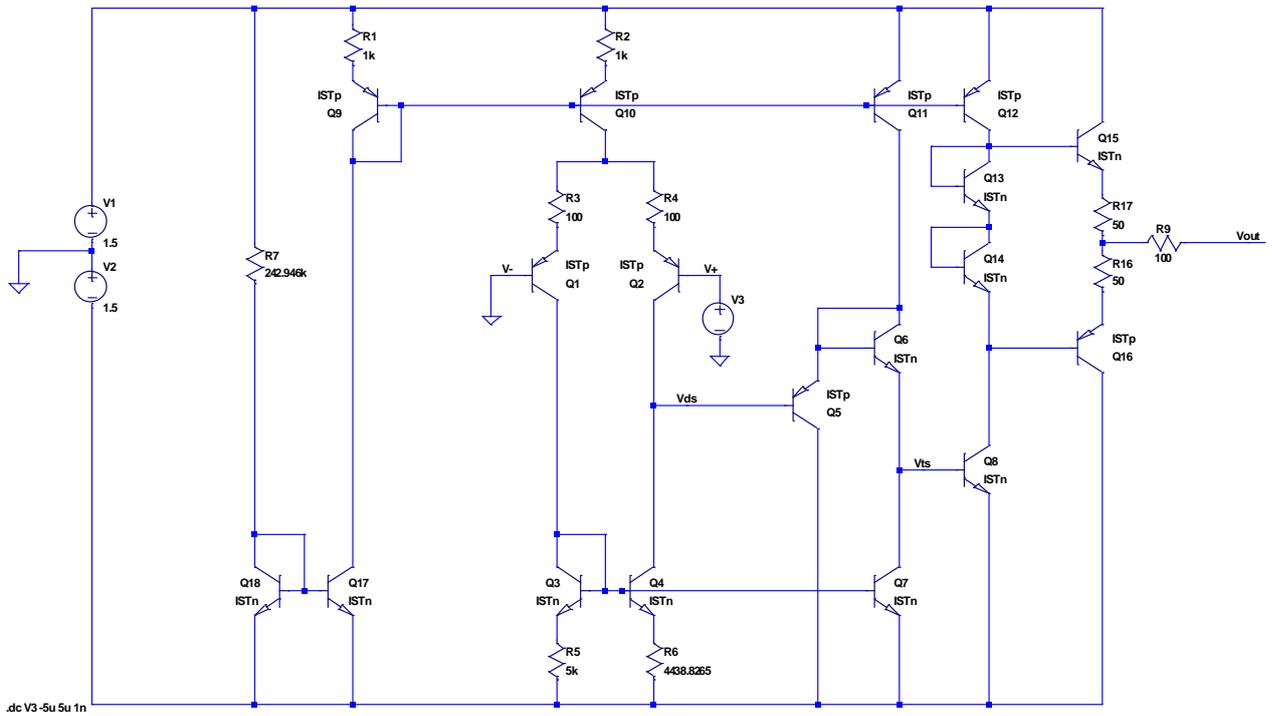


Abbildung 7: Messschaltung - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

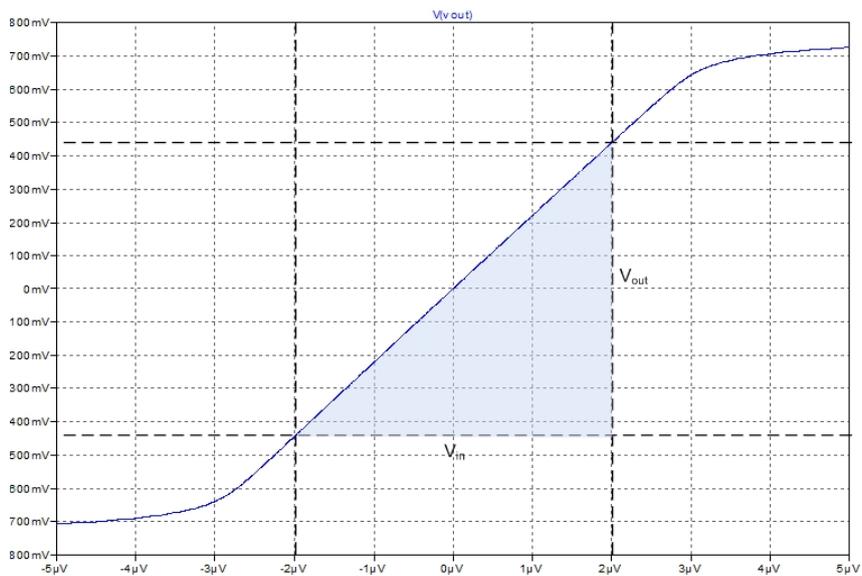


Abbildung 8: Messergebnis - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

Mit den Messwerten aus Abbildung 9 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich eine Leerlaufverstärkung $v_u = 220970 \approx 106,89$ dB.

$$v_u = \frac{438,495 \text{ mV} - (-441,227 \text{ mV})}{1,99584 \text{ } \mu\text{V} - (-1,98545 \text{ } \mu\text{V})}$$

$$v_u \approx 220976 \approx 106,89 \text{ dB}$$

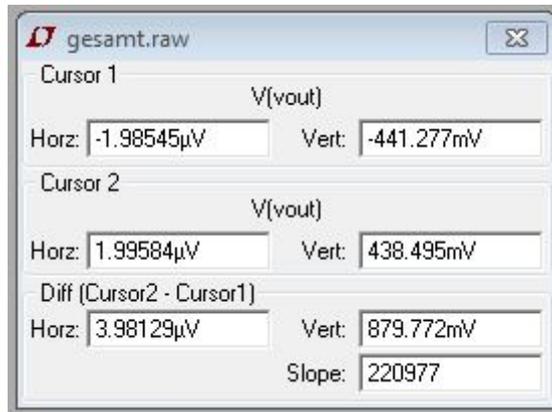


Abbildung 9: Messwerte - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

2.3.2 Spannungsverstärkung der Differenzstufe

Zur Messung der Spannungsverstärkung v_{u1} der Differenzstufe, wird die gleiche Messschaltung wie bei der Messung der Leerlaufverstärkung des gesamten Operationsverstärkers verwendet. Der DC Sweep wird ebenfalls mit den gleichen Einstellungen angewendet. Für das Messergebnis wird allerdings als Ausgangsspannung nicht V_{out} verwendet, sondern die Ausgangsspannung V_{ds} der Differenzstufe. V_{ds} ist die Spannung, welche am Kollektor des Transistors Q_2 anliegt. Das Ergebnis der Messung, kann der Abbildung 10 entnommen werden.

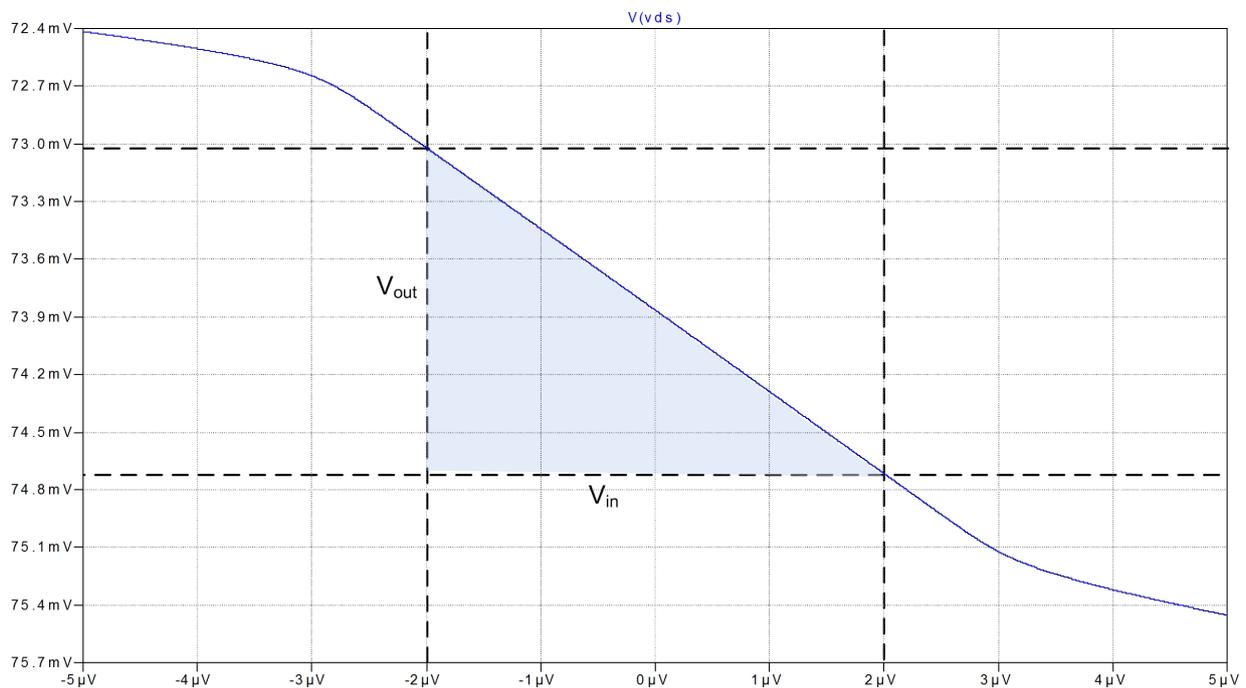


Abbildung 10: Messergebnis - Spannungsverstärkung der Differenzstufe

Mit den Messwerten aus Abbildung 11 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich, für die Differenzstufe, eine Spannungsverstärkung $v_{u1} = -593,578 \approx 55,47 \text{ dB}$.

$$v_u = \frac{213,789 \text{ mV} - (-972,397 \text{ mV})}{-2,99945 \text{ mV} - (-1,00109 \text{ mV})}$$

$$v_u \approx -593,578 \approx 55,47 \text{ dB}$$

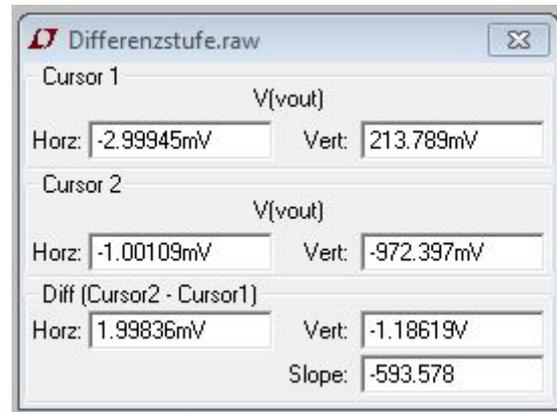


Abbildung 11: Messwerte - Spannungsverstärkung der Differenzstufe

Das negative Vorzeichen der Spannungsverstärkung, weist daraufhin, dass das Ausgangssignal eine Phasendrehung von 180° gegenüber dem Eingangssignal aufweist.

2.3.3 Spannungsverstärkung der Treiberstufe

Auch hier wird zur Messung der Spannungsverstärkung v_{u2} die Schaltung nach Abbildung 7 verwendet. Der DC Sweep kommt mit den gleichen Parametern, wie bei der Messung der Leerlaufverstärkung des gesamten Operationsverstärker zur Anwendung. Die Eingangsspannung V_{in} entspricht der Ausgangsspannung V_{ds} der Differenzstufe. Die Ausgangsspannung V_{out} entspricht der Ausgangsspannung V_{ts} der Treiberstufe, welche am Emitter des Transistors Q_6 anliegt. Das Messergebnis zeigt Abbildung 12.

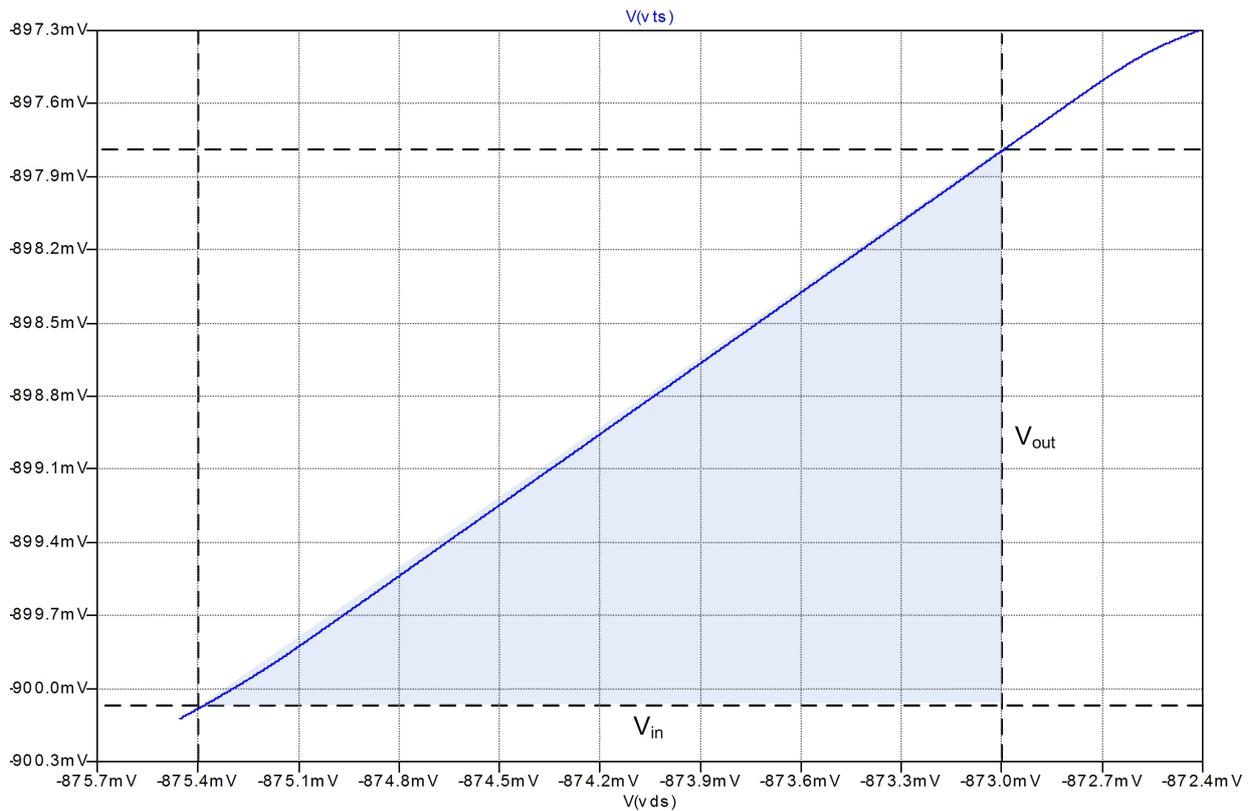


Abbildung 12: Messergebnis - Spannungsverstärkung der Treiberstufe

Mit den Messwerten aus Abbildung 13 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich, für die Treiberstufe, eine Spannungsverstärkung $v_{u2} = 0,968471 \approx -0,28 \text{ dB}$.

$$v_{u2} = \frac{-899,827 \text{ mV} - (-897,796 \text{ mV})}{-875,098 \text{ mV} - (-873,002 \text{ mV})}$$

$$v_{u2} \approx 0,968471 \approx -0,28 \text{ dB}$$

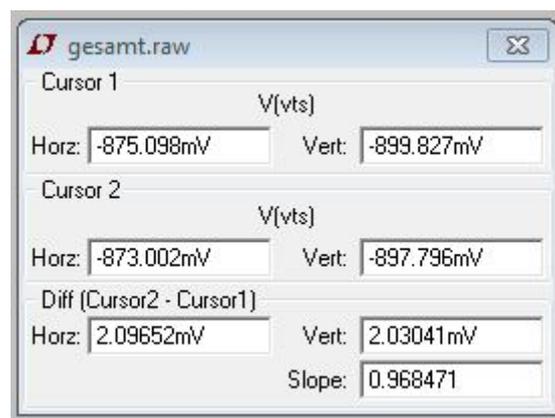


Abbildung 13: Messwerte - Spannungsverstärkung der Treiberstufe

2.3.4 Spannungsverstärkung der Endstufe

Zur Messung der Spannungsverstärkung v_{u3} der Endstufe wird wiederum die Messschaltung nach Abbildung 7 verwendet. Erneut kommt der DC Sweep mit den gleichen Parametern, wie bei der Messung der Leerlaufverstärkung des gesamten Operationsverstärkers zur Anwendung. Das Messergebnis zeigt Abbildung 14.

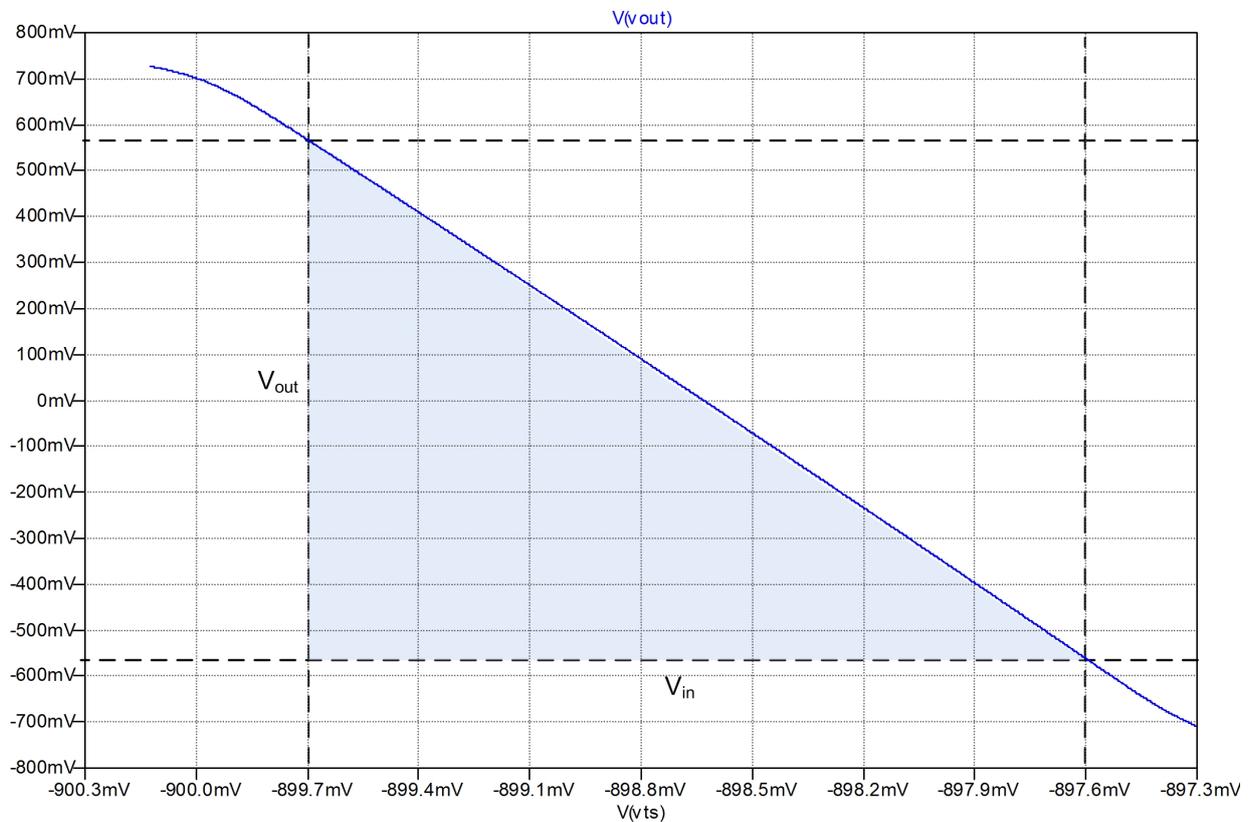


Abbildung 14: Messergebnis - Spannungsverstärkung der Endstufe

Mit den Messwerten aus Abbildung 15 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich, für die Endstufe, eine Spannungsverstärkung $v_{u3} = -537,731 \approx 54,61$ dB.

$$v_{u2} = \frac{564,515 \text{ mV} - (-561,444 \text{ mV})}{-899,695 \text{ mV} - (-897,601 \text{ mV})}$$

$$v_{u2} \approx -537,731 \approx 54,61 \text{ dB}$$

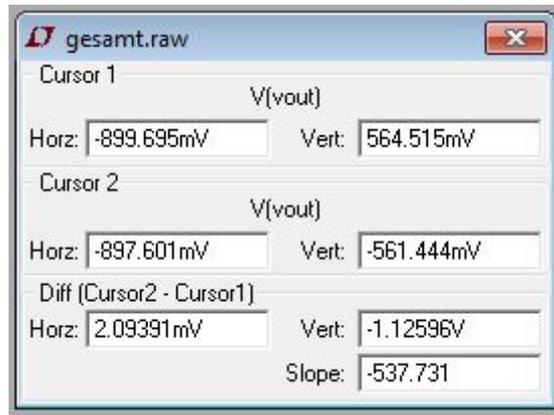


Abbildung 15: Messwerte - Spannungsverstärkung der Endstufe

Aufgrund des negativen Vorzeichens der Spannungsverstärkung v_{u3} ist zu Erkennen, dass das Eingangssignal am Ausgang der Endstufe eine Phasendrehung von 180° unterworfen ist. Weiter ist mit der 180° Phasendrehung der Differenzstufe zu erkennen, dass das Eingangssignal am Ausgang des Operationsverstärkers eine Phasendrehung von 360° aufweist. Somit hat das Ausgangssignal des OPV die gleiche Phasenlage wie das Eingangssignal. ist.

2.3.5 Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen

Die Grenzfrequenzen der einzelnen Verstärkerstufen werden über das Bode-Diagramm ermittelt. Dazu werden keine Einzelmessungen durchgeführt, sondern über die Phasenverschiebungswinkel des gesamten Frequenzgangs des Operationsverstärkers diese ermittelt. Dabei liegen die Grenzfrequenzen f_{g1} bei einer Phasenverschiebung von $\varphi_1 = -45^\circ$, f_{g2} bei $\varphi_2 = -135^\circ$ und f_{g3} bei $\varphi_3 = -225^\circ$. Die Abbildung 16 zeigt das Messergebnis.

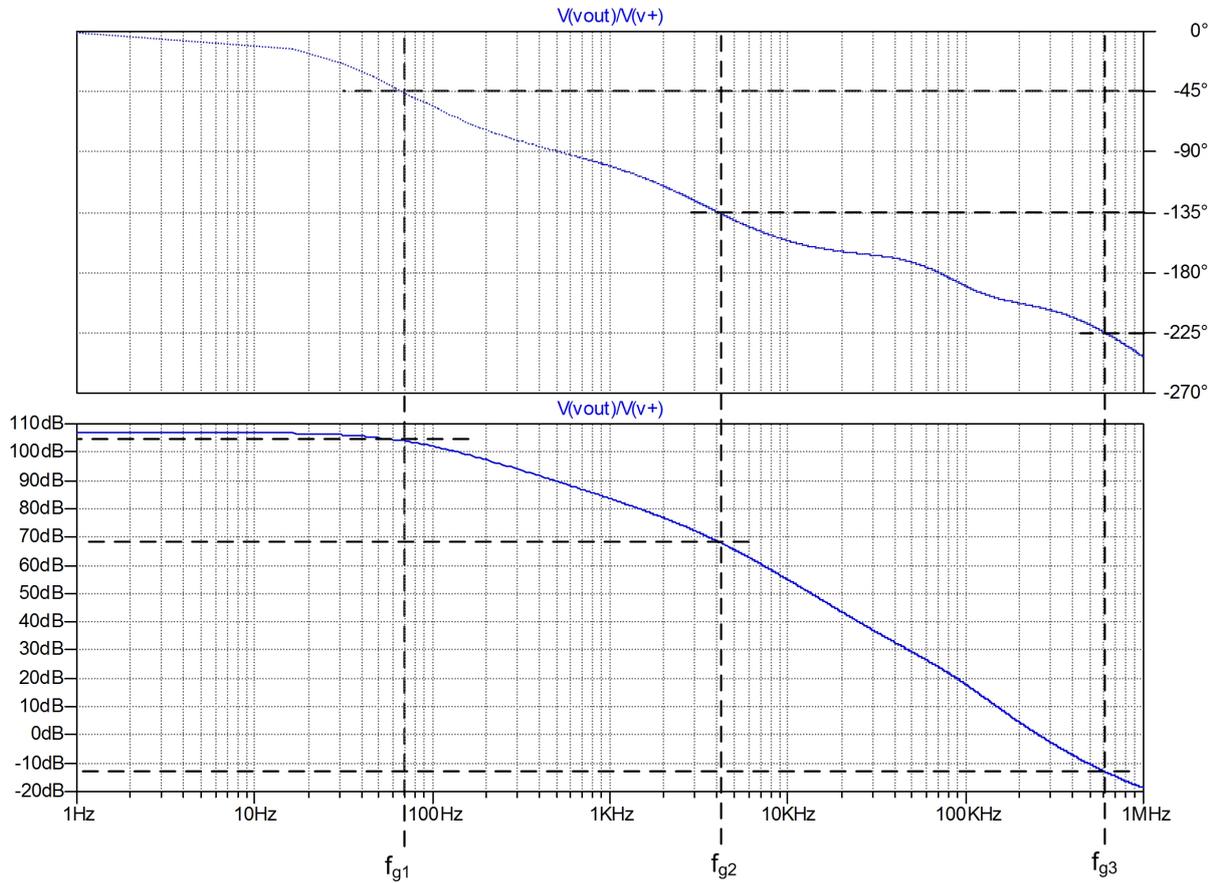


Abbildung 16: Messergebnis - Grenzfrequenzen der einzelnen Verstärkerstufen

Anhand der Messwerte der Abbildung 17 können die Grenzfrequenzen abgelesen werden und es ergeben sich für die Differenzstufe eine Grenzfrequenz $f_{g1} \approx 69$ Hz, für die Treiberstufe eine Grenzfrequenz $f_{g2} \approx 4,037$ kHz und für die Endstufe eine Grenzfrequenz $f_{g3} = 611,379$ kHz.

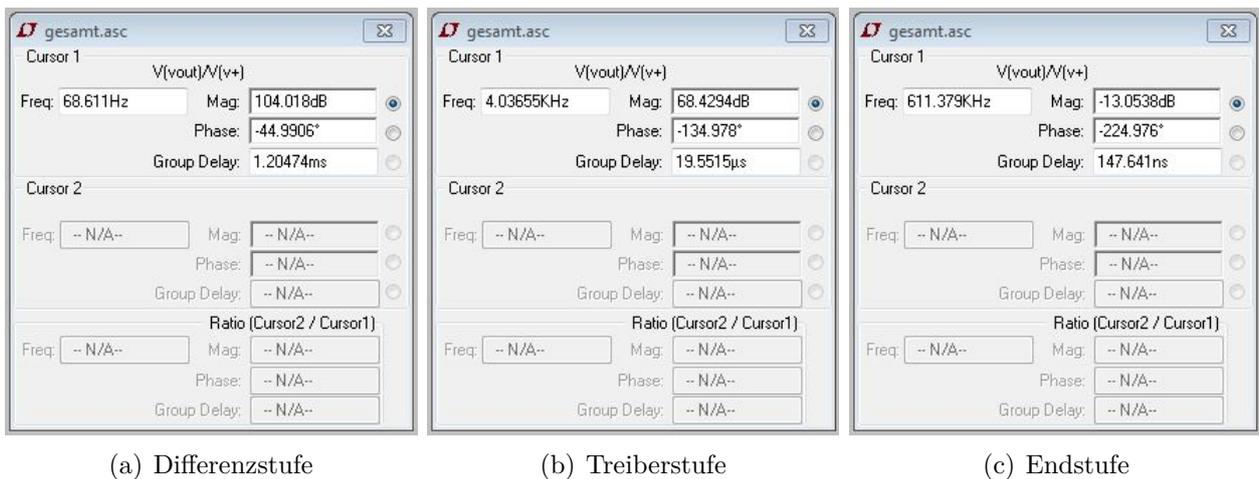


Abbildung 17: Messwerte - Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen

2.4 Aufgabe 4 (Stabilität, Spannungsfolger, Phasenreserve)

Nach Aufgabenstellung 4 soll die Stabilität der gesamten Schaltung untersucht werden. Weiterhin ist zu prüfen, ob der Operationsverstärker als Spannungsfolger verwendet werden kann und bis zu welcher Verstärkung der Verstärker gegengekoppelt werden kann, bei einer Phasenreserve $\varphi_R > 60^\circ$.

2.4.1 Stabilität

Die Stabilität eines rückgekoppelten Verstärkers wird über die Phasenreserve φ_R bestimmt. Die Phasenreserve φ_R gibt an, um welchen Winkel die Phasenverschiebung noch zunehmen darf, bevor die Schwingungsbedingung erfüllt ist. Die Phasenreserve φ_R ergibt sich aus Gleichung 4. Dabei ist $\varphi(f_1)$ die Phasenverschiebung zwischen dem Ausgangssignal V_{out} und dem Eingangssignal V_{in} .

$$\varphi_R = 180^\circ + \varphi(f_1) \quad (4)$$

Die Stabilität ist gegeben, wenn aus der Gegenkopplung keine Mitkopplung wird. Aus einer Gegenkopplung wird eine Mitkopplung, wenn bei einer Spannungsverstärkung $v'_u \geq 1$ der Phasenverschiebungswinkel $\varphi < -180^\circ$ beträgt, also die Phasenreserve $\varphi_R = 0^\circ$ einnimmt. Allerdings ist solch eine Phasenreserve nicht zu empfehlen. Zu empfehlen ist eine Phasenreserve $\varphi_R > 60^\circ$, wie es die Aufgabenstellung fordert. In der Folge soll hier noch die maximale Verstärkung ermittelt werden bei der die Phasenreserve noch 60° aufweist.

Um eine Aussage über die Stabilität des gegebenen Verstärkers treffen zu können, ist es also notwendig die Phasenreserve zu ermitteln bzw. anhand der Phasenreserve festzustellen bis zu welcher Verstärkung der Verstärker noch stabil ist. Dies erfolgt über die Gleichung 5.

$$\varphi(f_1) = -\arctan\left(\frac{f_1}{f_{g1}}\right) - \arctan\left(\frac{f_1}{f_{g2}}\right) - \arctan\left(\frac{f_1}{f_{g3}}\right) \quad (5)$$

In Gleichung 4 eingesetzt ergibt sich mit Gleichung 6 eine Berechnungsvorschrift, mit der sich f_1 für eine bestimmte Phasenreserve $\varphi(f_1)$ ermitteln lässt.

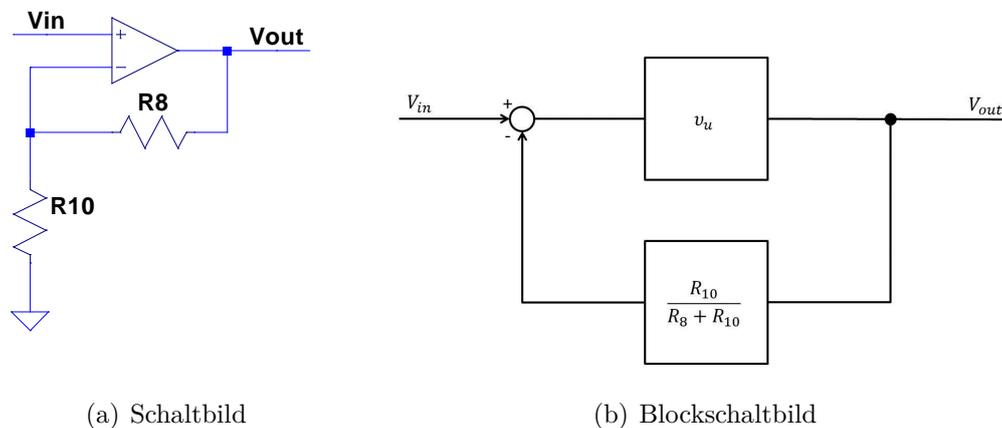
$$\varphi_R = 180 - \arctan\left(\frac{f_1}{f_{g1}}\right) - \arctan\left(\frac{f_1}{f_{g2}}\right) - \arctan\left(\frac{f_1}{f_{g3}}\right) \quad (6)$$

So lies sich, mit den aus Abschnitt 2.3.5 bestimmten Grenzfrequenzen und der Gleichung (5), die Frequenz f_1 mit 50,1 kHz bestimmen. Mit Gleichung (7) lies sich die Spannungsverstärkung $v'_u \approx 12,412$ ermitteln, bei der der Übergang der Rückkopplung von einer Gegenkopplung zu einer Mitkopplung stattfindet.

$$v'_u = \frac{f_1}{f_{g2}} \quad (7)$$

Damit der Verstärker stabil arbeitet muss also sichergestellt sein, dass die Verstärkung $v'_u < 12,412$ bleibt.

Als Nachweis, dass die zuvor gemachten Berechnungen richtig sind, wurde die Schaltung des Operationsverstärkers zu einem nicht invertierenden Verstärker erweitert, wie es Abbildung 18 schematisch zeigt und die Phasenreserve gemessen.



(a) Schaltbild

(b) Blockschaltbild

Abbildung 18: nicht invertierender Verstärker

Es wurden die Widerstände R_8 und R_{10} eingeführt. Die so geänderte Schaltung zeigt Abbildung 19.

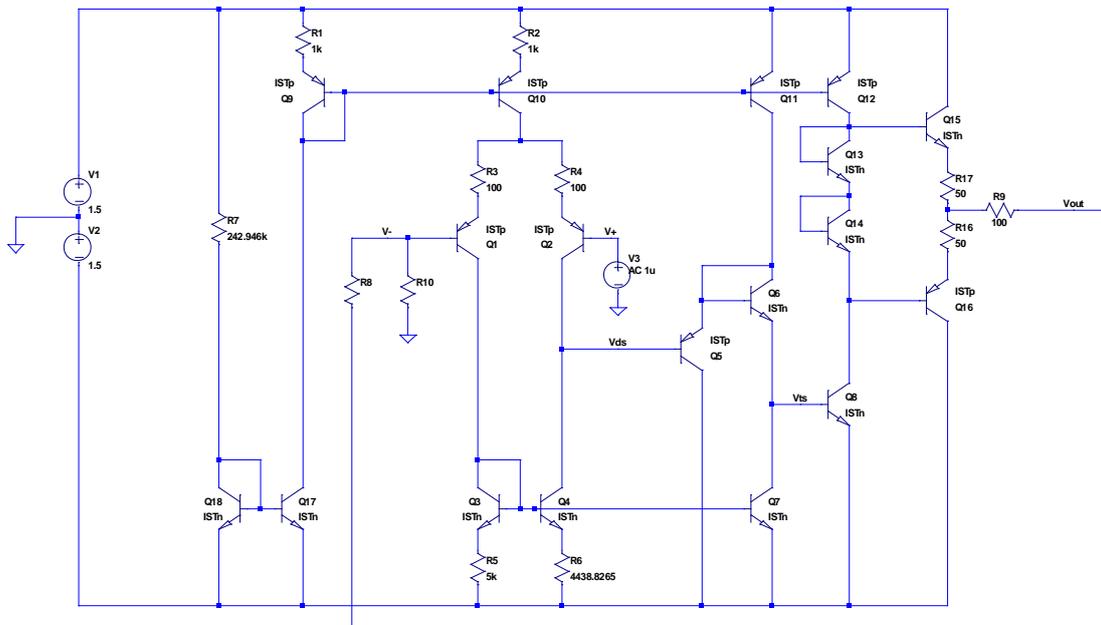


Abbildung 19: Messschaltung zur Ermittlung der Stabilität

Die Beziehung der Widerstände und die damit verbundene Spannungsverstärkung v'_u zeigt Gleichung (8).

$$v'_u = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_8}{R_{10}} \quad (8)$$

Mit Gleichung 8 wurden die Widerstände $R_{10} = 10 \Omega$ und $R_8 = 114,118 \Omega$ bestimmt. Somit konnte über den Frequenzgang des so eingestellten Verstärkers eine Phasenverschiebung $\varphi = -176,576^\circ$ ermittelt werden. Mit der Phasenverschiebung φ und der Gleichung (4) ergibt sich eine Phasenreserve von $\varphi_R = 5,424^\circ$. Die Abweichung zur erwarteten Phasenreserve $\varphi_R = 0$ lässt sich auf Rundungsfehler zurückführen.

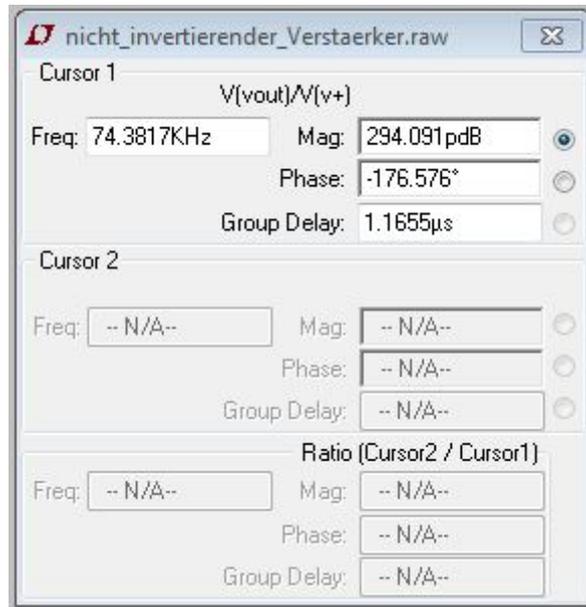


Abbildung 20: Messwerte - Phasenreserve bei eingestelltem $v'_u = 12,412$

Durch verändern des Widerstandes R_8 und der damit verbundenen Veränderung der Spannungsverstärkung v'_u und der Phasenverschiebung φ konnte die tatsächliche Spannungsverstärkung mit $v'_u \approx 15,85$ ermittelt werden. Damit der Verstärker grundsätzlich stabil arbeitet, darf also eine Spannungsverstärkung von 15,85 bzw. 24 dB nicht überschritten werden.

2.4.2 maximale Verstärkung bei Phasenreserve $\varphi > 60^\circ$

Um die maximale Verstärkung zu ermitteln, bei der der Verstärker noch gegen gekoppelt werden kann und die die Phasenreserve $\varphi_R > 60^\circ$ beträgt, wurden die Gleichungen (6) und (7) erneut angewandt. Es ergab sich für die Phasenreserve $\varphi_R = 60^\circ$ eine Spannungsverstärkung $v'_u \approx 0,101 \approx -19,89 \text{ dB}$.

2.4.3 Spannungsfolger

Die Beschaltung eines Operationsverstärkers als Spannungsfolger ist ein Sonderfall des nicht invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung. Bei dem $R_{10} = \infty$ und $R_8 = 1$ beträgt. Mit Gleichung (8) wird daher die Spannungsverstärkung $v'_u = 1$. Aus dem ersten Satz kann entnommen werden, dass bei $v'_u = 1$ für den Spannungsfolger die Bedingung gilt, dass die Phasenreserve mindestens den Betrag $\varphi_R > 0^\circ$ betragen muss, damit die Rückkopplung noch eine Gegenkopplung ist.

Um nun Festzustellen, ob die Schaltung als Spannungsfolger stabil ist, wurde die Schaltung zu einem Spannungsfolger wie es Abbildung 21 zeigt, beschaltet.

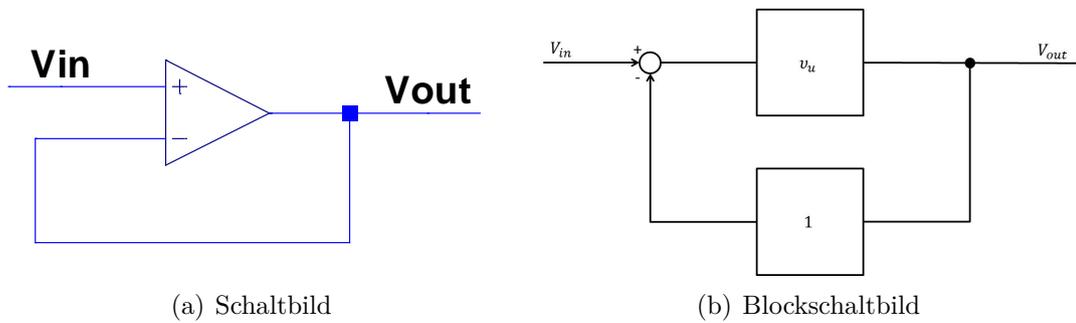


Abbildung 21: Spannungsfolger

Dazu wurden die Widerstände R_8 und R_{10} wieder entfernt und eine Verbindung zwischen V_{out} und dem invertierenden Eingang hergestellt. Des Weiteren wurde die Spannungsquelle V_3 an den nicht invertierenden Eingang angeschlossen. Die Beschaltung als Spannungsfolger kann der Abbildung 22 entnommen werden.

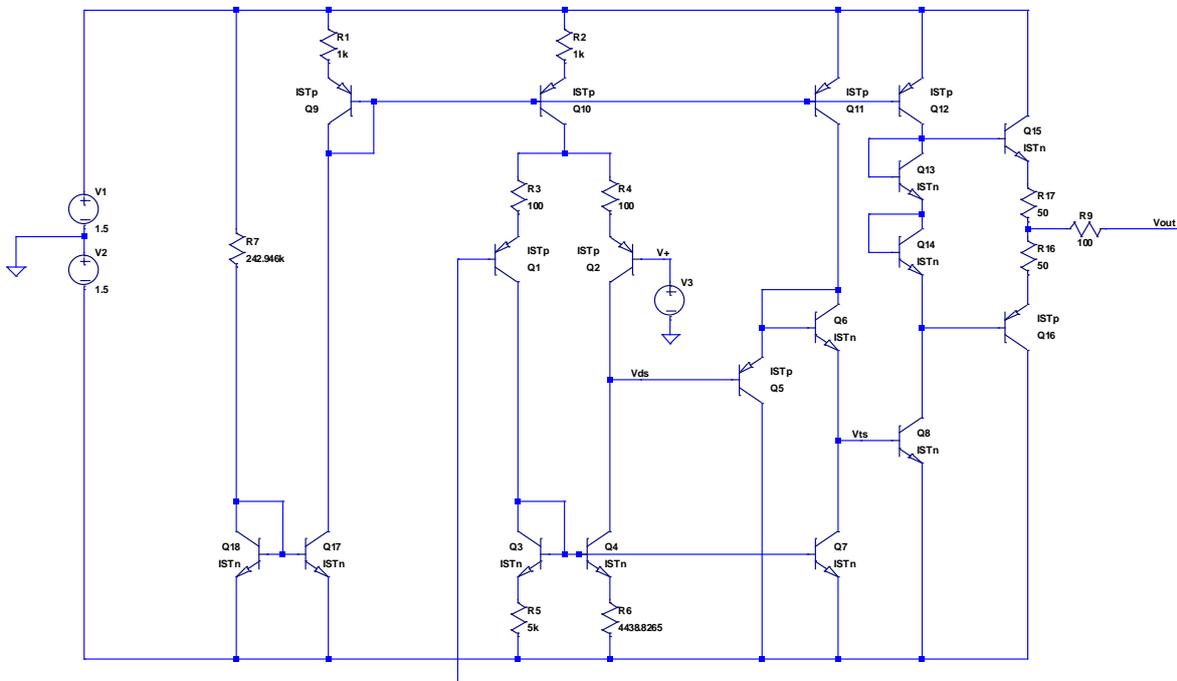


Abbildung 22: Messschaltung zur Ermittlung der Phasenreserve des Spannungsfolgers

Zur Messung wurde diesmal die Ortskurve ermittelt. Dazu wurde eine AC-Analyse durchgeführt und das Diagramm von Bode auf Nyquist umgestellt. Das Ergebnis zeigt Abbildung 23.

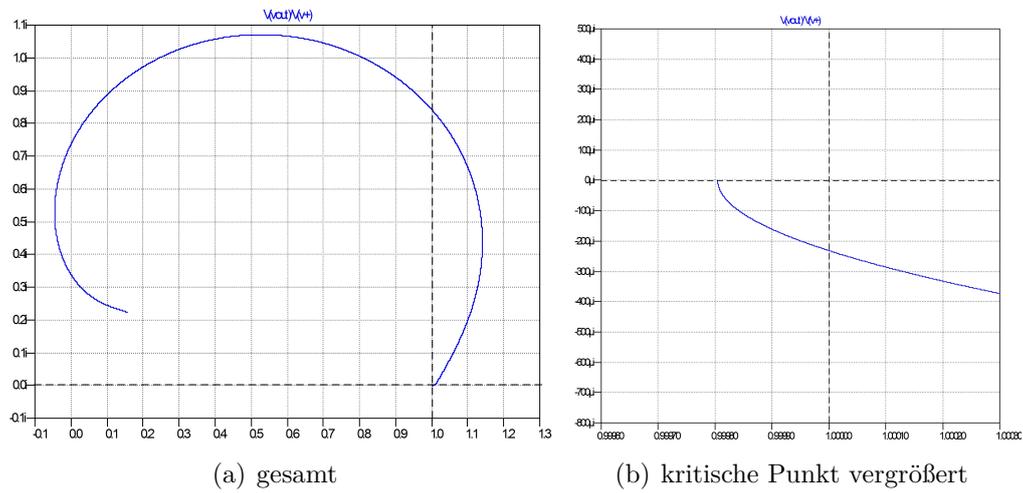


Abbildung 23: Messergebnis - Nyquist-Ortskurve des Spannungsfolgers

Gemäß dem Nyquist-Kriterium ist ein gegengekoppelter Verstärker dann dynamisch stabil, wenn der kritische Punkt $(-1 + j0)$ beim Durchlaufen der Ortskurve $G_v(j\omega)G_r(j\omega)$ mit wachsender Frequenz ω links von der Ortskurve liegt, d.h., wenn die Ortskurve den kritischen Punkt nicht umschließt.¹

In Abbildung 23 ist zu sehen, dass der kritische Punkt rechts der Ortskurve liegt und von ihr umschlossen wird. Somit kann der Verstärker nicht als Spannungsfolger betrieben werden.

¹Seifert S. 202