

Integrierte Schaltungstechnik

Alternative Prüfungsleistung

Sommersemester 2013

Jürgen Döffinger (631551)

23. Juli 2013

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	II
Tabellenverzeichnis	III
Formelzeichenverzeichnis	IV
1. Aufgabenstellung	1
2. Lösungsansatz	2
2.1. Schaltungsänderung	2
2.2. Aufgabe 1 (Signalpfade, Grund- und Elementarschaltungen)	3
2.2.1. Grund- und Elementarschaltungen	3
2.2.2. funktionelle Gruppen	5
2.3. Aufgabe 2 (Transistormodell, Arbeitspunkteinstellung)	6
2.3.1. Modellierung der Transistoren	6
2.3.2. Arbeitspunkteinstellung	7
2.4. Aufgabe 3 (Spannungsverstärkungen und Grenzfrequenzen)	9
2.4.1. Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	9
2.4.2. Spannungsverstärkung der Differenzstufe	11
2.4.3. Spannungsverstärkung der Treiberstufe	13
2.4.4. Spannungsverstärkung der Endstufe	14
2.4.5. Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen	15
2.5. Aufgabe 4 (Stabilität, Spannungsfolger, Phasenreserve)	17
2.5.1. Stabilität	17
2.5.2. maximale Verstärkung bei Phasenreserve $\varphi > 60^\circ$	20
2.5.3. Spannungsfolger	20
2.6. Aufgabe 5 (Frequenzgangkompensation)	22
A. Anhang	A1
A.1. Signalpfade	A1
Literatur	B1

Abbildungsverzeichnis

1.	Schaltung zur Aufgabenstellung	1
2.	korrigierte Schaltung zur Aufgabe	3
3.	Schaltung mit Stromquelle zur Stromeinstellung der oberen Strombank	7
4.	Messwert - Strom I_q der Stromquelle	7
5.	offsetkompensierte Schaltung	9
6.	Messschaltung - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	10
7.	Messergebnis - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	10
8.	Messwerte - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers	11
9.	Messergebnis - Spannungsverstärkung der Differenzstufe	12
10.	Messwerte - Spannungsverstärkung der Differenzstufe	12
11.	Messergebnis - Spannungsverstärkung der Treiberstufe	13
12.	Messwerte - Spannungsverstärkung der Treiberstufe	14
13.	Messergebnis - Spannungsverstärkung der Endstufe	14
14.	Messwerte - Spannungsverstärkung der Endstufe	15
15.	Messergebnis - Grenzfrequenzen der einzelnen Verstärkerstufen	16
16.	Messwerte - Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen	16
17.	nicht invertierender Verstärker	18
18.	Messschaltung zur Ermittlung der Stabilität	19
19.	Messwerte - Phasenreserve bei eingestelltem $v'_u = 12,412$	20
20.	Spannungsfolger	21
21.	Messschaltung zur Ermittlung der Phasenreserve des Spannungsfolgers	21
22.	Nyquist-Ortskurve des Spannungsfolgers	22
23.	Ersatzschaltung zur Untersuchung des Frequenzgangs	22
24.	Schaltung zur Frequenzgangkompensation	23
25.	Messschaltung - Frequenzgangkompensation	24
26.	Messergebnis - Frequenzgangkompensation	24
27.	Nyquist Ortskurve - Frequenzgangkompensierter Spannungsfolger	25
28.	Signalpfad 1	A1
29.	Signalpfad 2	A2
30.	Signalpfad 3	A3
31.	Signalpfad 4	A4

Tabellenverzeichnis

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

Formelzeichenverzeichnis

ω	Kreisfrequenz
ω_{p1}	Grenzkreisfrequenz der Differenzstufe
ω_{p2}	Grenzkreisfrequenz der Treiberstufe
ω_{p3}	Grenzkreisfrequenz der Endstufe
\underline{v}_u	komplexe Spannungsverstärkung
v_u	Leerlaufverstärkung des gesamten Operationsverstärkers
v'_u	Schleifenverstärkung des rückgekoppelten Operationsverstärkers
v_{u1}	Spannungsverstärkung der Differenzstufe
v_{u2}	Spannungsverstärkung der Treiberstufe
v_{u3}	Spannungsverstärkung der Endstufe
v_{ui}	Spannungsverstärkung der Verstärkerstufe i
φ	Phasenverschiebungswinkel
φ_1	Phasenverschiebungswinkel der Differenzstufe
φ_2	Phasenverschiebungswinkel der Treiberstufe
φ_3	Phasenverschiebungswinkel der Endstufe
φ_R	Phasenreserve
B_f	Stromverstärkungsfaktor (vorwärts)
f_{g1}	Grenzfrequenz der Differenzstufe
f_{g2}	Grenzfrequenz der Treiberstufe
f_{g3}	Grenzfrequenz der Endstufe
f_{gi}	Grenzfrequenz der Verstärkerstufe i
U_A	Early-Spannung (vorwärts)
V_+	Spannung am nicht invertierenden Eingang
V_-	Spannung am invertierenden Eingang
V_D	Differenzspannung
V_{ds}	Ausgangsspannung der Differenzstufe
V_{in}	Eingangsspannung einer Verstärkerstufe
V_{out}	Ausgangsspannung einer Verstärkerstufe
V_{ts}	Ausgangsspannung der Treiberstufe

1. Aufgabenstellung

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

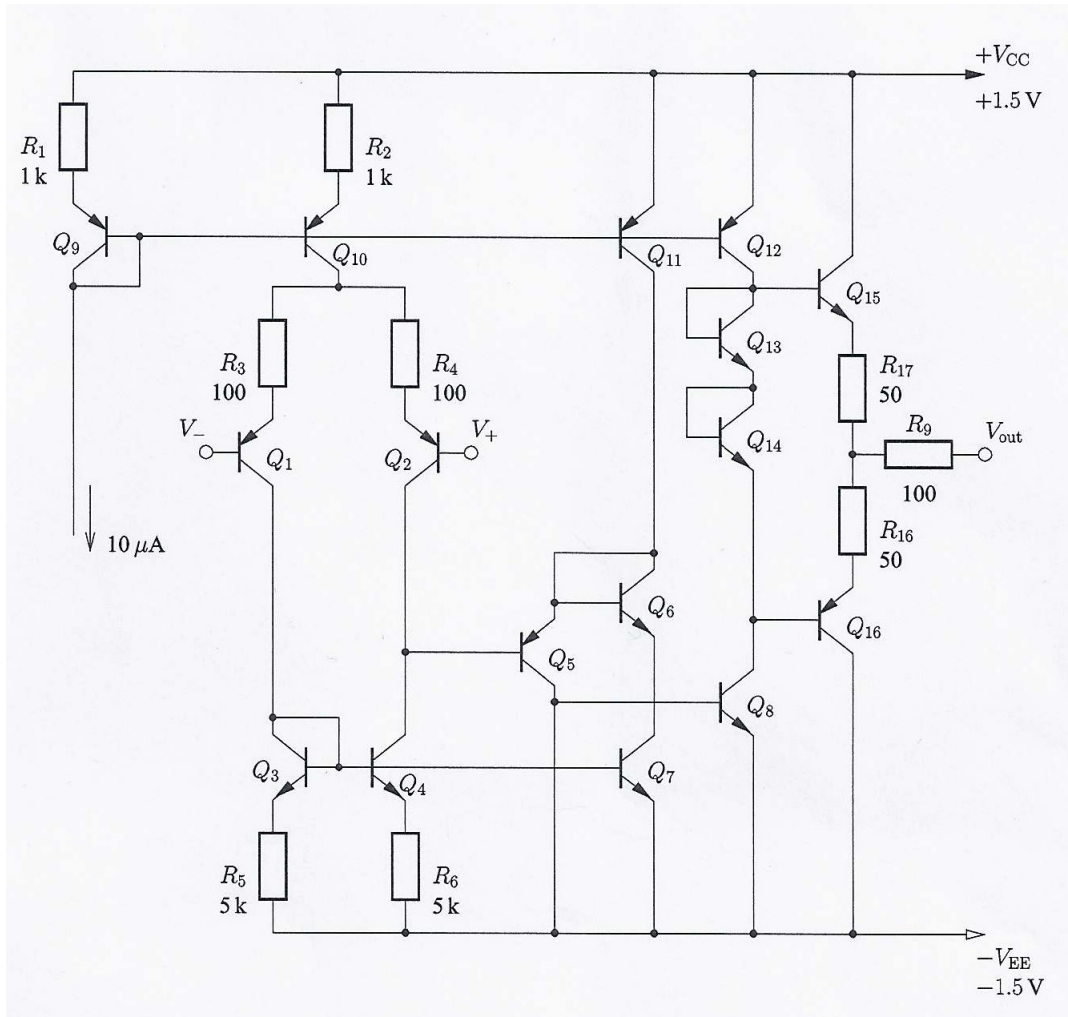


Abbildung 1: Schaltung zur Aufgabenstellung

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 Grenzfrequenzen f_{gi} der einzelnen Verstärkerstufen bzw. die 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 Frequenzgangkompensation.

2. Lösungsansatz

2.1. Schaltungsänderung

Im Laufe der Bearbeitung der Aufgabenstellung kam es zum Problem, dass die Schaltung, wie sie in der Aufgabenstellung gegeben wurde nicht funktionierte. So konnte beispielsweise keine Offsetkompensation gefunden bzw. vorgenommen werden.

Die Ursache konnte in der Verbindung zwischen Kollektor des Transistor Q_5 und der Basis des Transistors Q_8 ermittelt werden. Dies soll die Verbindung zwischen Ausgang der Treiberstufe und Eingang der Endstufe sein. Der Verfasser der Belegarbeit sieht die Lösung des Problems im auftrennen der zuvor genannten Verbindung und der Schaffung einer Verbindung zwischen Emitter des Transistors Q_6 und der Basis des Transistors Q_8 mit der Verbindung Emitter des Transistors Q_6 und Kollektor des Transistors Q_7 als neuer Ausgang der Treiberstufe. Die so neu erstellte Schaltung kann der Abb. 2 entnommen werden und kommt so in den folgenden Lösungsansätzen zur Anwendung.

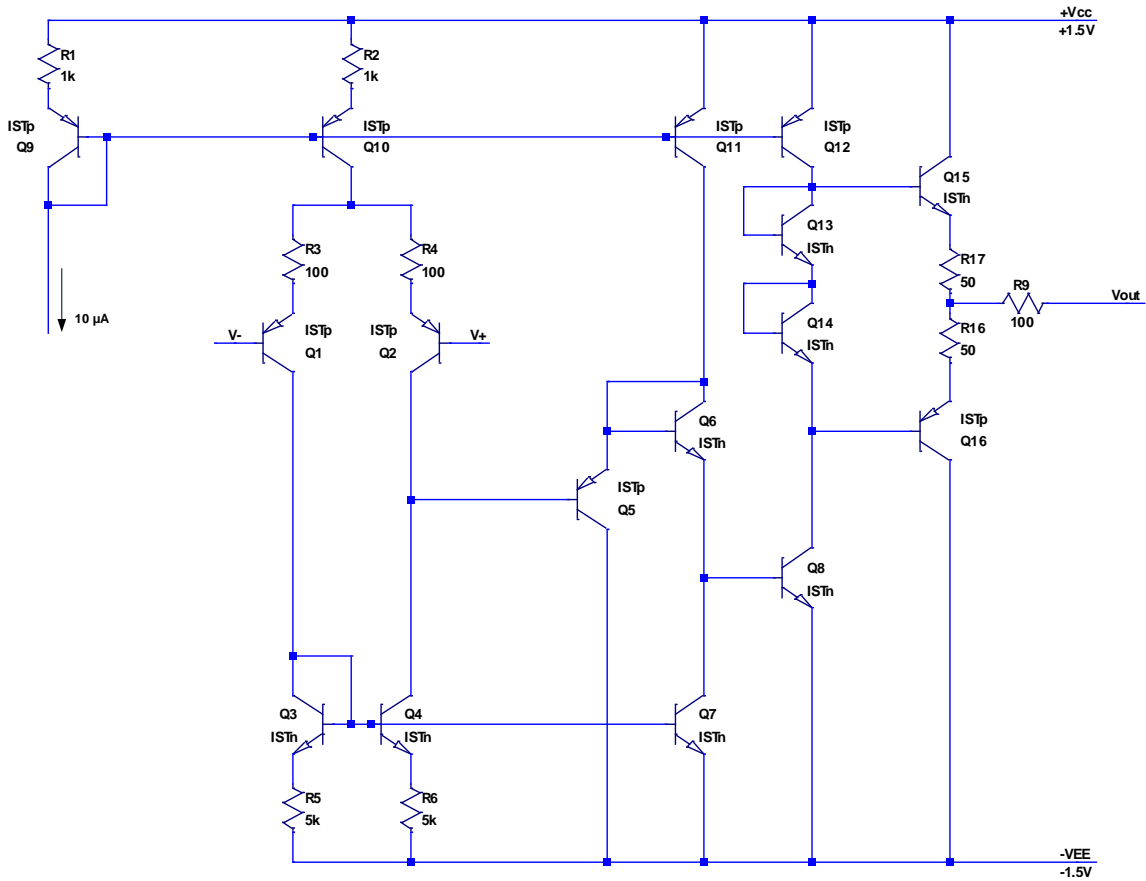


Abbildung 2: korrigierte Schaltung zur Aufgabe

2.2. Aufgabe 1 (Signalpfade, Grund- und Elementarschaltungen)

In der Aufgabe 1 sollen die Signalpfade und alle Grund- und Elementarschaltungen ermittelt werden, die in der Verstärkerschaltung nach Abb. 2 vorkommen.

2.2.1. Grund- und Elementarschaltungen

Zur Ermittlung der Grundsaltungen 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 die Abkürzungen nach Tab. 1 verwendet. Zusätzlich wird bei Widerständen mit einem X gekennzeichnet, dass diese im Signalpfad enthalten sind. Die zum jeweiligen Signalpfad gehörende Abbildung findet sich im Anhang A.1.

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

Tabelle 1: Abkürzungen der Grund- und Elementarschaltungen

Signalpfad	1	2	3	4
Startpunkt	V_+	V_-	V_+	V_-
Q_1	C^{-1}	C	L	E
Q_2	C	C^{-1}	E	L
Q_3			C	L
Q_4			L	E
Q_5			C	C
Q_6			C	C
Q_7			L	L
Q_8			E	E
Q_{10}	L	L		
Q_{11}			L	L
Q_{12}			L	L
Q_{13}			B	B
Q_{14}			B	B
Q_{15}			B	B
Q_{16}			C	C
R_2	X	X		
R_3	X	X		
R_4	X	X		
R_5			X	X
R_6			X	
R_9			X	X
R_{16}			X	X
R_{17}			X	X
Endpunkt	V_-	V_+	V_-, V_{out}	V_+, V_{out}

Tabelle 2: Grund- und Elementarschaltungen in den Signalpfaden

2.2.2. funktionelle Gruppen

Als nächstes wurden die Grund- und Elementarschaltungen in Tabelle 3 zu funktionellen Gruppen zusammengefasst.

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
$Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_{10}, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$	Differenzstufe
Q_5, Q_6, Q_7, Q_{11}	Treiberstufe
$Q_8, Q_{12}, Q_{13}, Q_{14}, Q_{15}, Q_{16}, R_9, R_{16}, R_{17}$	komplementäre AB-Endstufe
alle	Operationsverstärker

Tabelle 3: funktionelle Gruppen

2.3. Aufgabe 2 (Transistormodell, Arbeitspunkteinstellung)

2.3.1. Modellierung der Transistoren

Da die 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 Werten, 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 (vorwärts)	U_{AF}	VAF	82,3 V	16,8 V
Emitterbahnwiderstand	r_{EE}	RE	0,5 Ω	0,5 Ω
Kollektorbahnwiderstand	r_{CC}	RC	10 Ω	10 Ω
Basisbahnwiderstand	r_B	RB	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 ergeben 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 wird, 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.

2.3.2. 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. Abb. 3 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.

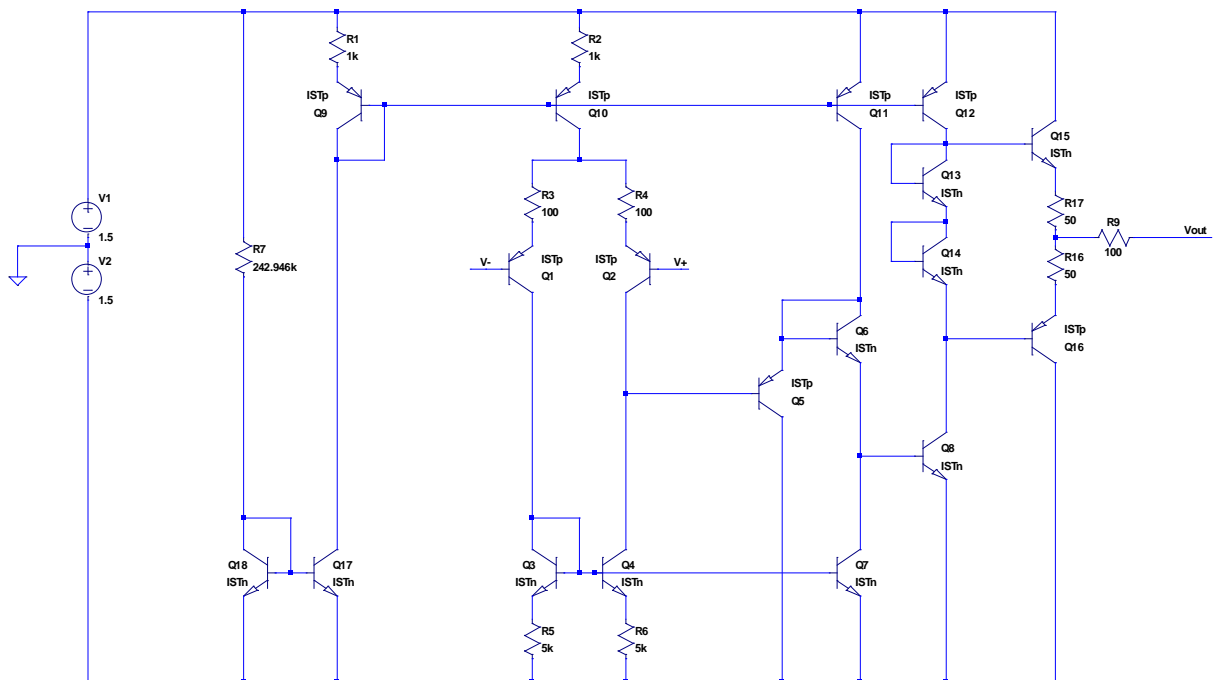


Abbildung 3: Schaltung mit Stromquelle zur Stromeinstellung der oberen Strombank

Abb. 4 zeigt den Messwert für I_q nach der Umsetzung der Modellierung der Stromquelle.

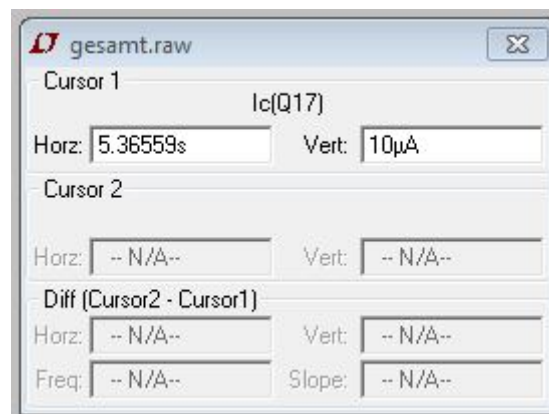


Abbildung 4: Messwert - Strom I_q der Stromquelle

Bei einem idealen Operationsverstärker ist die Ausgangsspannung Null, wenn die Differenzspannung $V_D = 0$ V beträgt. Die Differenzspannung V_D ergibt sich aus der Subtraktion der Eingangsspannung V_+ des nicht invertierenden Eingangs und der Eingangsspannung V_- des invertierenden Eingangs.

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

Bei einem realen OPV tritt trotz $V_D = 0$ V eine Ausgangsspannung auf. Diese Spannung wird als Offsetspannung bezeichnet und ist zu kompensieren. Dies kann durch eine externe Beschaltung des Operationsverstärkers geschehen. Eine andere Möglichkeit ist, die Offsetkompensation zu integrieren. Diese Möglichkeit ist hier zu wählen und wird 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, beim 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 Abb. 5.

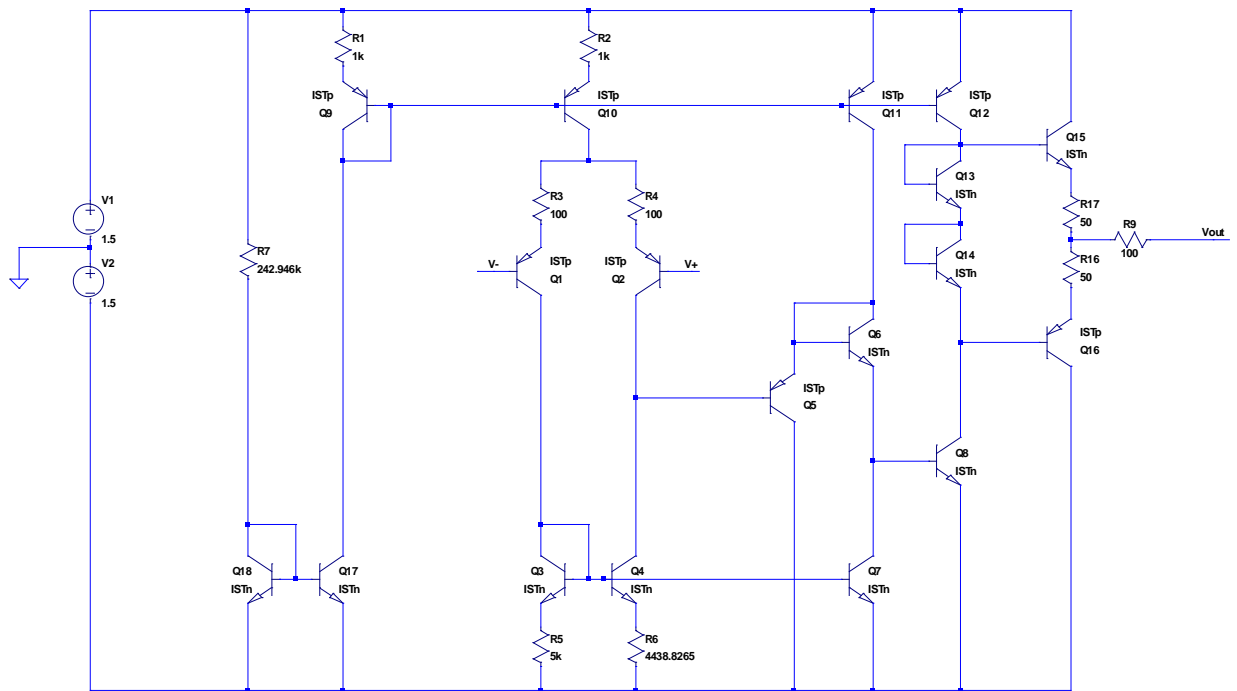


Abbildung 5: offsetkompensierte Schaltung

2.4. 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.

2.4.1. Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

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

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

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

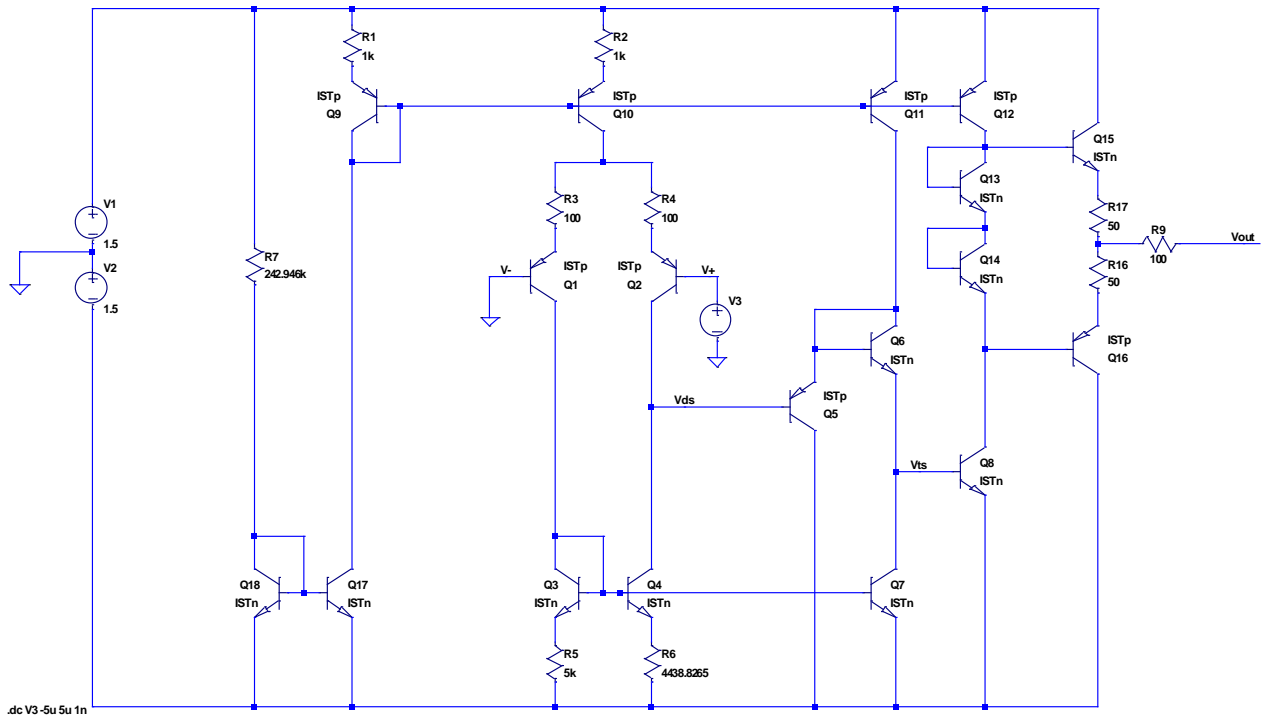


Abbildung 6: Messschaltung - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

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 Abb. 6 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. Das Ergebnis der Messung zeigt Abb. 7.

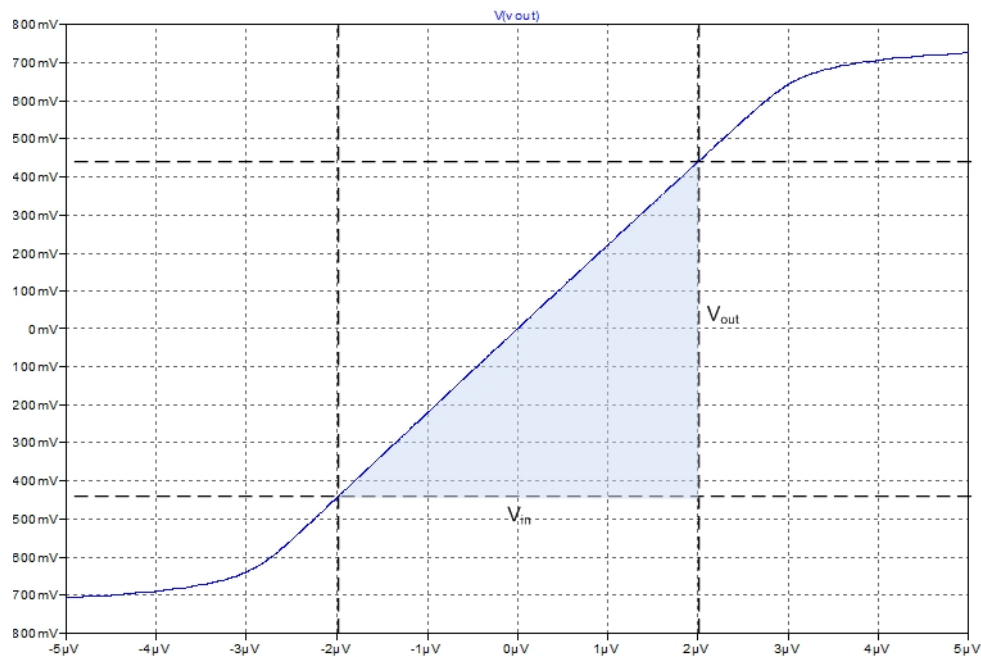


Abbildung 7: Messergebnis - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

Mit den Messwerten aus Abb. 8 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich eine Leerlaufverstärkung $v_u = 220977 = 106,89 \text{ dB}$.

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

$$v_u = 220977 = 106,89 \text{ dB}$$

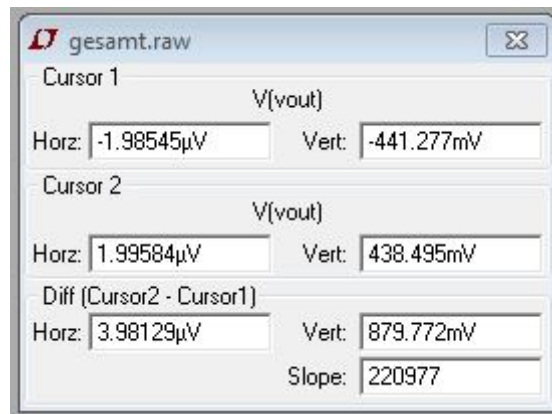


Abbildung 8: Messwerte - Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers

2.4.2. 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 statt V_{out} die Ausgangsspannung V_{ds} der Differenzstufe verwendet. V_{ds} ist die Spannung, welche am Kollektor des Transistors Q_2 anliegt. Das Ergebnis der Messung kann der Abb. 9 entnommen werden.

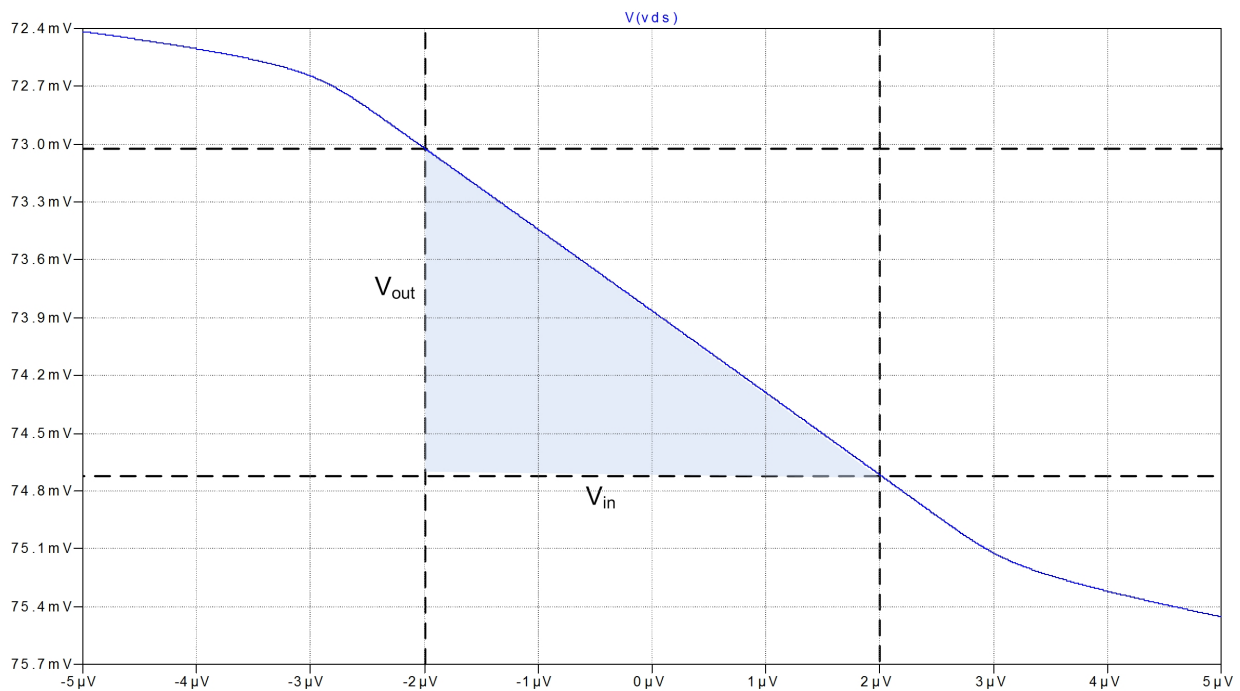


Abbildung 9: Messergebnis - Spannungsverstärkung der Differenzstufe

Mit den Messwerten aus Abb. 10 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich, für die Differenzstufe, eine Spannungsverstärkung $v_{u1} = -593,578 = 55,47$ dB.

$$v_{u1} = \frac{213,789 \text{ mV} - (-972,397 \text{ mV})}{-2,99945 \text{ mV} - (-1,00109 \text{ mV})}$$

$$v_{u1} = -593,578 = 55,47 \text{ dB}$$

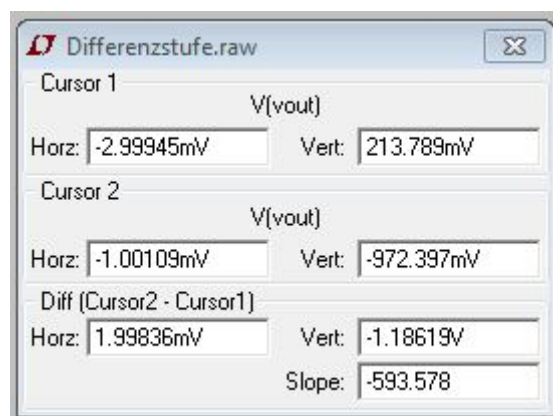


Abbildung 10: Messwerte - Spannungsverstärkung der Differenzstufe

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

2.4.3. Spannungsverstärkung der Treiberstufe

Auch hier wird zur Messung der Spannungsverstärkung v_{u2} die Schaltung nach Abb. 6 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 Abb. 11.

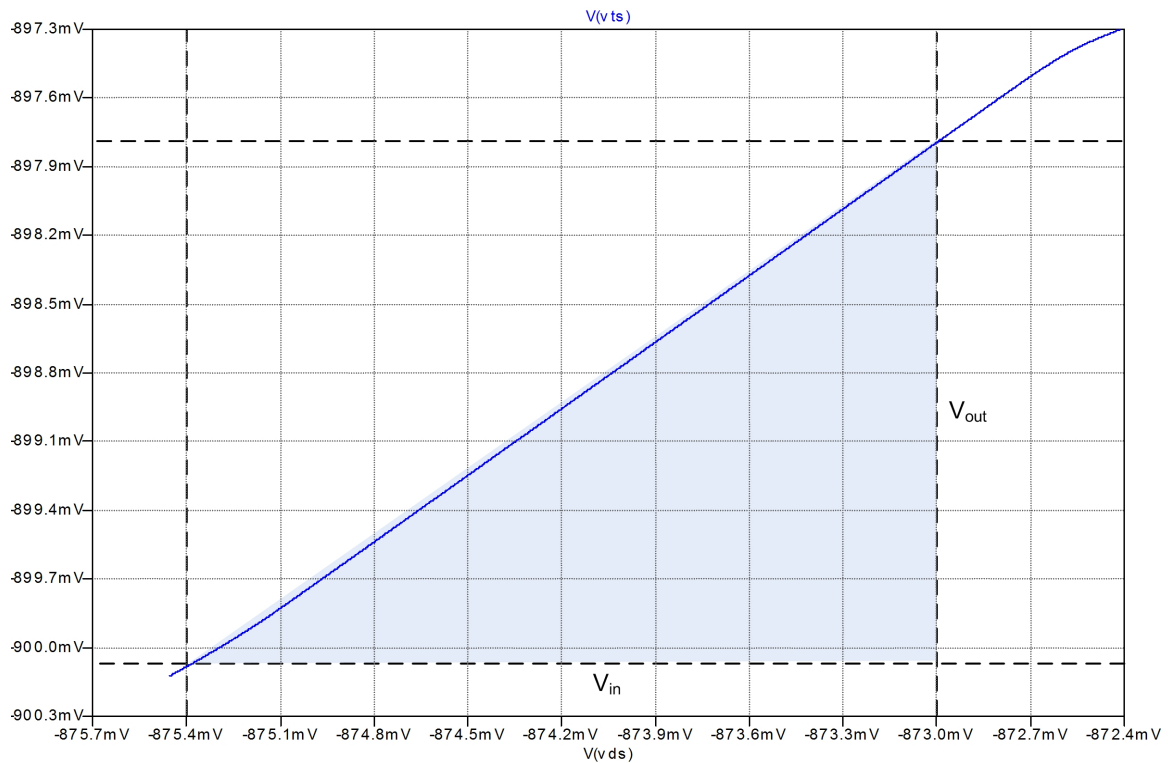


Abbildung 11: Messergebnis - Spannungsverstärkung der Treiberstufe

Mit den Messwerten aus Abb. 12 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich, für die Treiberstufe, eine Spannungsverstärkung $v_{u2} = 0,968471 = -0,28 \text{ dB}$.

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

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

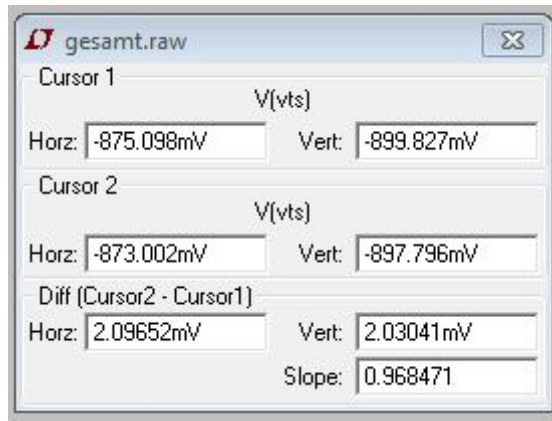


Abbildung 12: Messwerte - Spannungsverstärkung der Treiberstufe

2.4.4. Spannungsverstärkung der Endstufe

Zur Messung der Spannungsverstärkung v_{u3} der Endstufe wird wiederum die Messschaltung nach Abb. 6 verwendet. Erneut kommt der DC Sweep mit den gleichen Parametern, wie bei der Messung der Leerlaufverstärkung des gesamten Operationsverstärkers, zur Anwendung. Das Messergebnis zeigt Abb. 13.

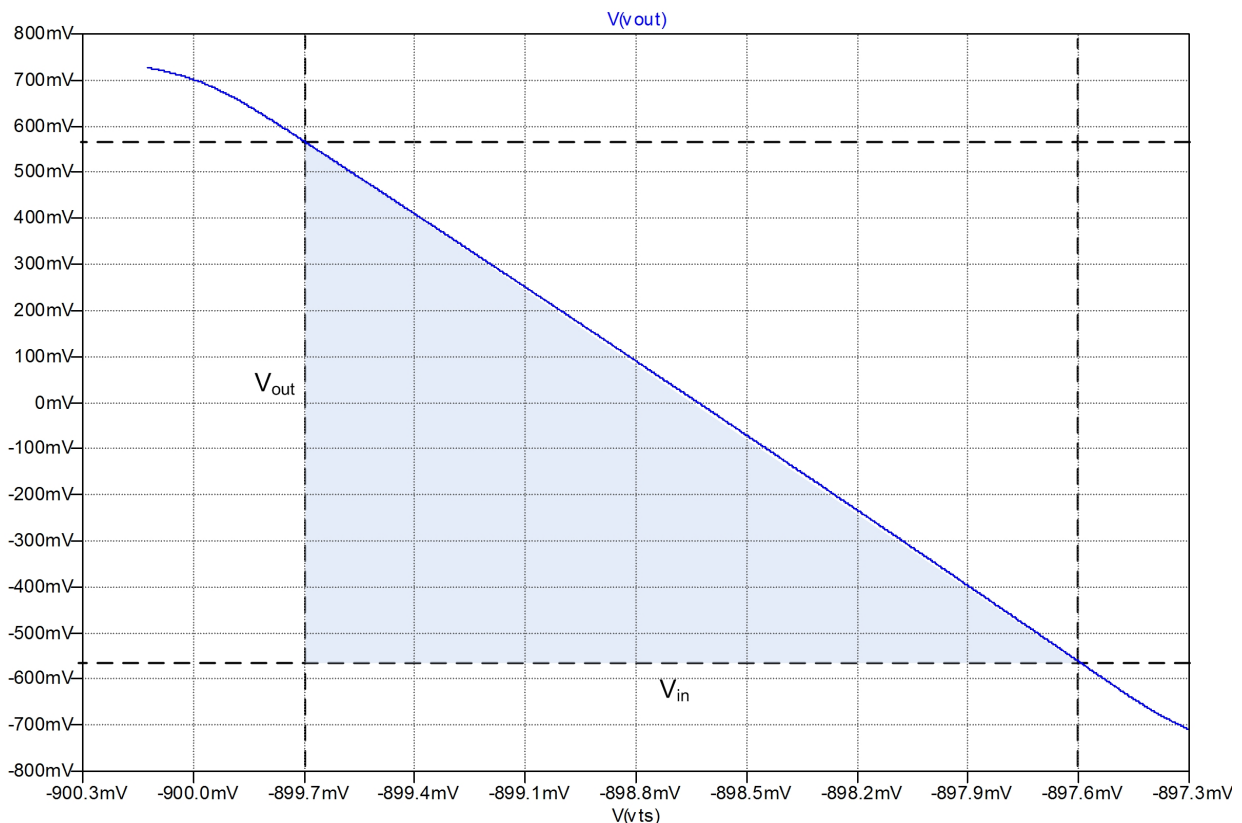


Abbildung 13: Messergebnis - Spannungsverstärkung der Endstufe

Mit den Messwerten aus Abb. 14 und den Gleichungen (2) und (3) ergibt sich, für die Endstufe, eine Spannungsverstärkung $v_{u3} = -537,731 = 54,61 \text{ dB}$.

$$v_{u3} = \frac{564,515 \text{ mV} - (-561,444 \text{ mV})}{-899,695 \text{ mV} - (-897,601 \text{ mV})}$$

$$v_{u3} = -537,731 = 54,61 \text{ dB}$$

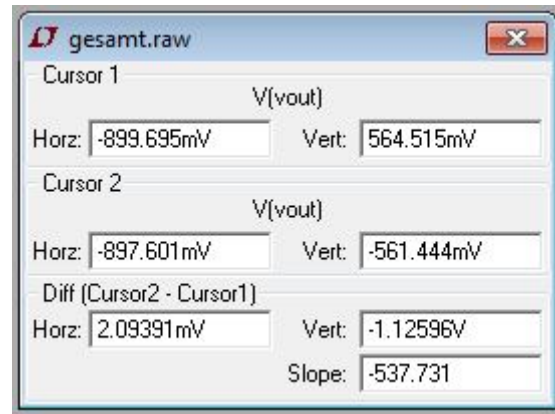


Abbildung 14: Messwerte - Spannungsverstärkung der Endstufe

Anhand 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 an 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.

2.4.5. Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen

Die Grenzfrequenzen der einzelnen Verstärkerstufen werden über das Bode-Diagramm und über die einzelnen Phasenverschiebungswinkel 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 Abb. 15 zeigt das Messergebnis.

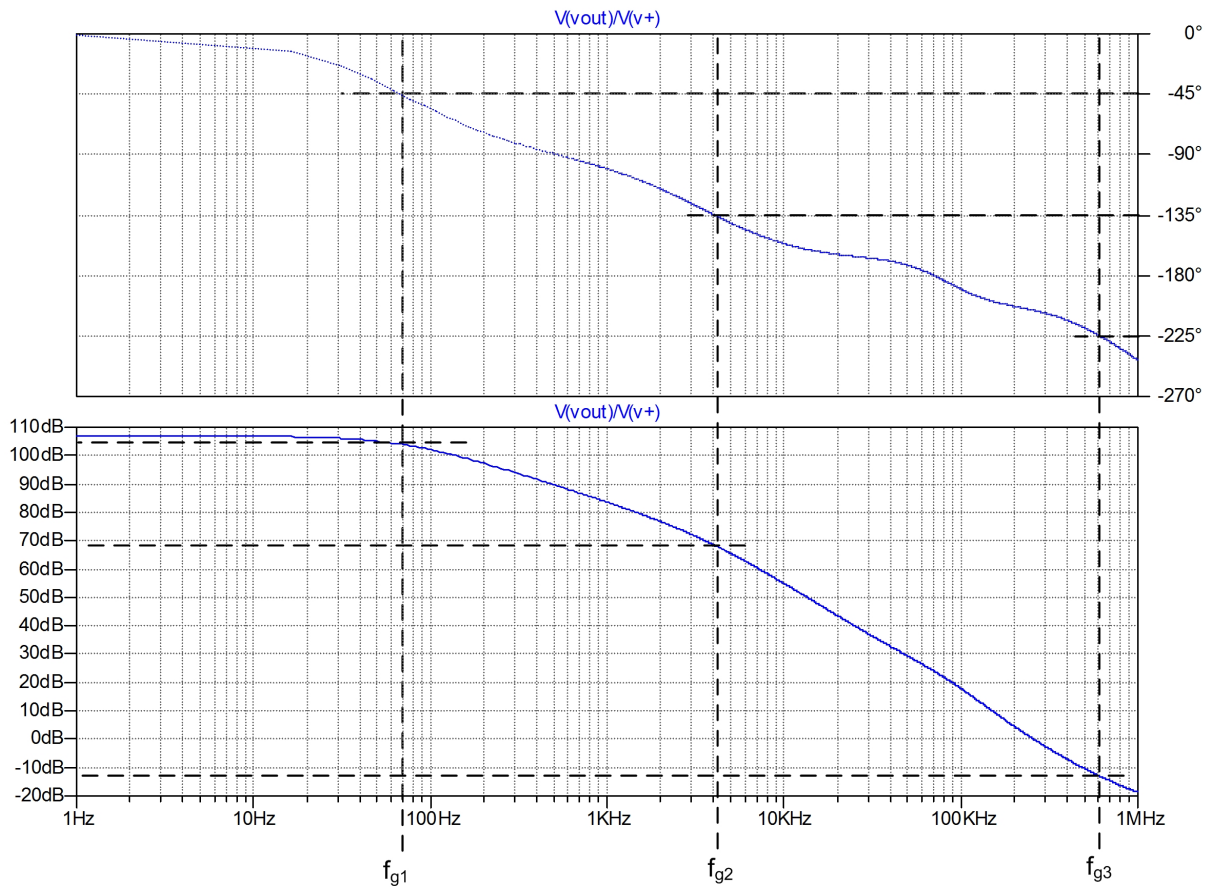


Abbildung 15: Messergebnis - Grenzfrequenzen der einzelnen Verstärkerstufen

Abb. 16 können die Grenzfrequenzen entnommen werden, die sich für die Differenzstufe zu $f_{g1} \approx 69$ Hz, für die Treiberstufe zu $f_{g2} \approx 4,037$ kHz und für die Endstufe zu $f_{g3} = 611,379$ kHz ergeben.

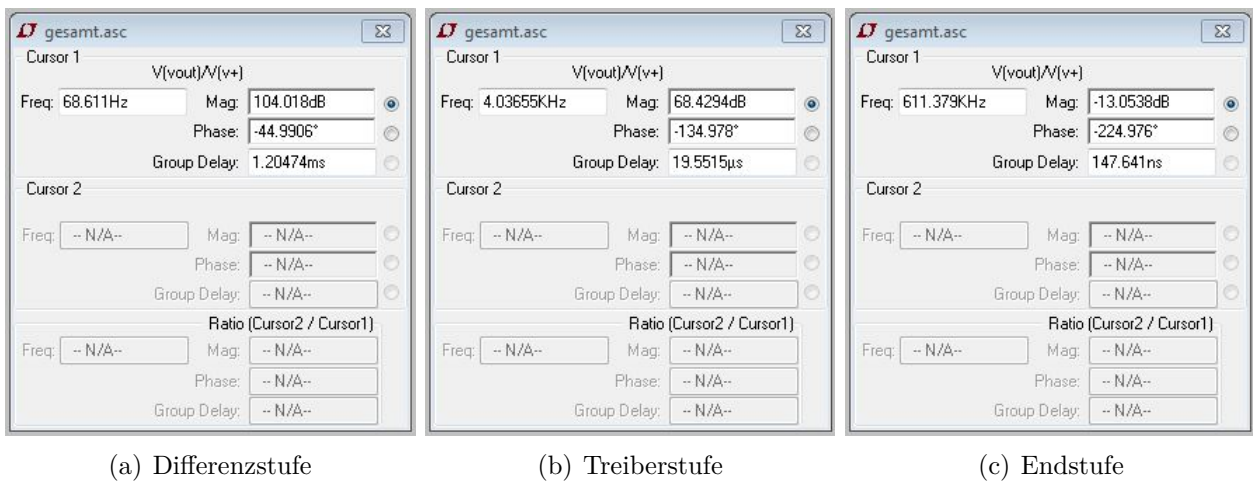


Abbildung 16: Messwerte - Grenzfrequenzen der Verstärkerstufen

2.5. 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 bei einer Phasenreserve von $\varphi_R > 60^\circ$ gegengekoppelt werden kann.

2.5.1. 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, solange 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 $\varphi_R < 0^\circ$ wird. Allerdings ist solch eine Phasenreserve nicht zu empfehlen. Es sollte mindestens eine Phasenreserve $\varphi_R > 30^\circ$ eingehalten werden.[3]

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 φ_R 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 ließ sich, mit den aus Abschnitt 2.4.5 bestimmten Grenzfrequenzen und der Gleichung (5), die Frequenz f_1 mit 50,1 kHz bestimmen. Mit Gleichung (7) ließ 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 $v'_u < 12,412$ bzw. $v'_u < 21,88$ dB bleibt.

Als Nachweis, dass die zuvor gemachten Berechnungen richtig sind, wurde die Schaltung des Operationsverstärkers zu einem nicht invertierenden Verstärker erweitert, wie es Abb. 17 schematisch zeigt und die Phasenreserve gemessen.

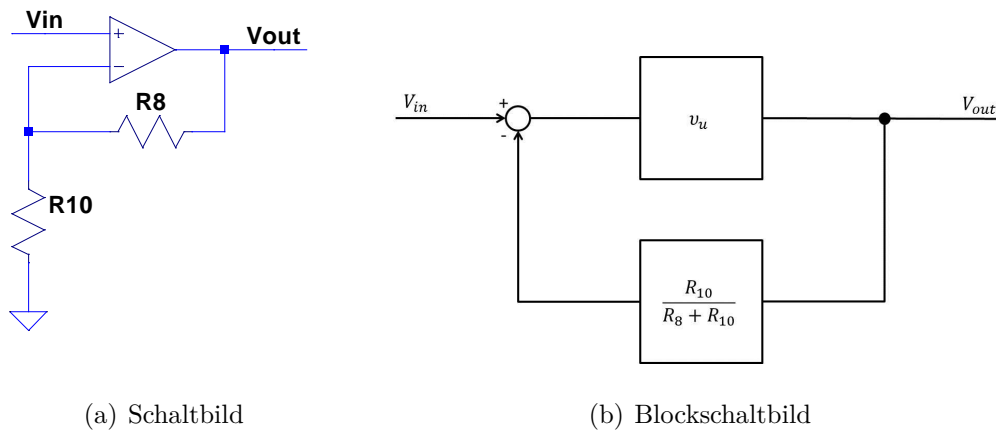


Abbildung 17: nicht invertierender Verstärker

Es wurden die Widerstände R_8 und R_{10} eingeführt. Die so geänderte Schaltung zeigt Abb. 18.

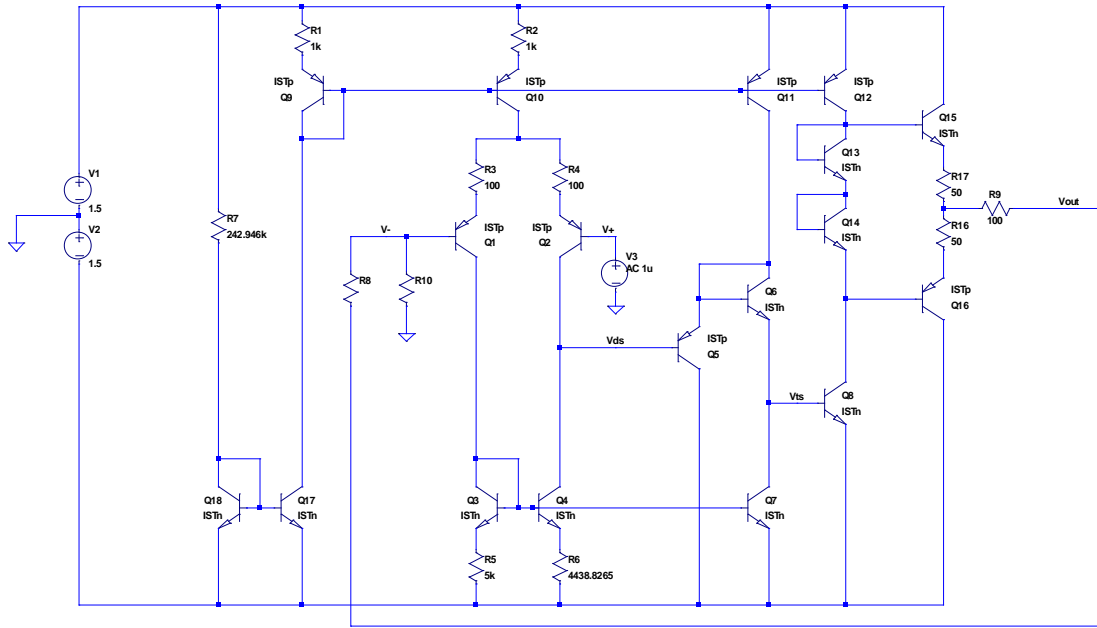


Abbildung 18: Messschaltung zur Ermittlung der Stabilität

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.

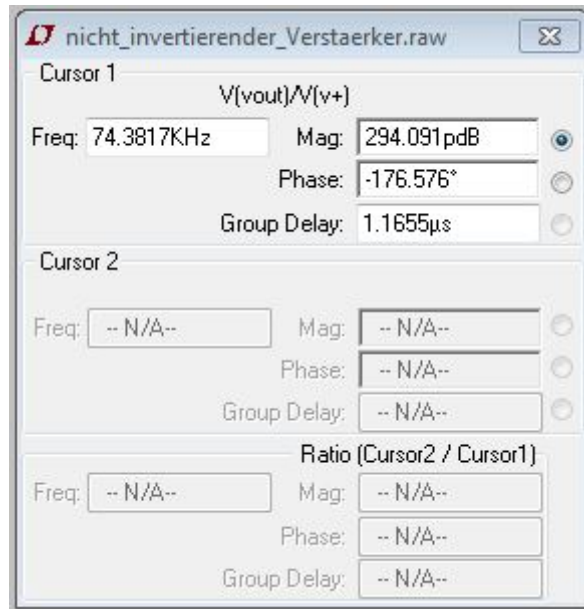


Abbildung 19: Messwerte - Phasenreserve bei eingestelltem $v'_u = 12,412$

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.

2.5.2. maximale Verstärkung bei Phasenreserve $\varphi > 60^\circ$

Um die maximale Verstärkung zu ermitteln, bei der der Verstärker noch gegengekoppelt werden kann und bei der 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 maximale Spannungsverstärkung $v'_u \approx 0,101 \approx -19,89 \text{ dB}$.

2.5.3. Spannungsfolger

Die Beschaltung eines Operationsverstärkers als Spannungsfolger ist ein Sonderfall des nicht invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung, bei dem $R_{10} \rightarrow \infty$ und $R_8 = 1$ beträgt. Mit Gleichung (8) wird daher die Spannungsverstärkung $v'_u = 1$.

Um festzustellen, ob die Schaltung als Spannungsfolger stabil ist, wurde die Schaltung zu einem Spannungsfolger wie es Abb. 20 zeigt, beschaltet.

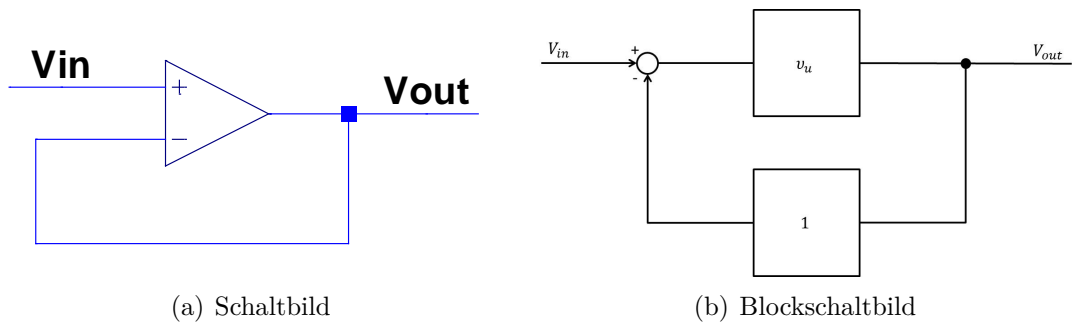


Abbildung 20: Spannungsfolger

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 Abb. 21 entnommen werden.

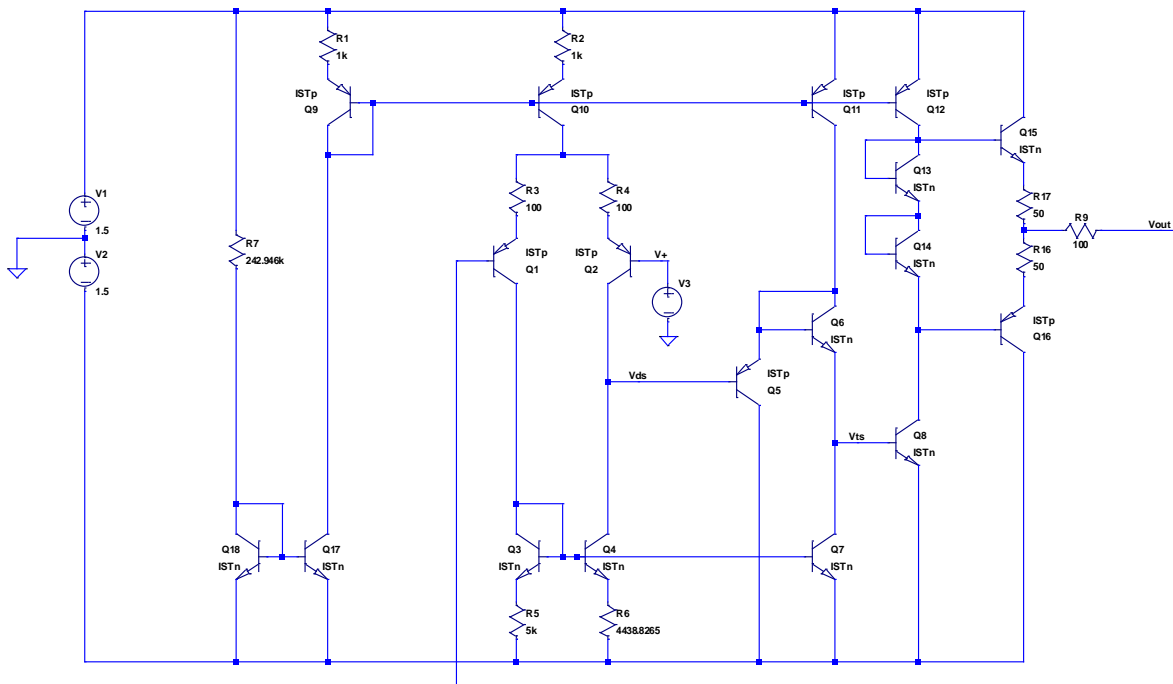


Abbildung 21: Messschaltung zur Ermittlung der Phasenreserve des Spannungsfolgers

Zur Messung wurde diesmal die Nyquist-Ortskurve gewählt. Dazu wurde eine AC-Analyse durchgeführt und das Diagramm von Bode auf Nyquist umgestellt. Das Ergebnis zeigt Abb. 22.

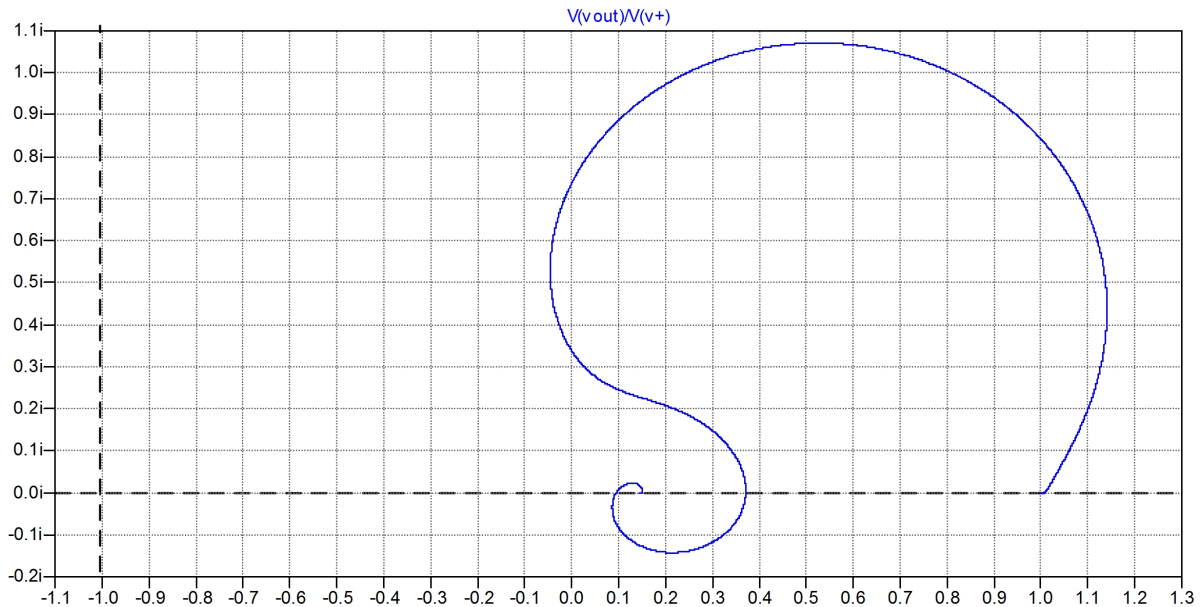


Abbildung 22: Nyquist-Ortskurve des Spannungsfolgers

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. [9]

In Abb. 22 ist zu sehen, dass der kritische Punkt links der Ortskurve liegt und damit nicht umschlossen wird. Somit kann festgestellt werden, dass der Verstärker stabil als Spannungsfolger betrieben werden kann.

2.6. Aufgabe 5 (Frequenzgangkompensation)

In Aufgabe 5 ist eine Lösung zur Frequenzgangkompensation zu finden, bei der der Operationsverstärker bei einer Phasenreserve $\varphi_R = 60^\circ$ als Spannungsfolger betrieben werden kann.

Das Ersatzschaltbild in Abb. 23 zeigt die einzelnen Verstärkerstufen als frequenzunabhängige Verstärker und die voneinander entkoppelten RC-Glieder, welche das Tiefpassverhalten der Verstärkerstufen repräsentieren.

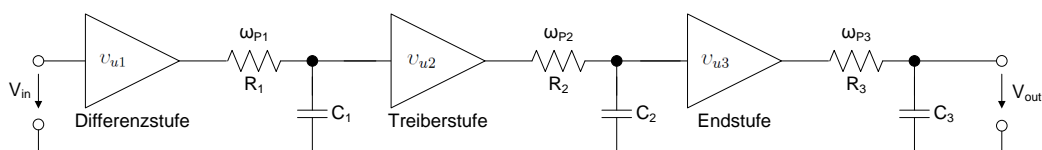


Abbildung 23: Ersatzschaltung zur Untersuchung des Frequenzgangs

Für die Differenzverstärkung $\underline{v}_u(j\omega)$ gilt Gleichung (9).

$$\underline{v}_u(j\omega) = -\frac{|v_{u1}v_{u2}v_{u3}|}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p3}}\right)} \quad (9)$$

Für die Frequenzgangkompensation kann die Frequenzabhängigkeit des Rückkopplungsfaktors k und/oder die der Differenzverstärkung $\underline{v}_u(j\omega)$ beeinflusst werden. Dazu gibt es die Möglichkeit der äußeren Frequenzgangkompensation, beispielsweise durch einbinden eines RC-Gliedes in den Rückkopplungszweig. Die andere Möglichkeit ist die der inneren Frequenzgangkompensation. Hier wird die integrierte Schaltung des OPV entsprechend verändert. Letztere Variante ist für die Lösung der Aufgabe zu wählen und wird hier entsprechend der Abb. 24 realisiert.

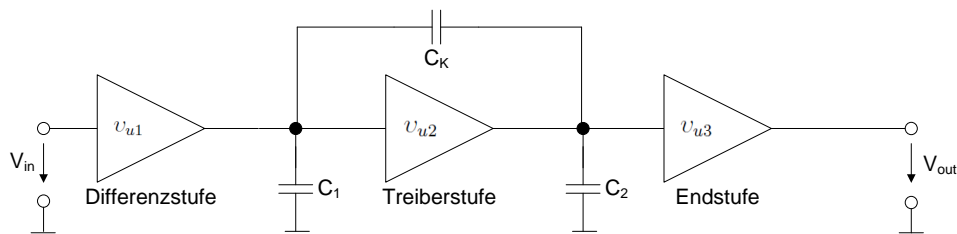


Abbildung 24: Schaltung zur Frequenzgangkompensation

Es werden die Kapazitäten C_1 , C_2 und C_K eingeführt. Mit C_1 wird das Tiefpassverhalten der Differenzstufe und mit C_2 das der Treiberstufe verändert. Mit C_K wird ein sogenanntes Pol-Splitting vorgenommen. Das Pol-Splitting beruht darauf, dass die Pole ω_{p1} und ω_{p2} auseinander geschoben werden. Dies erfolgt aufgrund der Gegenkopplung der Treiberstufe durch die Kapazität C_K . Durch den Miller-Effekt erfolgt hier eine Vergrößerung der Eingangskapazität der Treiberstufe. Abb. 25 zeigt die Beschaltung mit den Kapazitäten C_1 , C_2 und C_K .

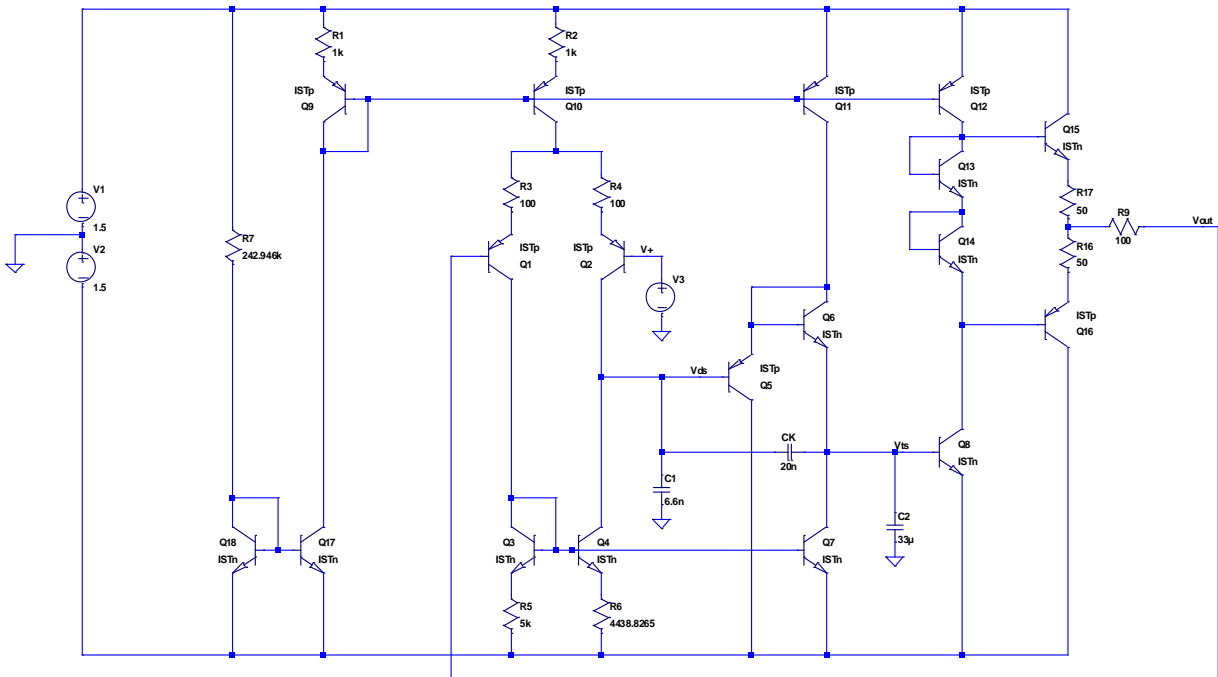


Abbildung 25: Messschaltung - Frequenzgangkompensation

Für den Betrieb als Spannungsfolger mit einer Phasenreserve von $\varphi_R = 60^\circ$ konnten für die Kapazitäten die Werte $C_1 = 6,6 \text{ nF}$, $C_2 = 33 \mu\text{F}$ und $C_K = 20 \text{ nF}$ ermittelt werden. Mit diesen Kapazitäten wurde über die AC-Analyse das Ergebnis überprüft. Das Messergebnis zeigt Abb. 26.

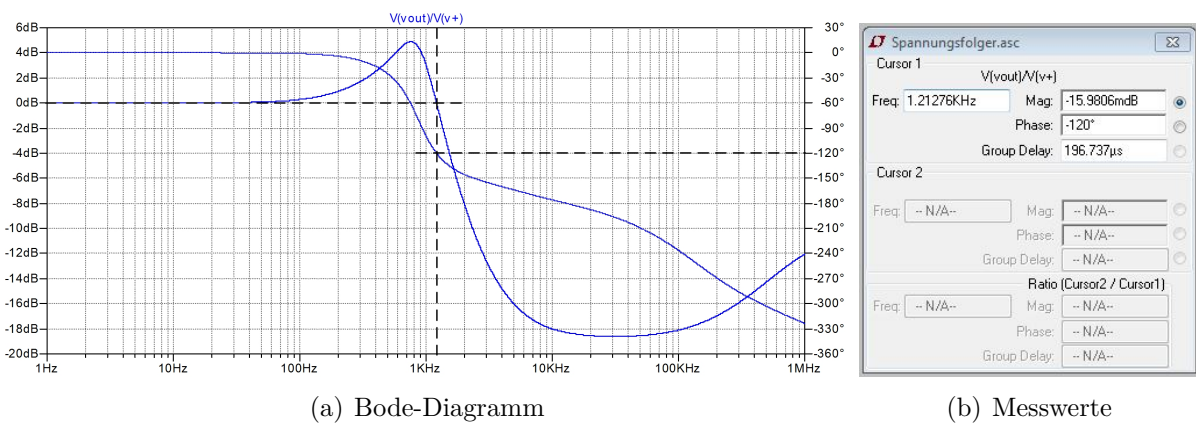


Abbildung 26: Messergebnis - Frequenzgangkompensation

Den Messwerten kann entnommen werden, dass bei 0 dB Verstärkung eine Phasenverschiebung von $\varphi = -120^\circ$ vorliegt. Mit Gleichung (4) ergibt sich daraus eine Phasenreserve von $\varphi_R = 60^\circ$. Somit ist die geforderte Phasenreserve über die Frequenzgangkompensation gewährleistet. Der Nachweis, dass ein Verstärker bei einer Phasenreserve $\varphi_R = 60^\circ$ stabil ist, kann über die Nyquist-Ortskurve nachgewiesen werden. Die Nyquist-Ortskurve für den Spannungsfolger zeigt Abb. 27.

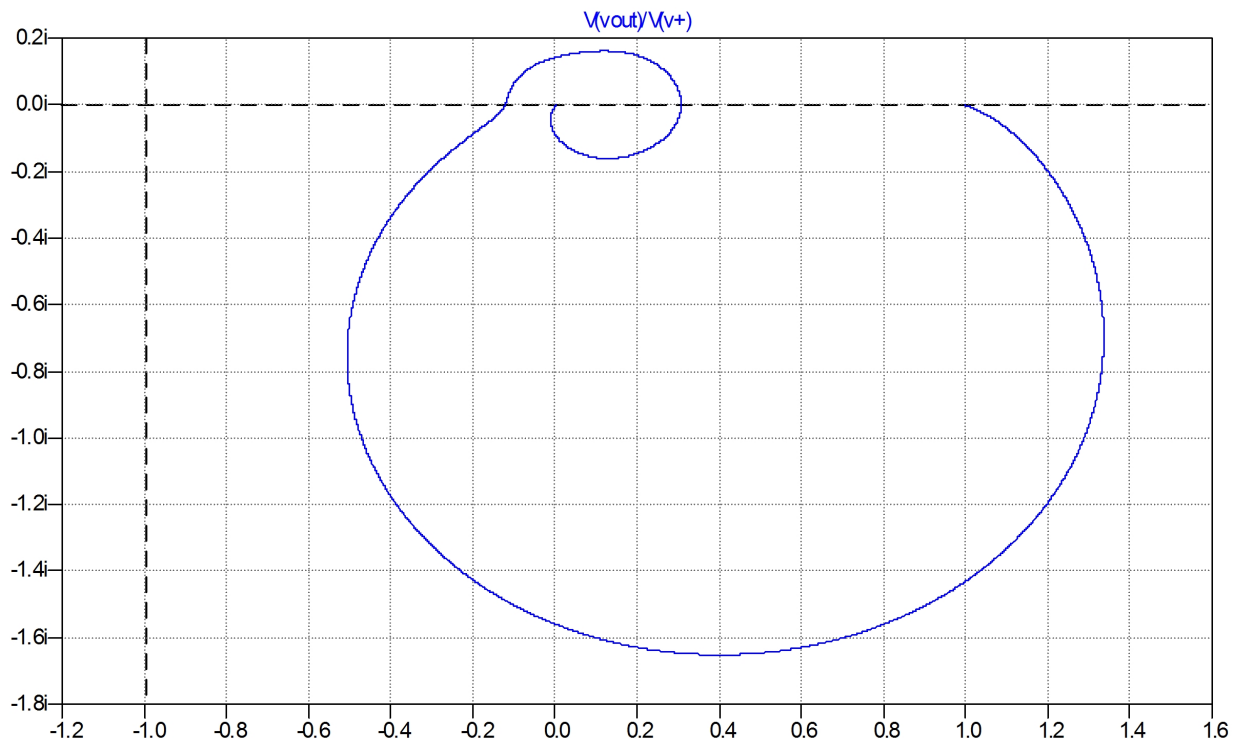


Abbildung 27: Nyquist Ortskurve - Frequenzgangkompensierter Spannungsfolger

Zu erkennen ist, dass der kritische Punkt $(-1 + j0)$ links der Kurve liegt, womit die Kurve den Punkt nicht umschließt. Entsprechend des Nyquist-Kriteriums ist somit die Schaltung des Spannungsfolgers mit der Phasenreserve $\varphi_R = 60^\circ$ stabil.

A. Anhang

A.1. Signalpfade

Die Signalpfade sind mit grüner Farbe eingezeichnet. Die Tabelle 2 zu den Signalpfaden findet sich auf Seite 4

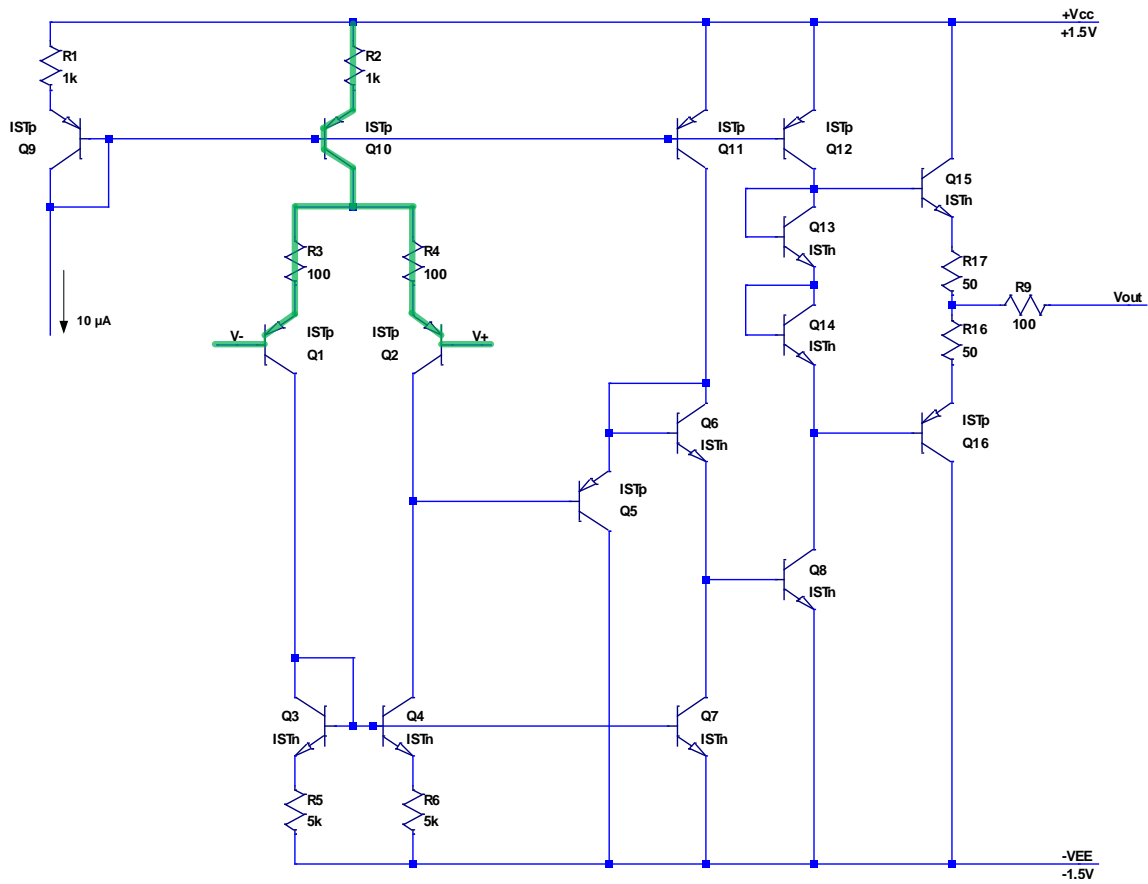


Abbildung 28: Signalfad 1

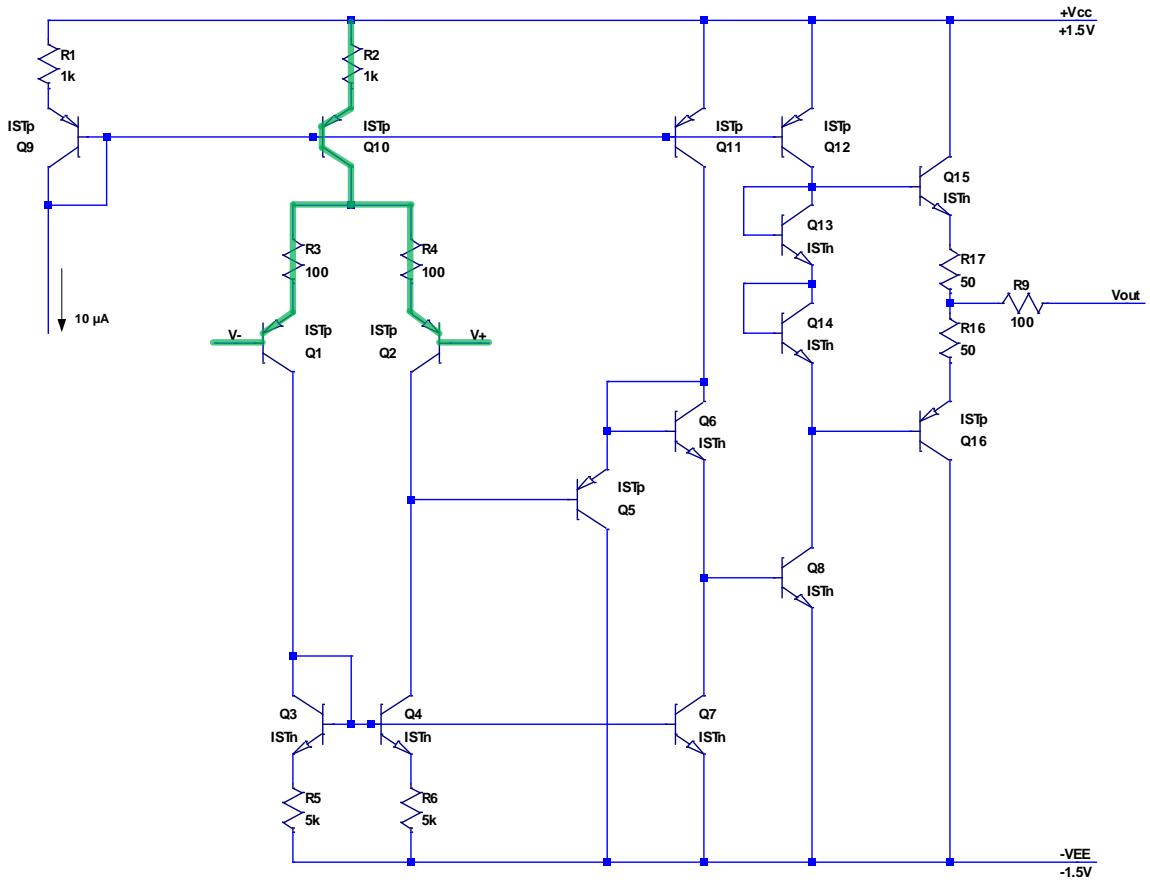


Abbildung 29: Signalpfad 2

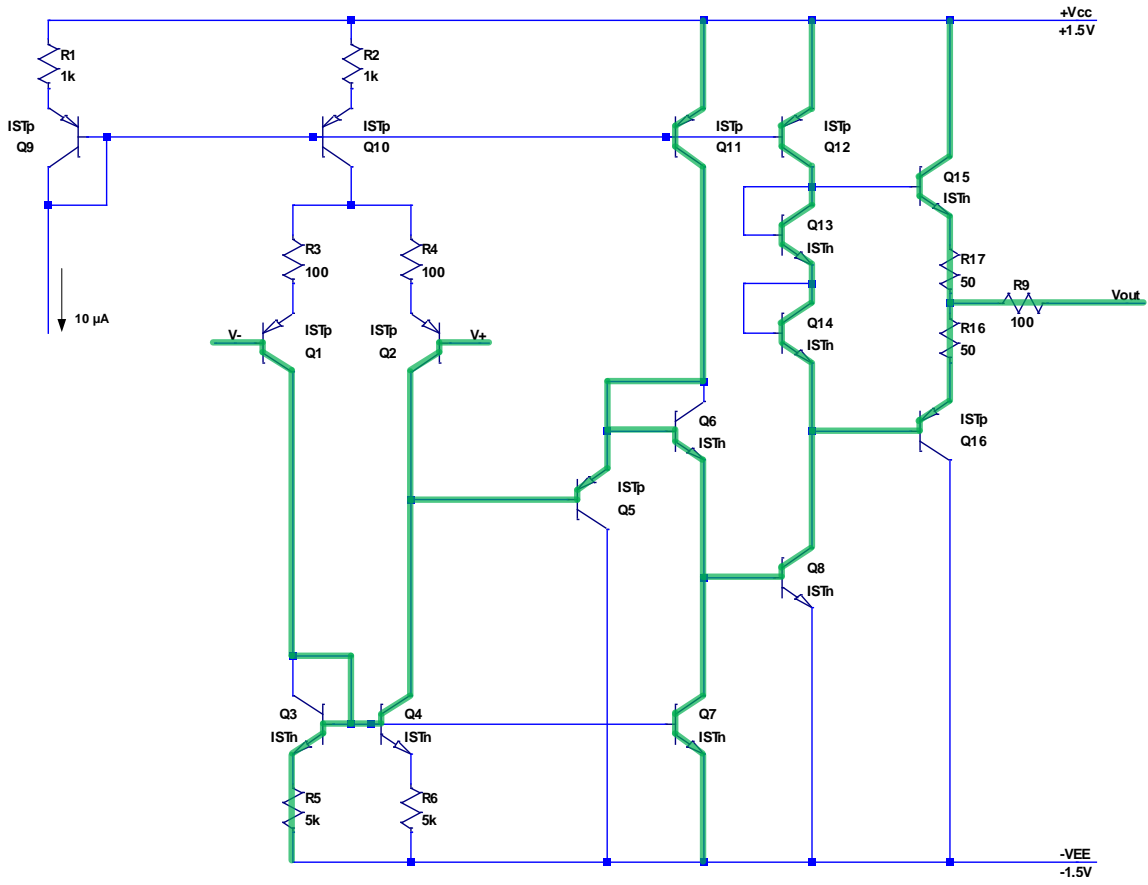


Abbildung 30: Signalpfad 3

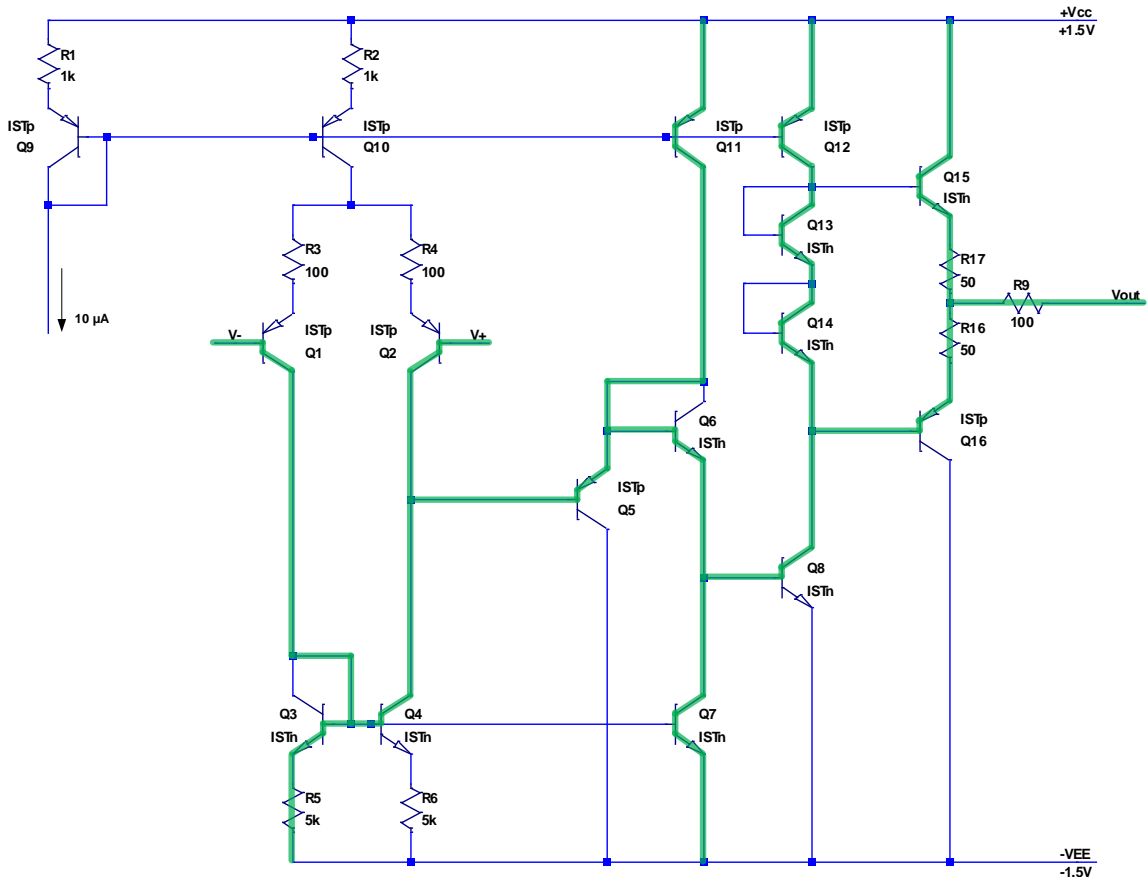


Abbildung 31: Signalpfad 4

Literatur

- [1] Dr.-Ing. Eberhard Gamm, Dr.-Ing. Ulrich Tietze, and Dr.-Ing. Christoph Schenk. *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 13. edition, 2010.
- [2] Prof. Dipl.-Ing. Joachim Goerth. *Bauelemente und Grundsaltungen*. B. G. Teubner Stuttgart - Leipzig, 1999.
- [3] Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Kampe. *Vorlesungsscript Integrierte Schaltungstechnik Einführung*. 2012. Seite 26.
- [4] Prof. Dr.-Ing. habil. Roland Köstner and Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer. *Elektronische Schaltungen*. Carl Hanser Verlag München Wien, 1993.
- [5] Robert Heinemann. *PSPICE Einführung in die Elektroniksimulation*. Carl Hanser Verlag München, 7. edition, 2011.
- [6] Prof. Dr.-Ing. Haybatolah Khakzar, Prof. Dr.-Ing. Albert Mayer, Prof. Dr.-Ing. Reinold Oetinger, Prof. Dr.-Ing. Gerald Kampe, Prof. Dr.-Ing. Walter Lindemeir, and Dipl.-Ing. Roland Friedrich. *Entwurf und Simulation von Halbleiterschaltungen mit PSPICE*. expert verlag, 4. edition, 2006.
- [7] Prof. Dipl.-Ing. Günther Koß and Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Reinhold. *Lehr- und Übungsbuch Elektronik*. Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, 1998.
- [8] Prof. Dr.-Ing. Bodo Morgenstern. *Elektronik Band I: Bauelemente*. Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig/Wiesbaden, 6. edition, 1992.
- [9] Prof. Dr.-Ing. Manfred Seifart. *Analoge Schaltungen und Schaltkreise*. VEB Verlag Technik Berlin, 2. edition, 1982.
- [10] Prof. Dr. techn. Michael Reisch. *Elektronische Bauelemente - Funktionen, Grundsaltungen, Modellierung mit SPICE*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2. edition, 2007.