

Breitbandverstärker

Laborbericht
an der Fachhochschule Zürich

vorgelegt von
Samuel Benz

Leiter der Arbeit: B. Obrist
Fachhochschule Zürich

Zürich, 17. Juni 2003 Samuel Benz

Inhaltsverzeichnis

1	Vorgaben	1
1.1	Einleitung	1
1.2	Versuchsschaltung	2
2	Theoretische Aufgaben	4
2.1	Dimensionierung der Widerstände	4
2.2	Dimensionierung der Koppelkondensatoren	5
2.3	Kleinsignalersatzschaltbild	6
2.4	Millerkapazitäten	6
3	Praktische Aufgaben	11
3.1	Aufbau	11
3.2	Kleinsignal Frequenzgang	12
3.3	verbesserter Frequenzgang	12
3.4	Grossignalverhalten	14
A	Messmittel	17

Kapitel 1

Vorgaben

1.1 Einleitung

Breitbandverstärker sind Verstärker, welche über einen sehr grossen Frequenzbereich einen flachen Frequenzgang aufweisen. Die untere Grenzfrequenz ist sehr tief und ist von der Dimensionierung der Koppelkondensatoren abhängig. Sie ist oftmals auch 0 (DC-Kopplung). Die obere Grenzfrequenz ist allein durch die Geschwindigkeit der aktiven Bauelemente begrenzt. Die Geschwindigkeit von Transistoren wird allgemein durch die Transitfrequenz f_T ausgedrückt. Es handelt sich dabei um diejenigen Frequenzen, bei der die Kleinsignalverstärkung des Bauelementes in einem für Verstärkeranwendungen günstigen Arbeitspunkt bei kurzgeschlossenem Ausgang den Wert 1 (also $0dB$) erreicht.

Breitbandverstärker mit sehr hoher Bandbreite erhält man also nicht einfach durch eine andere Dimensionierung oder durch einen speziellen Aufbau, sondern man benötigt schnellerer Transistoren. Als Faustregel gilt, dass die Transitfrequenz der eingesetzten Transistoren mindestens vier mal höher als die geforderte Bandbreite sein sollte. Mit kommerziell erhältlichen Mikrowellen-Bipolartransistoren ($f_T = 6 \dots 25GHz$) lassen sich somit leicht Breitbandverstärker mit Bandbreiten von DC bis $2GHz$ realisieren, mit Heterobipolartransistoren (f_T bis ca. $60GHz$) sind in integrierten Schaltungen Bandbreiten bis über $10GHz$ möglich.

Die Eingangsverstärker von Oszillographen sind typische Beispiele von Breitbandverstärkern. Sie müssen das schwache Messignal von wenigen mV auf eine für die Ablenkung des Elektronenstrahls ausreichende Amplitude verstärken (einige 10 bis 100V). KO-Eingangskoppelkondensatoren lässt sich der Gleichspannungsanteil des Messsignals abtrennen (AC-Kopplung, untere Grenzfrequenz ca. $1 \dots 5Hz$).

Oft kommen zur Bandbreitenspezifikation zusätzlich Anforderungen hinzu, welche an einen praktischen Breitbandverstärker gestellt werden müssen. Beim KO-Verstärker muss beispielsweise der Phasengang auch über die 3dB-

Grenze hinaus linear sein, und der Frequenzgang darf nicht aussteuerungsabhängig sein, um amplitudenabhängige Signalverformungen zu vermeiden. Letztere Forderung ist z.B. bei Operationsverstärkern in hohem Masse nicht erfüllt (Slew rate-Begrenzung).

1.2 Versuchsschaltung

Die in diesem Laborversuch zu untersuchende Breitbandverstärkerschaltung ist in Abbildung 1.1 gezeigt. Es handelt sich um einen dreistufigen Verstärker mit Eingangs-, Haupt- und Ausgangsstufe, welche mit Si-n-Kanal-Sperrschicht-FETs J310 (Vishay) bestückt sind.

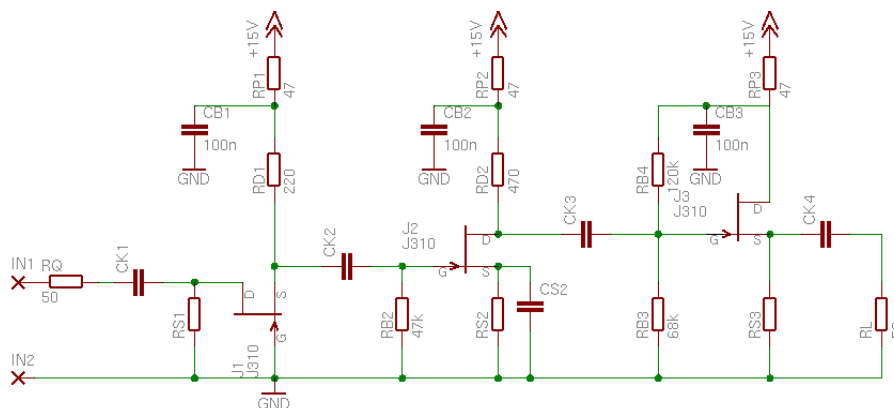


Abbildung 1.1: Schema des Breitbandverstärkers mit Sperrschicht-FETs

Die Eingangs- und die Ausgangsstufe dienen der Anpassung der Hauptstufe an die Quellen- und Lastimpedanz von 50Ω (Impedanzwandlung). Die Eingangsstufe arbeitet im Common Gate-Schaltung, die Ausgangsstufe in Common Drain-Schaltung. Für die Hauptstufe wird die Common Source-Schaltung eingesetzt. Die Eingangs- und die Hauptstufe arbeiten bei $I_{D1,2} = 10mA$, die Ausgangsstufe aus Ausgangsleistungsgründen bei $I_{D3} = 20mA$.

Die Widerstände $R_{P1...3}$ und die Kondensatoren $C_{B1...3}$ dienen der Entkopplung der Stufen untereinander und der Speisungsabblockung, so dass am oberen Ende von R_{D1} und R_{D2} bzw. am Drain von J_3 eine definierte, niedrige Quellenimpedanz vorliegt (unabhängig vom verwendetem Netzgerät). $R_{B2...4}$ definieren die Gleichspannungen an den Gates von J_1 , J_2 ($0V$) und J_3 ($1/3$ der Betriebsspannung). Sie können gross gewählt werden, da die FETs keinen Gate-Gleichstromführen. Bei der Kleinsignalanalyse brauchen sie nicht berücksichtigt zu werden. $R_{S1...3}$ bestimmen die negativen Gate-

Vorspannungen $U_{GS1...3}$ und damit die Drainströme $I_{D1...3}$ jeder Stufe. R_{S2} wird mit einem Kondensator überbrückt und stellt einen Kurzschluss für die Signalfrequenz dar. R_{S1} und R_{S3} liegen parallel zum Ein- bzw. Ausgang.

Bei der Eingangsstufe macht man sich die Tatsache zunutze, dass die Eingangsimpedanz einer Common Gate-Stufe gerade dem Kehrwert der Steilheit S entspricht (1.1), und dass sie über einen breiten Frequenzbereich reell (ohmisch) ist. Dasselbe gilt für die Ausgangsimpedanz einer Common Drain-Stufe (1.2).

$$Z_{ein} = \frac{1}{S_1} \quad (1.1)$$

$$Z_{aus} = \frac{1}{S_3} \quad (1.2)$$

Die eingesetzten FETs J310 weisen bei Drainströmen von 10 und 20mA Steilheiten S von ca. 13 und 16mS auf, was zusammen mit den Widerständen R_{S1} und R_{S3} zu Ein- und Ausgangsimpedanzen von rund 50Ω führt.

Kapitel 2

Theoretische Aufgaben

2.1 Dimensionierung der Widerstände

Dimensionieren Sie anhand des Datenblattes des FET J310 die Source-Widerstände $R_{S1...3}$, sodass ungefähr die verlangten Drainströme resultieren. Wählen Sie aus dem sehr breiten spezifizierten Streuungsbereich die Charakteristik für eine Schwellenspannung $U_{GS_{off}}$ von $-3.0V$, entsprechend einem Drainstrom bei $0V$ Gatespannung I_{DSS} von $50mA$.

Was für Spannungsabfälle erwarten Sie über den Widerständen $R_{P1...3}$? Wie gross sind die Drainspannungen von J_1 und J_2 und die Sourcespannungen aller FETs gegen Masse?

Mit der Formel 2.1 [1] oder mittels des Datenblatt für den J310 und Vorgaben für $U_{GS_{off}}$ und I_{DSS} lässt sich für jeden FET die Spannung über U_{GS} berechnen. Danach lassen sich leicht der nötigen Widerstände $R_{S1...3}$ leicht berechnen.

$$I_D = I_{DSS} * \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2 \quad (2.1)$$

$$R_{S1} = \frac{|U_{GS1}|}{I_{D1}} = \frac{|-1.7V|}{10mA} = 170\Omega \quad (2.2)$$

$$R_{S2} = \frac{U_{GS2}}{I_{D2}} = \frac{1.7V}{10mA} = 170\Omega \quad (2.3)$$

$$U_{G3} = \frac{U_{BATT} * R_{B3}}{R_{B4} + R_{B3}} = \frac{15V * 68k\Omega}{120k\Omega + 68k\Omega} = 5V \quad (2.4)$$

$$R_{S3} = \frac{U_{G3} - U_{GS3}}{I_{D3}} = \frac{5V - (-1.2V)}{20mA} = 310\Omega \quad (2.5)$$

Tabelle 2.1: Erwartete Spannungsabfälle

U_{RP1}	0.47V
U_{RP2}	0.47V
U_{RP3}	0.94V
U_{SJ1}	-1.7V
U_{SJ2}	1.7V
U_{SJ3}	6.2V
U_{DJ1}	12.33V
U_{DJ2}	9.83V

2.2 Dimensionierung der Koppelkondensatoren

Dimensionieren Sie die Koppelkondensatoren $C_{K1...4}$ und den Source-Überbrückungskondensator C_{S2} approximativ, so dass eine untere 3 dB-Grenzfrequenz von höchstens $f_{gu} = 100kHz$ resultiert.

Um eine untere Grenzfrequenz von $f_{gu} = 100kHz$ mittels 5 Gliedern zu erreichen, rechnet man mittels der Formel 2.6 [2] die nötige Grenzfrequenz jedes Gliedes. Danach kann jeder Kopplungskondensator anhand der wirkenden Widerstände berechnet werden. Für S setzte man $3mS$ ein.

$$f_{gu'} = f_{gu} * \sqrt[2]{\left(\frac{1}{(\sqrt[5]{0.707})^2}\right) - 1} = 100kHz * 0.3857 = 38.57kHz \quad (2.6)$$

$$C_{K1} = \frac{1}{2 * \pi * f_{gu'} * \left(\frac{1}{S} || R_{S1} + R_Q\right)} = 40nF \quad (2.7)$$

$$C_{K2} = \frac{1}{2 * \pi * f_{gu'} * (R_{D1} + R_{B2})} = 87.4pF \quad (2.8)$$

$$C_{K3} = \frac{1}{2 * \pi * f_{gu'} * (R_{D2} + R_{B4} || R_{B3})} = 94pF \quad (2.9)$$

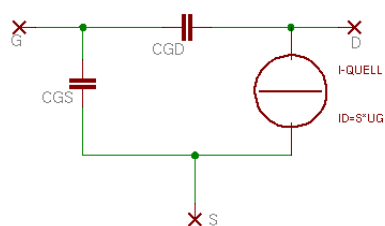
$$C_{K4} = \frac{1}{2 * \pi * f_{gu'} * \left(\frac{1}{S} || R_{S3} + R_L\right)} = 40nF \quad (2.10)$$

$$C_{S2} = \frac{1}{2 * \pi * f_{gu'} * \left(\frac{1}{S} || R_{S2}\right)} = 78nF \quad (2.11)$$

2.3 Kleinsignalersatzschaltbild

Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild des gesamten Verstärkers! Verwenden Sie dazu das FET-Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.1! Die Koppelkondensatoren $C_{K1...4}$ und C_{S2} betrachten Sie als Kurzschlüsse.

Vergessen Sie nicht: Eine Common Gate-Schaltung entspricht einer stromgesteuerten Stromquelle (Stromverstärkung 1) mit Eingangswiderstand $R_{ein} = 1/S$; die Common Drain-Schaltung ist eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle (Spannungsverstärkung 1) mit Ausgangswiderstand $R_{aus} = 1/S$! Wie gross sind die NF-Spannungsverstärkungen v_u der einzelnen Stufen? Wie gross sind die Spannungsverstärkungen v_{tot} und die Einfügungsverstärkung A des gesamten Verstärkers ($R_L = R_Q = 50\Omega$; $0dB$ Einfügungsverstärkung entspricht der direkten Verbindung von Signalquelle und Last)?



$I_D =$	$10mA$	$20mA$
C_{GS}	$3.5pF$	$4.5pF$
C_{GD}	$1.5pF$	$2.0pF$
S	$13mS$	$16mS$

Abbildung 2.1: Kleinsignalersatzschaltung des J310 bei $U_{DS} = 10V$

Das komplette Ersatzschaltbild der gesamten Verstärkerstufe ist Abbildung 2.2 zu entnehmen.

$$v_{u1} = S * (R_{B2} || R_{D1}) = 2.8 \quad (2.12)$$

$$v_{u2} = -S * (R_{D2} || R_{B3} || R_{B4}) = -6.1 \quad (2.13)$$

$$v_{u3} = \frac{(R_L || R_{S3})}{(R_L || R_{S3}) + \frac{1}{S}} = 0.4 \quad (2.14)$$

$$v_{u_{tot}} = v_{u1} * v_{u2} * v_{u3} = 2.8 * -6.1 * 0.4 = -6.8 \hat{=} 16.6dB \quad (2.15)$$

2.4 Millerkapazitäten

Eliminieren Sie nun die im Kleinsignalersatzschaltbild des Verstärkers alle Millerkapazitäten (Rückwirkungskapazitäten, C_{GD} im Falle der Common Source-Schaltung)! Die einzelnen Stufen sind nun rückwirkungsfrei, jedoch

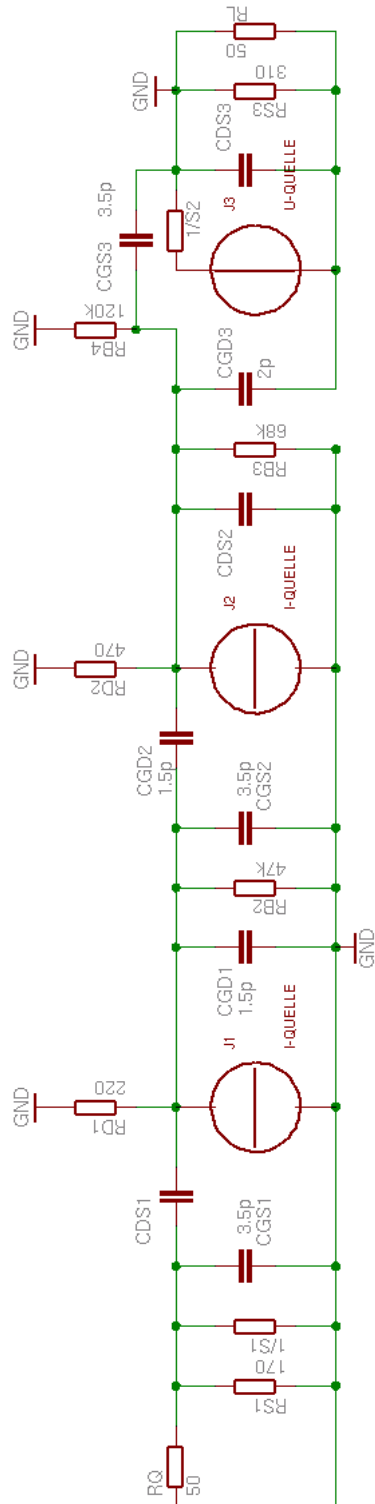


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild des Verstärkers

erscheint am Eingang eine höhere Kapazität, im Falle der Common Source-Schaltung $C_{GS} + C_{GD} * (1 - v_u)$. Sie erhalten nun eine Kaskade von Tiefpässen erster Ordnung. Berechnen Sie deren 3 dB-Frequenzen und skizzieren Sie das Bodediagramm des ganzen Verstärkers!

Das rückwirkungsfreie Ersatzschaltbild mit den neuen Kapazitäten ist Abbildung 2.3 zu entnehmen.

$$C_{GS1'} = C_{GS} + (1 - v_u) * C_{DS} = 3.5pF + (1 - 2.8) * 0pF = 3.5pF \quad (2.16)$$

$$C_{GD1'} = C_{GD} + C_{DS} = 1.5pF \quad (2.17)$$

$$C_{GS2'} = C_{GS} + (1 - v_u) * C_{GD} = 3.5pF + (1 - (-6.1)) * 1.5pF = 14.2pF \quad (2.18)$$

$$C_{DS2'} = C_{DS} + C_{GD} = 1.5pF \quad (2.19)$$

$$C_{GD3'} = C_{GD} + (1 - v_u) * C_{GS} = 2pF + (1 - 0.4) * 4.5pF = 4.7pF \quad (2.20)$$

$$C_{DS3'} = C_{DS} + C_{GS} = 4.5pF \quad (2.21)$$

Mittels des rückwirkungsfreien Ersatzschaltbild des Verstärkers können nun die 4 Frequenzbestimmenden Tiefpässe gerechnet werden. Diese Tiefpässe geben zusammen mit den aus Aufgabe 2.2 berechneten Hochpässen den Frequenzgang des ganzen Verstärkers (Abbildung 3.2). Das für die obere Grenzfrequenz bestimmende Glied, ist der Tiefpass mit $f_{go2} = 46.3MHz$ (2.23).

$$f_{go1} = \frac{1}{2 * \pi * C_{GS1'} * (R_{RS1} || \frac{1}{S_1} || R_q)} = 1.7GHz \quad (2.22)$$

$$f_{go2} = \frac{1}{2 * \pi * (C_{GD1'} + C_{GS2'}) * (R_{D1} || R_{B2})} = 46.3MHz \quad (2.23)$$

$$f_{go3} = \frac{1}{2 * \pi * (C_{DS2'} + C_{GD3'}) * (R_{D2} || R_{B3} || R_{B4})} = 55.2MHz \quad (2.24)$$

$$f_{go4} = \frac{1}{2 * \pi * C_{DS3'} * (R_{RS3} || R_L || \frac{1}{S_3})} = 1.4GHz \quad (2.25)$$

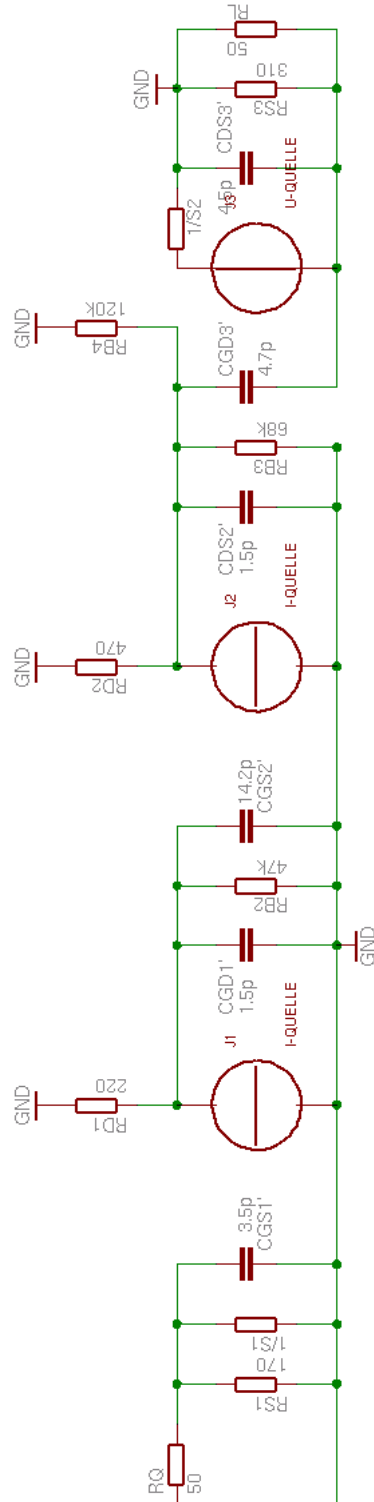


Abbildung 2.3: Rückwirkungsfreies Ersatzschaltbild des Verstärkers

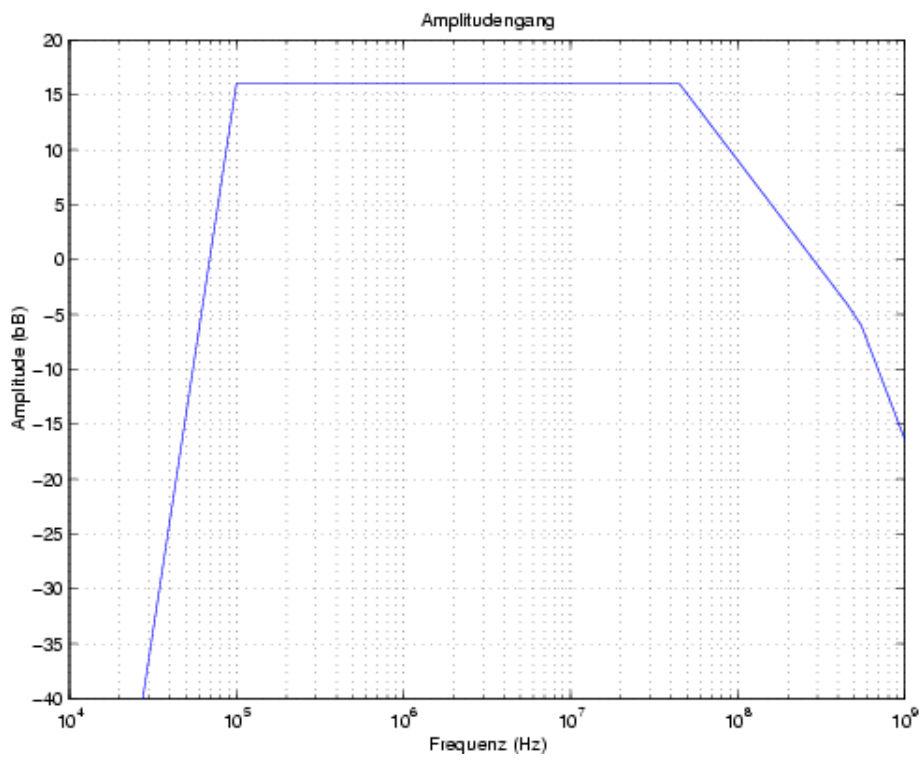


Abbildung 2.4: Amplitudengang des ganzen Verstärkers

Kapitel 3

Praktische Aufgaben

3.1 Aufbau

Bauen Sie den Verstärker nach Abbildung 1.1 auf und nehmen Sie ihn vorsichtig in Betrieb. Überprüfen Sie die Gleichspannungen an den Source- und Drain-Anschlüssen der FETs. Die Betriebsströme der einzelnen Stufen lassen sich einfach ermitteln, indem man die Spannungsfälle über den Entkoppelungswiderständen $R_{P1...3}$ misst!

Die Schaltung wurde mit den berechneten Werten aus Aufgabe 2.1 und 2.2 aufgebaut (Abbildung 3.1). Die gemessenen Arbeitspunktströme sind der Tabelle 3.1 zu entnehmen.

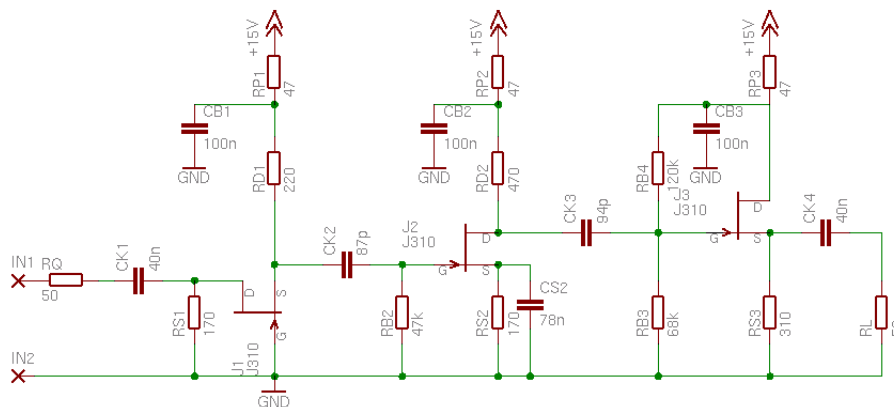


Abbildung 3.1: Schaltung des aufgebauten Verstärkers

Tabelle 3.1: Effektive Spannungsabfälle und Arbeitspunktsröme

Spannung	berechnet	gemessen	Strom	vorgegeben	effektiv
U_{RP1}	0.47V	0.74V	I_{D1}	10mA	15.7mA
U_{RP2}	0.47V	0.59V	I_{D2}	10mA	12.5mA
U_{RP3}	0.94V	0.91V	I_{D3}	20mA	19.4mA

3.2 Kleinsignal Frequenzgang

Messen Sie nun den Kleinsignal-Amplitudenfrequenzgang des Verstärkers (Eingangsamplitude ca. 10mV)! Kalibrieren Sie dazu zuerst das Messsystem ohne Verstärker: Die direkte Verbindung von Generator (Quellenimpedanz 50Ω) und Last (Lastimpedanz 50Ω) entspricht 0dB.

Sie können die Messung mit einem Signalgenerator und einem KO durchführen. Hier müssen Sie sicherstellen, dass der Verstärker wirklich eine ohmsche Last von 50Ω sieht. Einfacher geht es mit der Kombination von Spektrumanalysator und Tracking-Generator. Letztere haben Torimpedanzen von 50Ω und erlauben eine bequeme Darstellung von Frequenzgängen.

Der gemessene Kleinsignal-Amplitudenfrequenzgang ist in Abbildung 3.2 zu sehen.

3.3 verbesserter Frequenzgang

Die Verstärkerbandbreite ist in erster Linie durch denjenigen Tiefpass beschränkt, welcher die niedrigste Eckfrequenz aufweist (vgl. Aufgabe 2.4). In Ihrem Verstärker ist dies der Tiefpass, welcher aus R_{D1} und der Gesamtkapazität und der Gesamtkapazität über R_{D1} gebildet wird.

Die Bandbreite lässt sich erhöhen, indem die störende Kapazität durch Einfügen einer Induktivität an der oberen Bandgrenze kompensiert wird. Die notwendige Modifikation ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Beginnen Sie mit einer Induktivität $L_{D1} = 1\mu H$; je nach aufbaubedingter zusätzlicher Kapazität benötigen Sie einen grösseren oder kleineren Wert, um einen flachen Frequenzgang zu erhalten. Messen Sie den erweiterten Frequenzgang!

Der gemessene Kleinsignal-Amplitudenfrequenzgang mit verbessertem Frequenzgang ist in Abbildung 3.4 zu sehen.

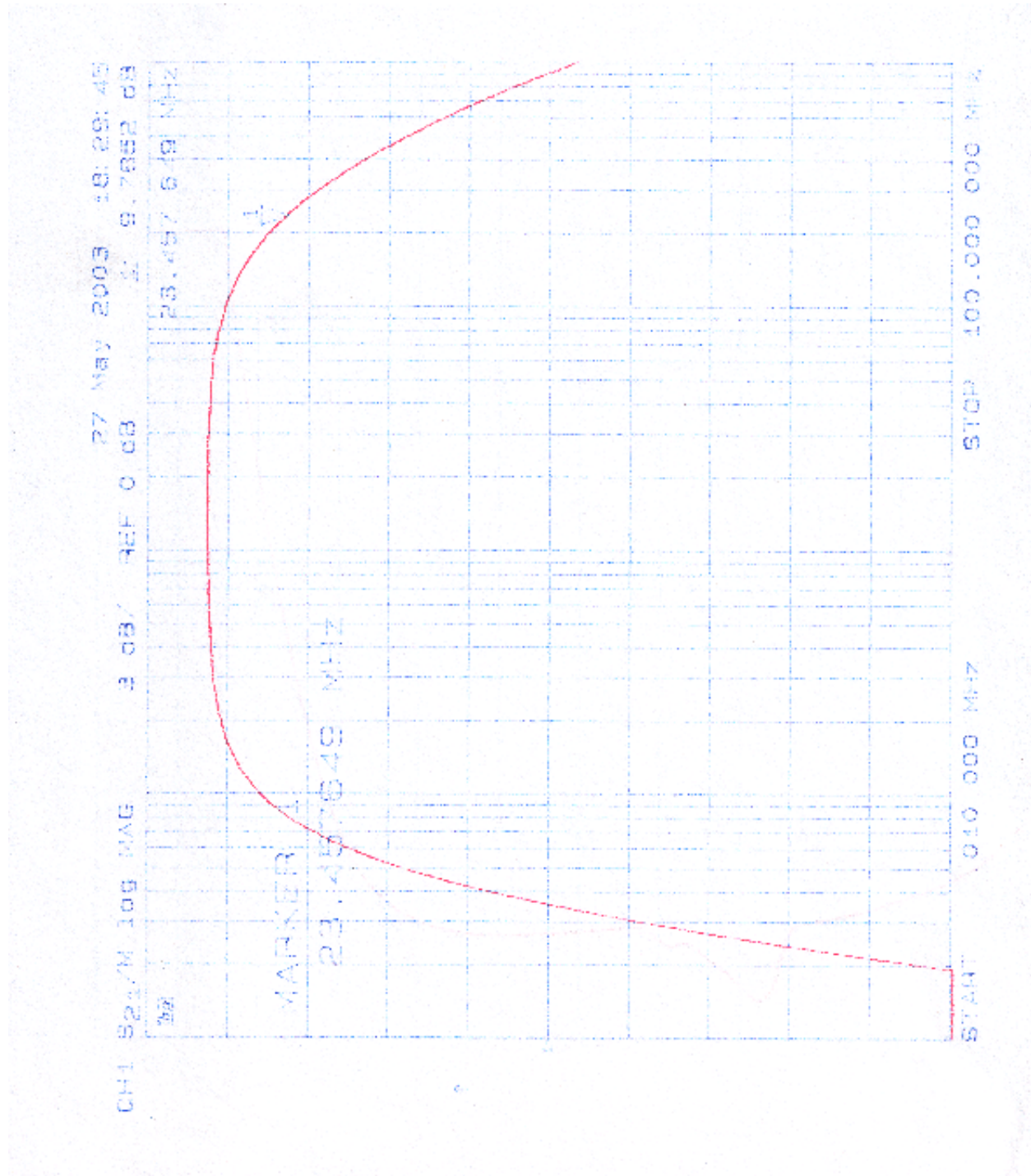


Abbildung 3.2: Kleinsignal-Amplitudenfrequenzgang

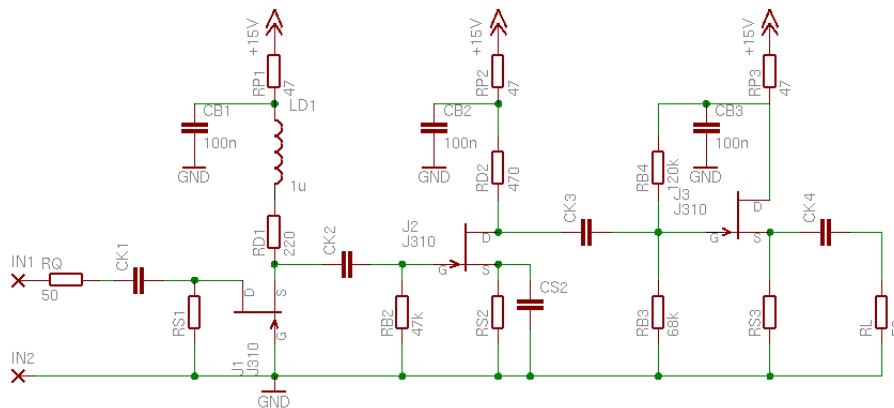


Abbildung 3.3: Mit L_{D1} modifizierter Breitbandverstärkers

3.4 Grosssignalverhalten

Untersuchen Sie nun das Grosssignalverhalten des Verstärkers bei 10MHz Eingangsfrequenz. Bei welcher Eingangsamplitude nimmt die Verstärkung um 1dB ab (1dB -Kompressionspunkt des Verstärkers)? Wie gross ist die maximale Ausgangsleistung?

Wie gross ist der Oberwellenabstand bei verschiedenen Eingangsamplituden? Welche Oberwellen erscheinen am stärksten? Wie stark darf der Verstärker beispielsweise ausgesteuert werden, ohne dass der Oberwellenabstand 50dB unterschreitet (*max. Eingangsamplitude für verzerrungsfreien Betrieb*)?

Die Linearität des Verstärkers ist in Abbildung 3.5 zu sehen. Der Verstärker ist bis zu einer Eingangsamplitude von $U_{ein} = -4\text{dBm}$ linear. Daraus folgt eine maximale Ausgangsleistung von $P_{out,max} = 3.8\text{dBm}$.

Der Oberwellenabstand beträgt 10MHz . Arbeitet der Verstärker im linearen Bereich sind nur die 1. bis 3. Oberwelle (20MHz , 30MHz , 40MHz) sichtbar. Steuert man den Verstärker noch mehr aus erscheinen jedoch alle Oberwellen.

Die Aussteuergrenze um einen Oberwellenabstand von 50dB zu erreichen, konnten wir nicht messen, da wir keinen Generator im Labor haben, welcher einen genügend genauen Cosinus liefert. In anderen Worten, auch ohne unseren Verstärker (nur Generator) konnten wir keinen Oberwellenabstand von 50dB erreichen.

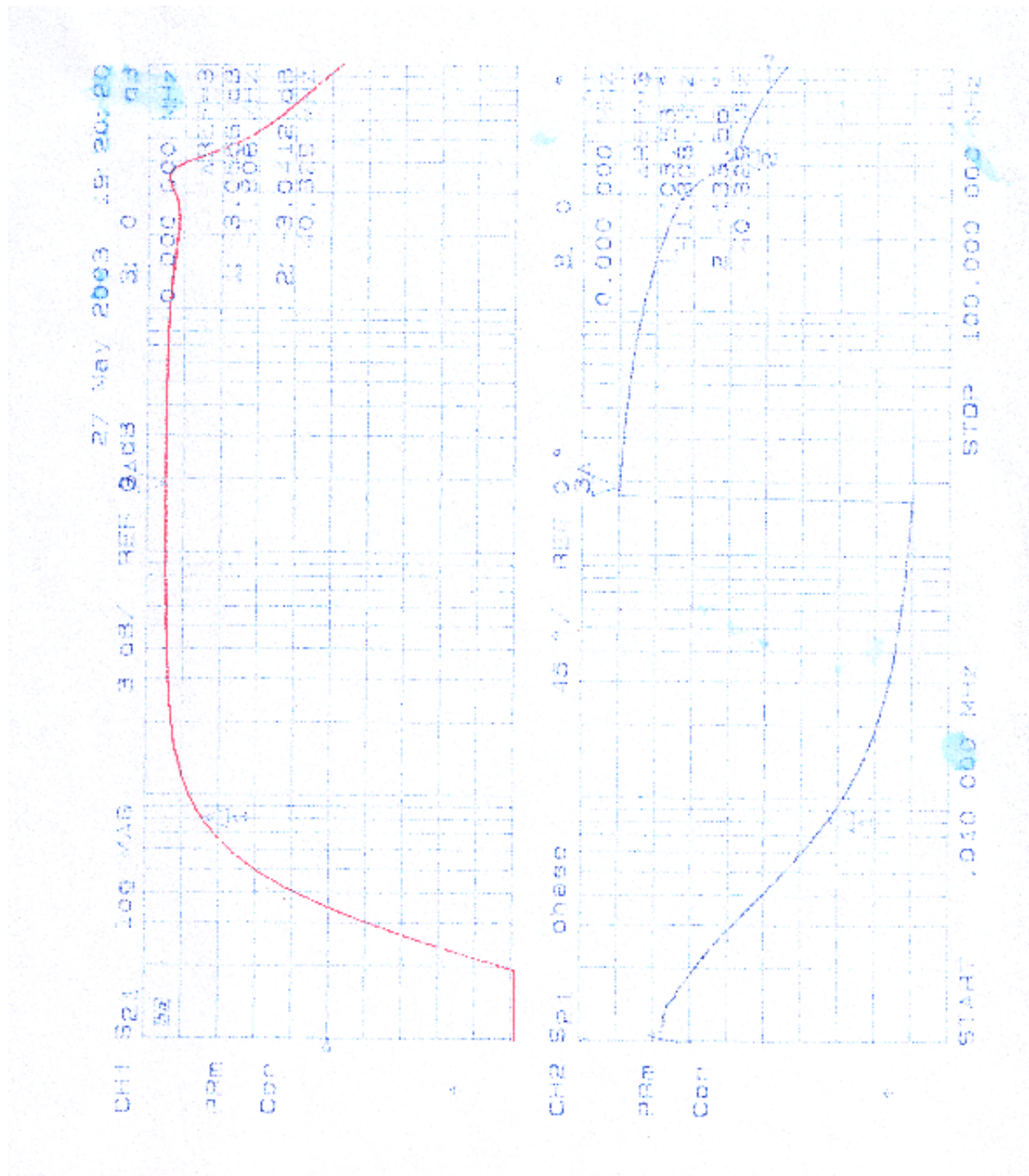


Abbildung 3.4: Kleinsignal-Amplitudenfrequenzgang

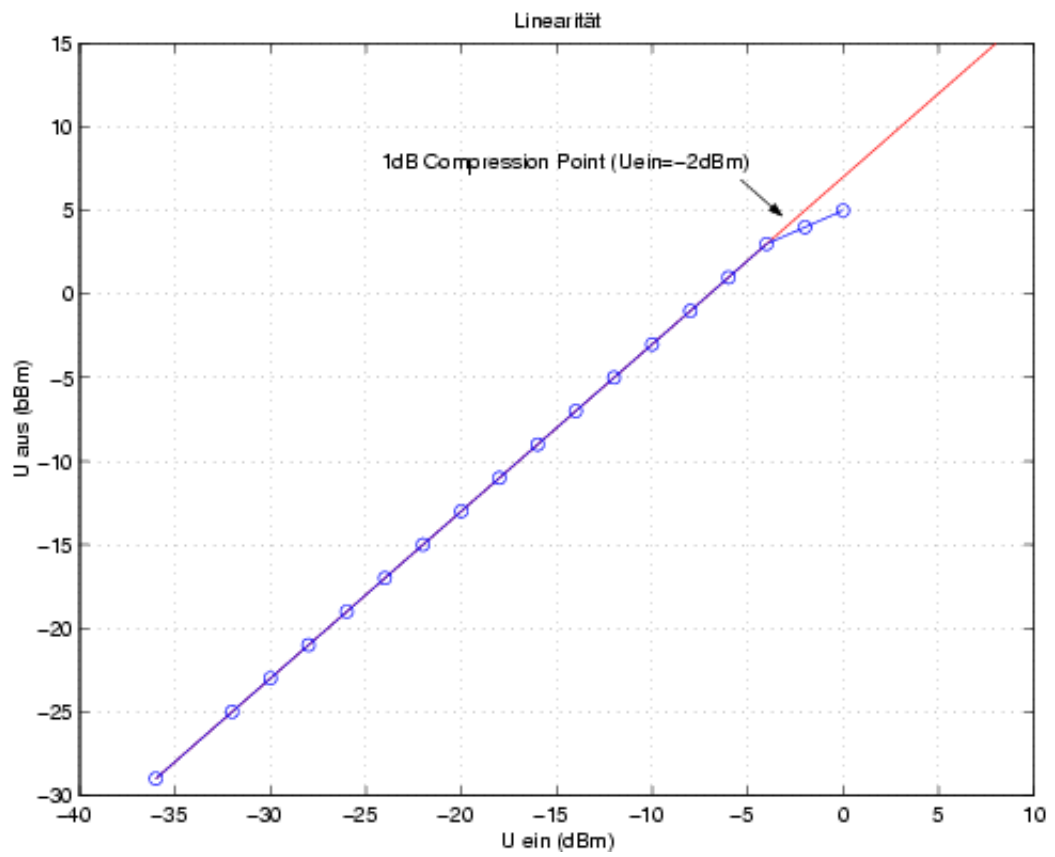


Abbildung 3.5: Linearität des Verstärkers

Anhang A

Messmittel

Network Analyzer: Helwet Packard 8753D
30kHz-3GHz 50 Ohm
3410A05328

Function Generator: Stanford Research Systems DS 345
50 Ohm
26367

KO: Metrix OX 8100
149587WHF

Spectrum Analyzer: Helwet Packard 8553B
1615A-12306

Literaturverzeichnis

- [1] Kories / Schmidt-Walter. *Taschenbuch der Elektrotechnik*. Harri Deutsch
ISBN: 3-8171-1563-6, 1998.
- [2] Peter Zastrow. *Formeln Nachrichtentechnik*. Frankfurter Fachverlag
ISBN: 3-87234-130-8, 1990.