



Vortrag über die Bachelorarbeit

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Thema:

**I/Q Comparator-Demodulator Circuit
for 7-Tesla MRI Smart Power
Amplifier**

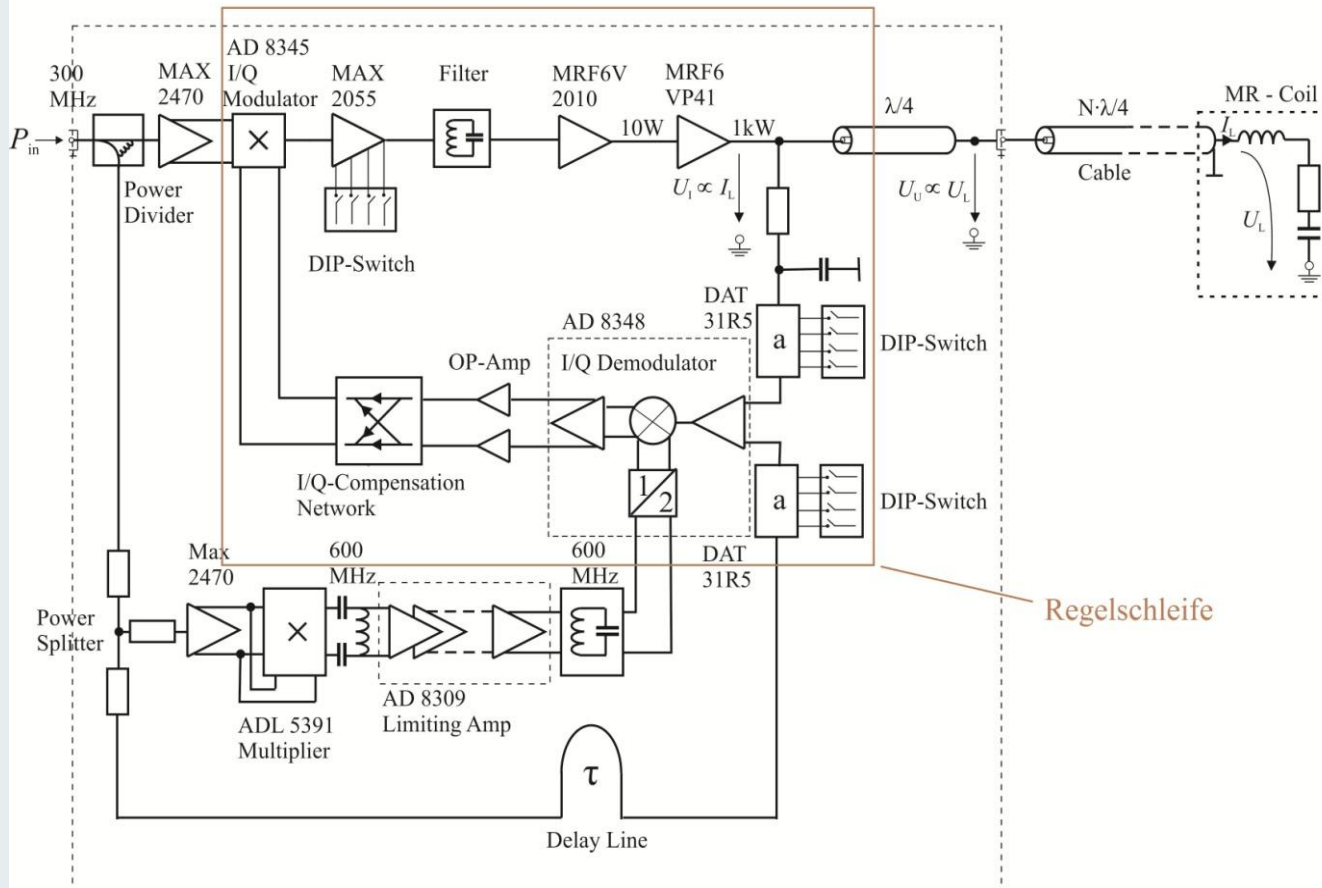
angefertigt von
Gökhan Mentés

betreut von:
Prof. Dr.-Ing. K. Solbach

Projektbeschreibung

- Stromsteuerung in der Spule indirekt durch Abgleich der Differenzspannung

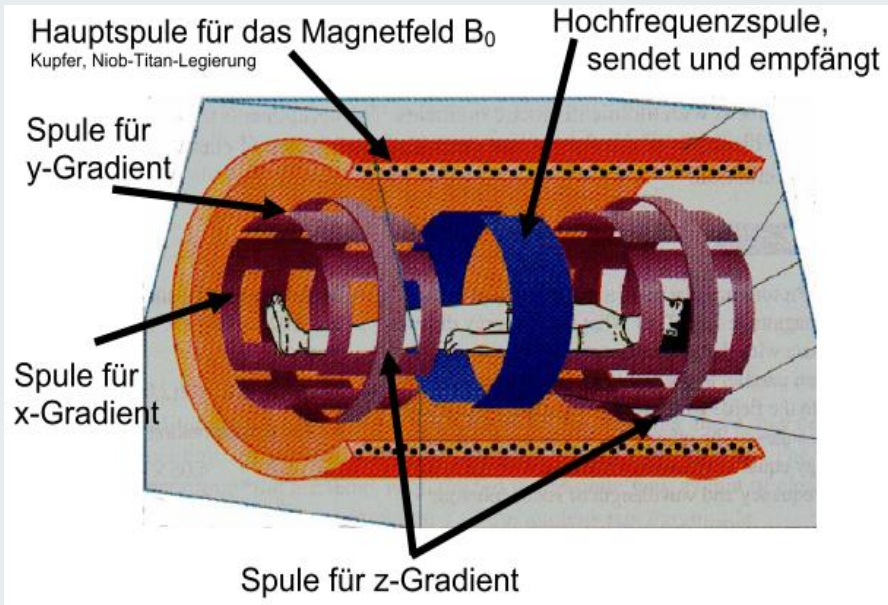
Smart Power Amplifier (PA)



Ziel:

- geringes Differenzialsignal
- kürzere Behandlungszeit
- bessere Bilder

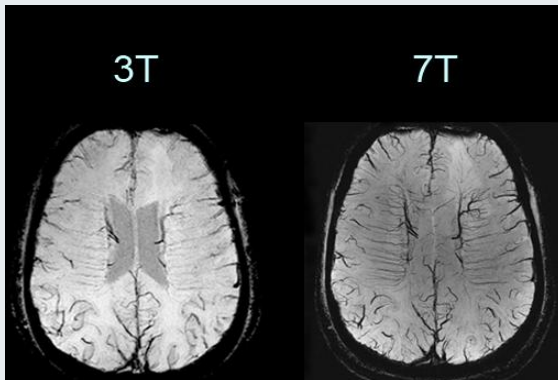




Prinzip:

Anregung der Moleküle (300MHz)

- basiert auf magnetischem Feld
- Stärkere Magnetfelder liefern höhere Auflösung
- Steigende Inhomogenität
- Bildgebung für den ganzen Körper durch Ganzkörperspulen



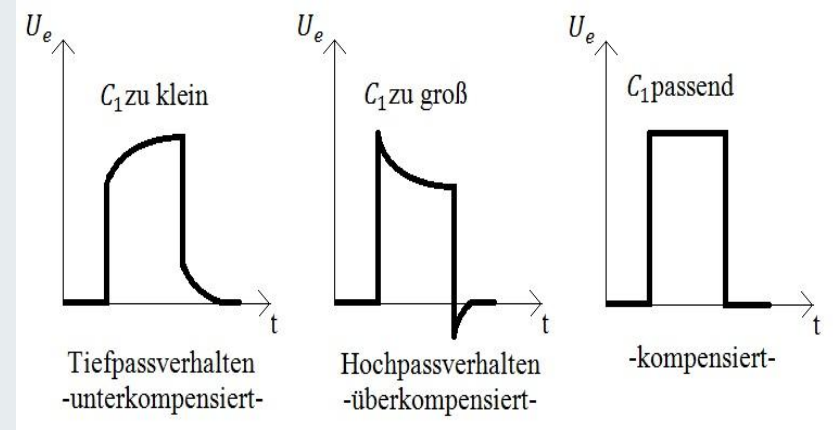
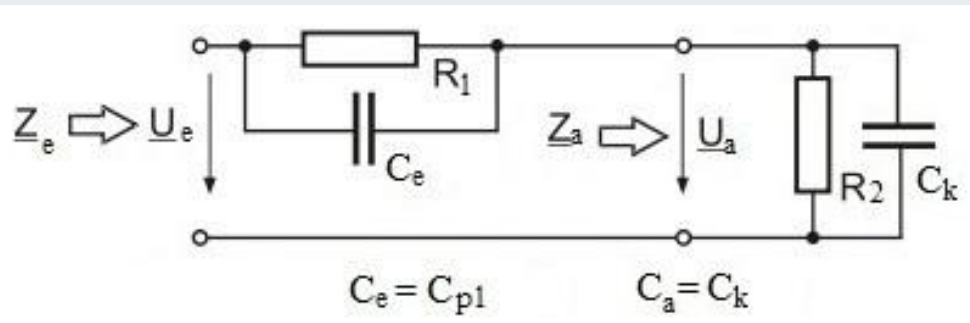
Frequenzkompensierter Spannungsteiler

➤ ohmschen Spannungsteiler

$$\frac{U_s}{R_1 + R_2} = \frac{U_a}{R_2} \rightarrow \frac{U_a}{R_2 \left(\frac{U_s}{R_1 + R_2} \right)}$$

➤ ein realer Widerstand weist auch einen kapazitiven Anteil auf

➤ Widerstände mit gleicher Bauform haben die gleiche Eigenkapazität

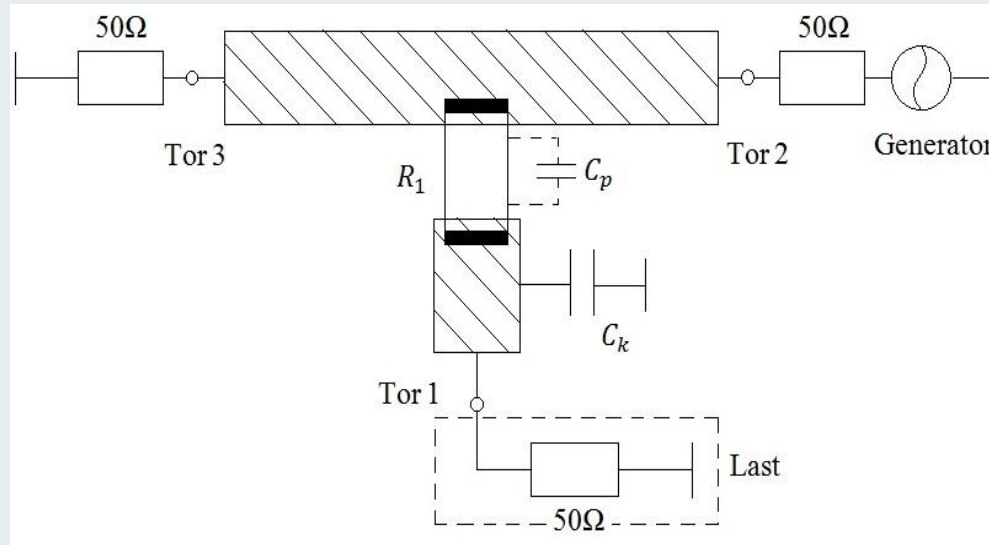


$$V_u = \frac{U_a}{U_s} = \frac{Z_a}{Z_s + Z_a} = \frac{1}{n} \rightarrow R_1 C_e = R_2 C_a$$

➔ *keine Phasenverschiebung*



Mikroboard zur frequenzkompensierten Spannungsteilung



➤ Eigenkapazität in ADS durch modulieren bestimmt → $C_p = 0,04pF$

$$R_1 C_s = R_2 C_a \left\{ \begin{array}{ll} \text{1:1000 Teilerverhältnis} & \text{1:100 Teilerverhältnis} \\ C_k = 40pF & C_k = 4pF \\ R_1 = 50k\Omega & R_1 = 5k\Omega \end{array} \right.$$



H F T

Simulationsmodell für den frequenzkompensierten Spannungsteiler



S-PARAMETERS

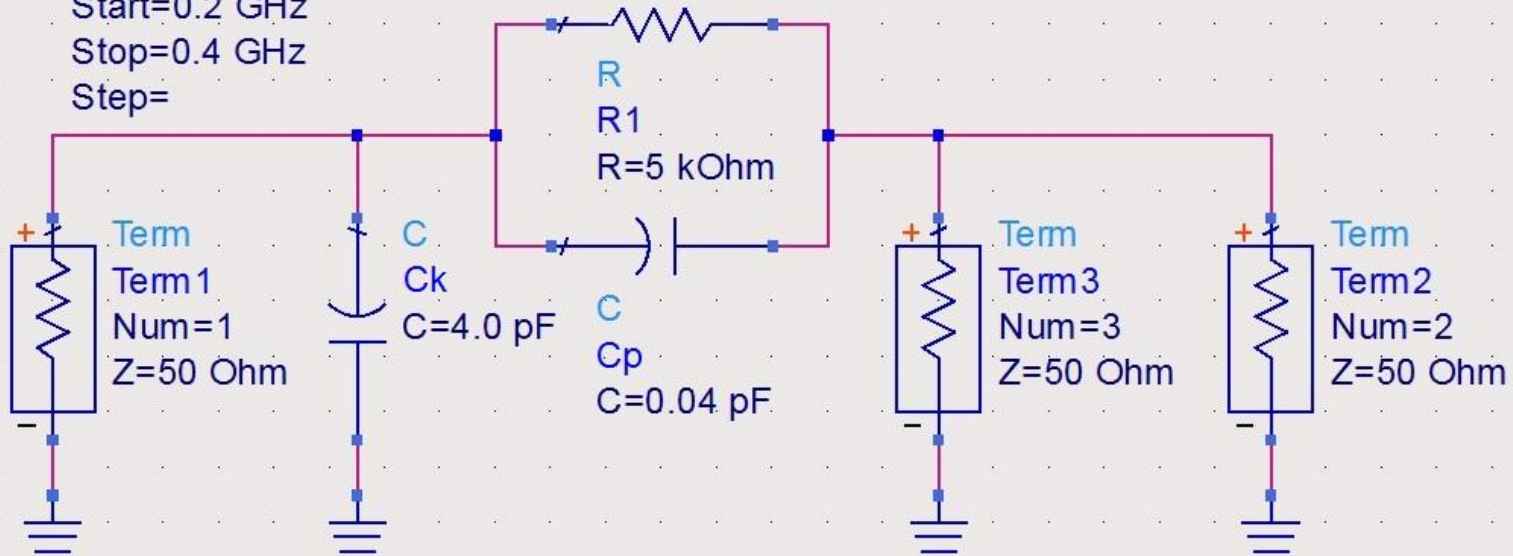
S_Param

SP1

Start=0.2 GHz

Stop=0.4 GHz

Step=



HFT

Simulationsergebnisse

$$S_{21} = S_{12}$$

$$R_1 = 5k\Omega$$

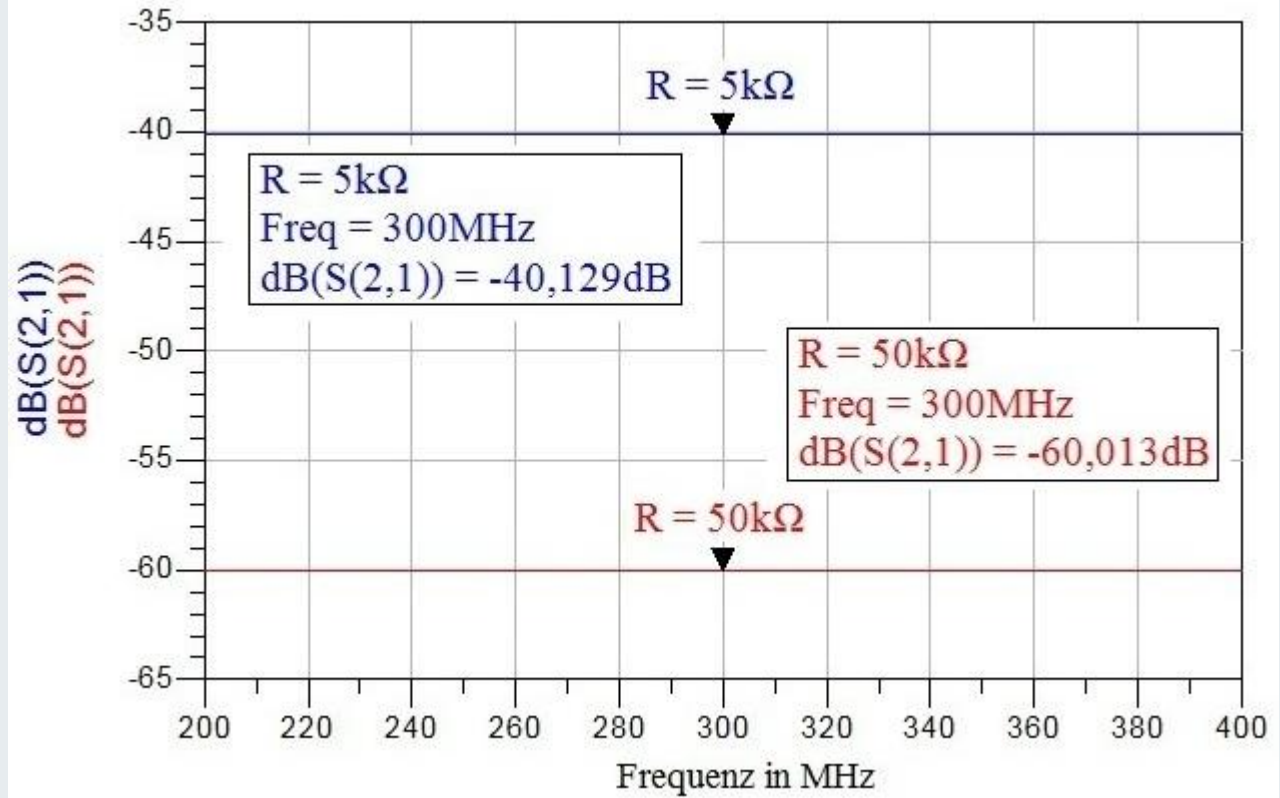
$$R_1 = 50k\Omega$$

Frequenz = 300MHz

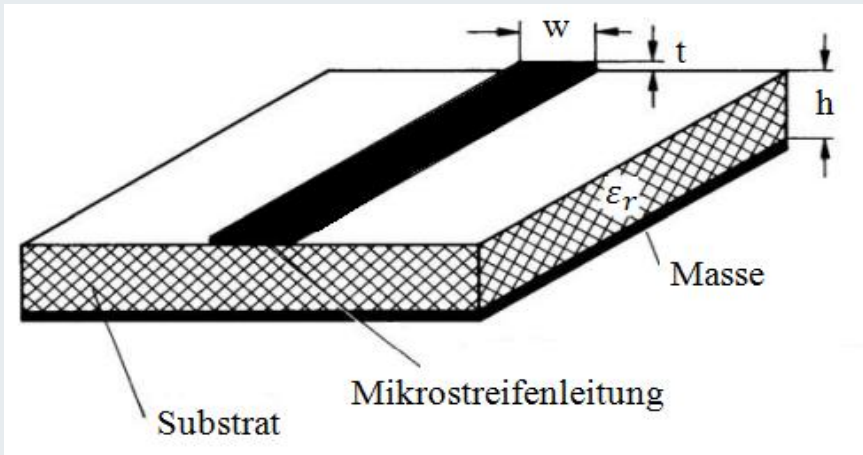
Frequenz = 300MHz

$S(2,1) = 0,01 / -1,1^\circ$

$S(2,1) = 0,001 / -1,1^\circ$



Mikrostreifenleitung



Substrat	RO4003
Dielektrizitätszahl ϵ_r	3,55
Dicke h	0,81mm
Kupferschichtdicke T	0,035mm

LineCalc/C:\Users\Mentes\Desktop\linecalc.lcs

File Simulation Options Help

Component Type: MLIN ID: MLIN: MLIN_DEFAULT

Substrate Parameters:

ID	MSUB_DEFAULT
Er	3.550 N/A
Mur	1.000 N/A
H	0.810 mm
Hu	3.9e+34 mm
T	0.035 mm
Cond	4.1e7 N/A

Physical:

W	1.769400 mm
L	50.184000 mm
	N/A
	N/A

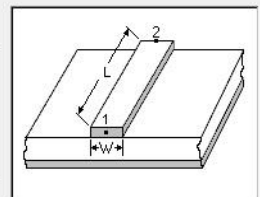
Electrical:

Z0	50.000000 Ohm
E_Eff	30.000 deg
	N/A
	N/A

Calculated Results:

K_Eff = 2.753
A_DB = 0.017
SkinDepth = 0.178

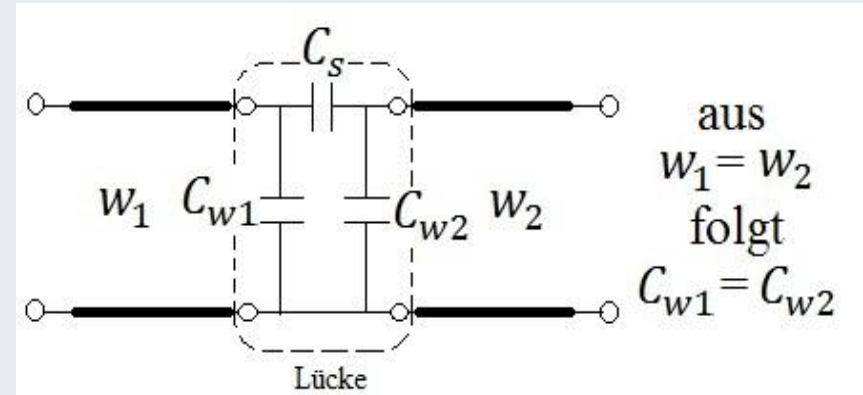
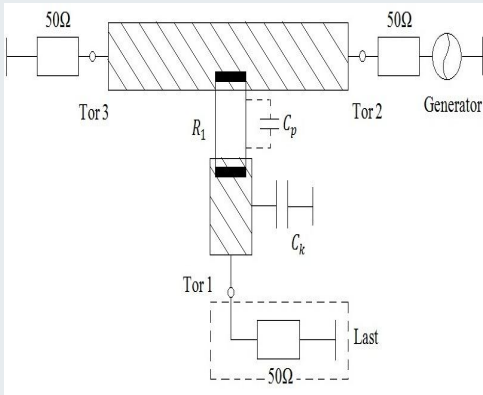
Values are consistent



Calculated Results

K_Eff = 2.753
A_DB = 0.017
SkinDepth = 0.178

Mikrostreifenleitung 2



- Lücke für die Aufnahme von SMD

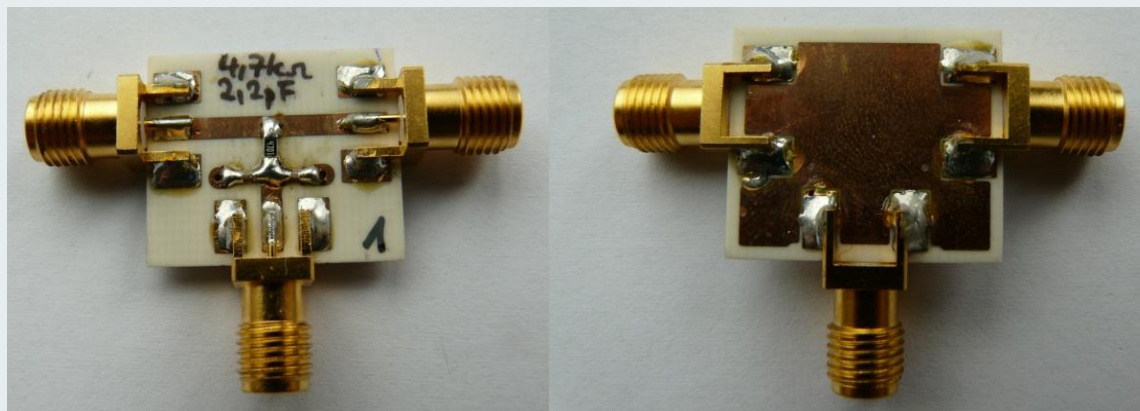
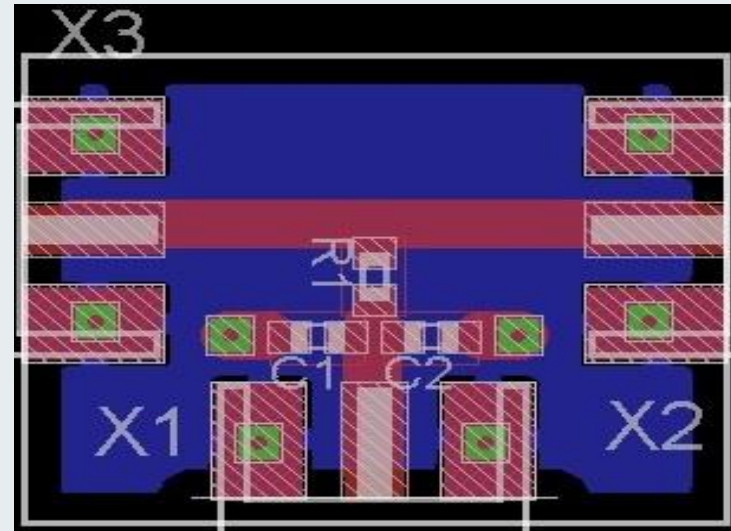
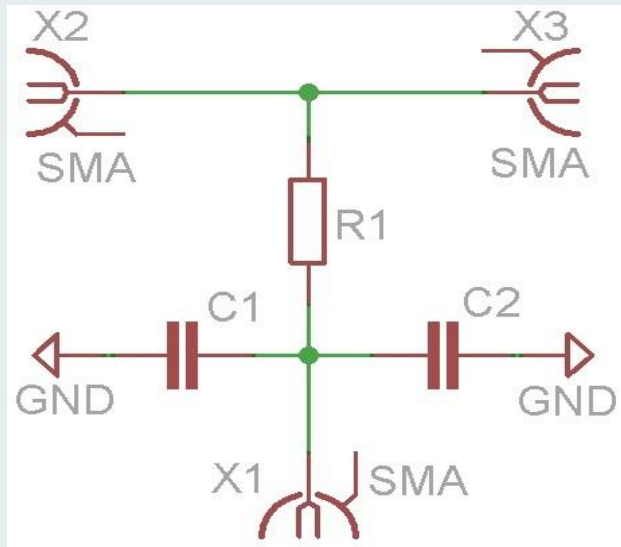
- $C_{w1}, C_{w2} \ll C_p$

Inhomogen → magnetische Felder induzieren Spannung
Lösung: symmetrischer Aufbau

$$C_k = C_1 + C_2 \quad \longrightarrow \quad C_1 = \frac{C_k}{2}, C_2 = \frac{C_k}{2}$$



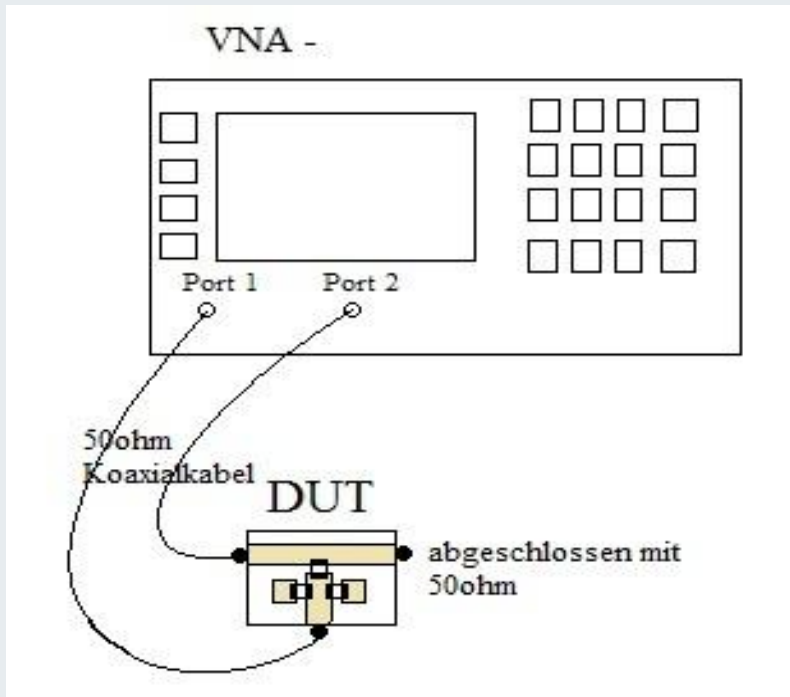
Frequenzkompensierter Spannungsteiler - Entwurf und Anfertigung -



Frequenzkompensierter Spannungsteiler

- Messung -

Voraussetzung einer optimalen VNA-Messung



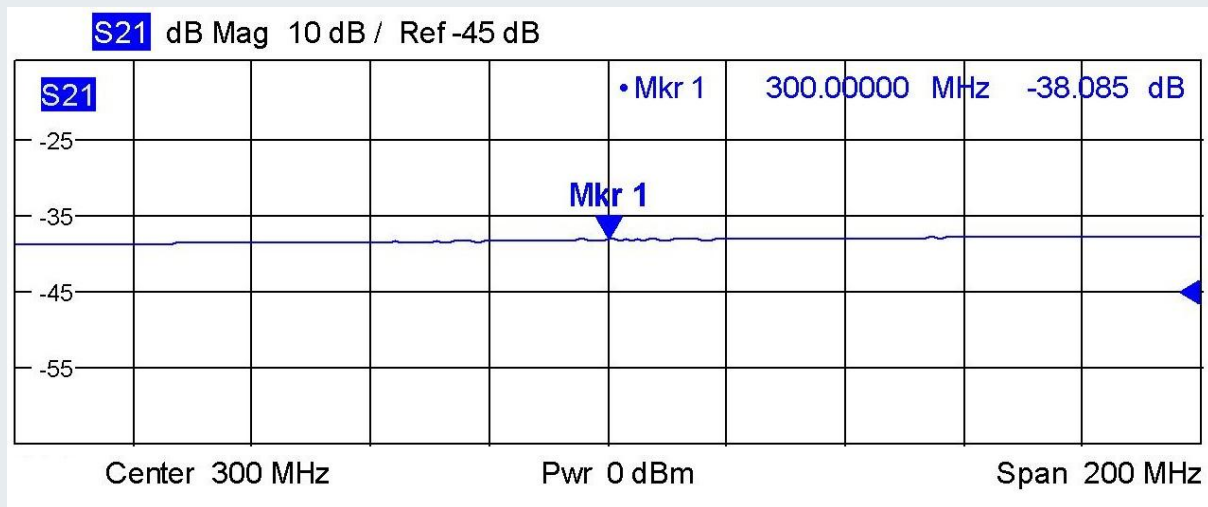
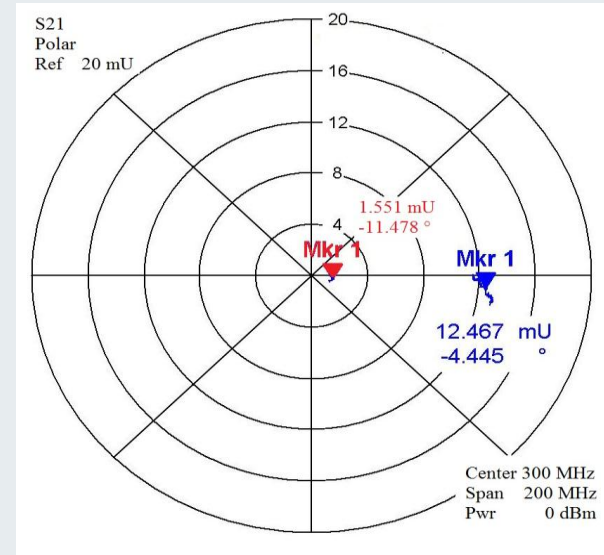
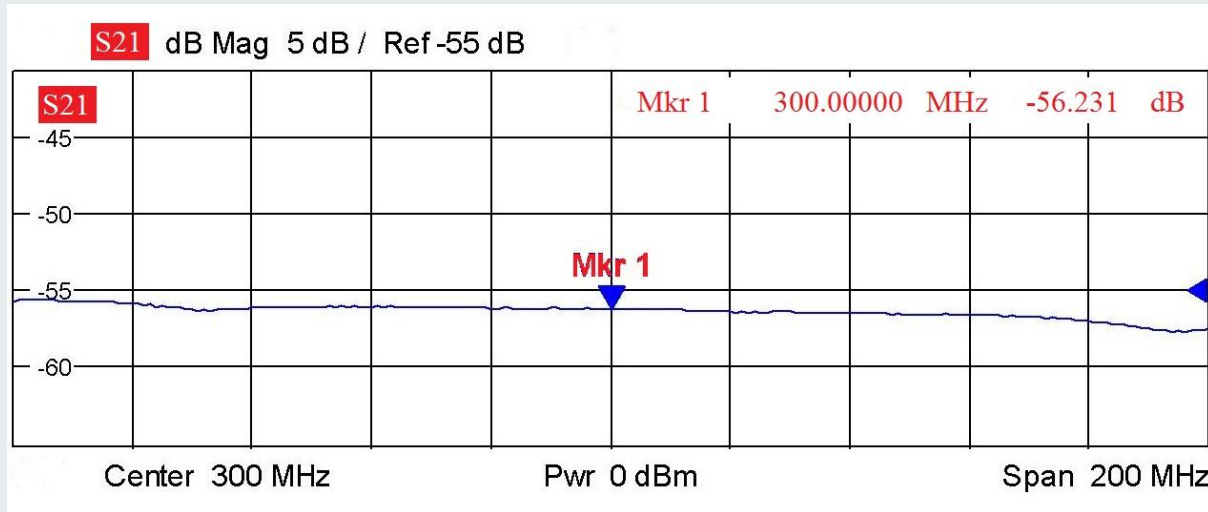
Kalibration;

- Kompensiert systematische Fehler
- Erhöht die Messgenauigkeit



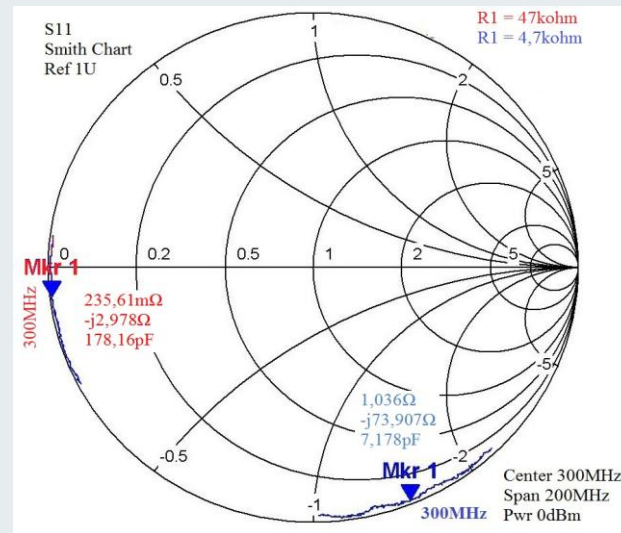
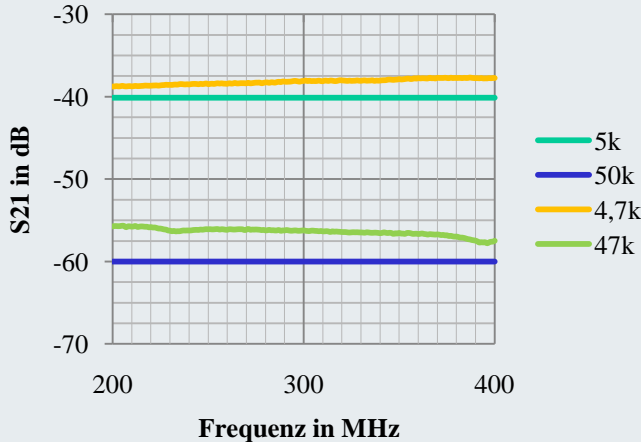
Frequenzkompensierter Spannungsteiler

- Messung 2 -



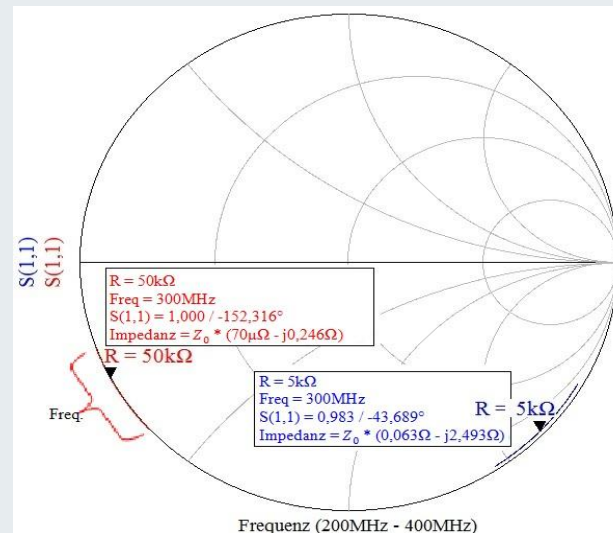
Zusammenfassung der Simulations- und Messergebnisse

Simulations- und Messwerte



Simulation	S21	S11	S22
$R_1 = 5k\Omega$	0,010 -1,106°	0.983 -43.689°	0,005 -159,45°
$C_p = 0,04pF$		$Z=Z_0 \cdot (0.063 - j2,493)$	$Z=Z_0 \cdot (0.990 - j0,004)$
$C_k = 4pF$	-40,129dB	-0,151dB	-45,573dB
$R_1 = 50k\Omega$	9,985E-4 -1,108	1 -152.316°	0,002 -104,964°
$C_p = 0,04pF$		$Z=Z_0 \cdot (7.06E-5 - j0,246)$	$Z=Z_0 \cdot (0.999 - j0,004)$
$C_k = 40pF$	-60,013dB	-0,001dB	-54,212dB
Messung	S21	S11	S22
$R_1 = 4,7k\Omega$	12,467mU -4,445°	$Z = (1,036\Omega - j73,907\Omega$	$Z = (50,162\Omega - j0,095\Omega$
$C_p = 0,04pF$		7,178pF)	5,568nF)
$C_{k1,2} = 2,2pF$	-38,085dB	-0,116dB	-53,091dB
$R_1 = 47k\Omega$	1,542mU -11,589°	$Z = (0,236\Omega - j2,978\Omega$	$Z = (50,462\Omega - j0,318\Omega$
$C_p = 0,04pF$		178,16pF)	1,668nF)
$C_{k1,2} = 22pF$	-56,231dB	-0,074dB	-45,079dB

Tabelle 3.3: Vergleich der Simulations- und Messwerte



Dämpfungsglied

- Der DAT-31R5-PP+ ist ein digitales Dämpfungsglied und bietet eine konstante Dämpfung von bis zu 31,5dB in 0,5dB Schritten



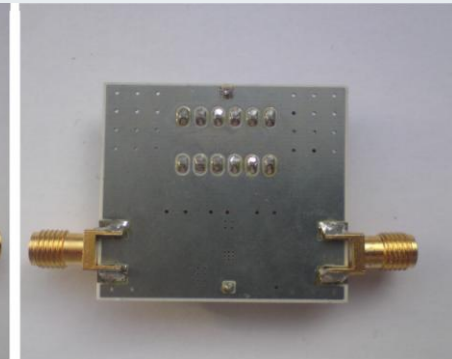
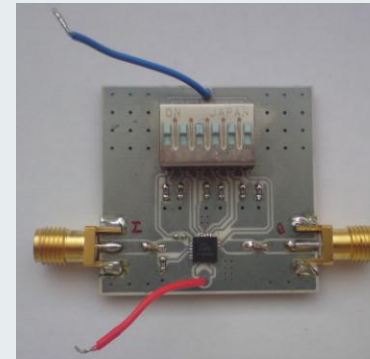
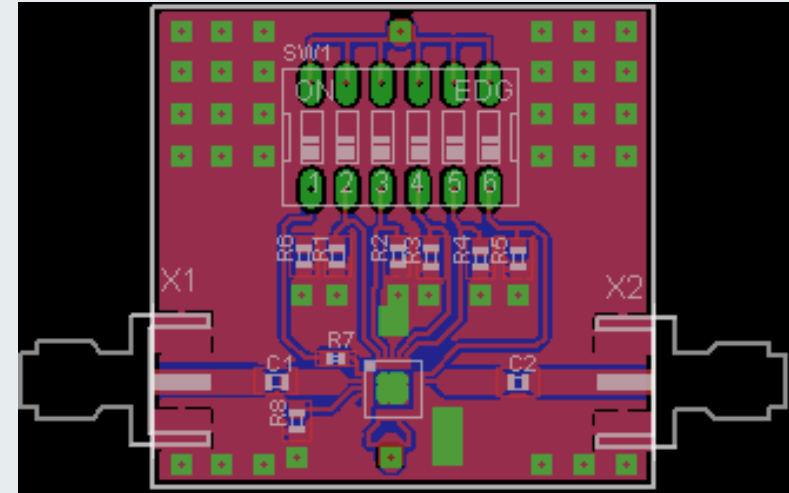
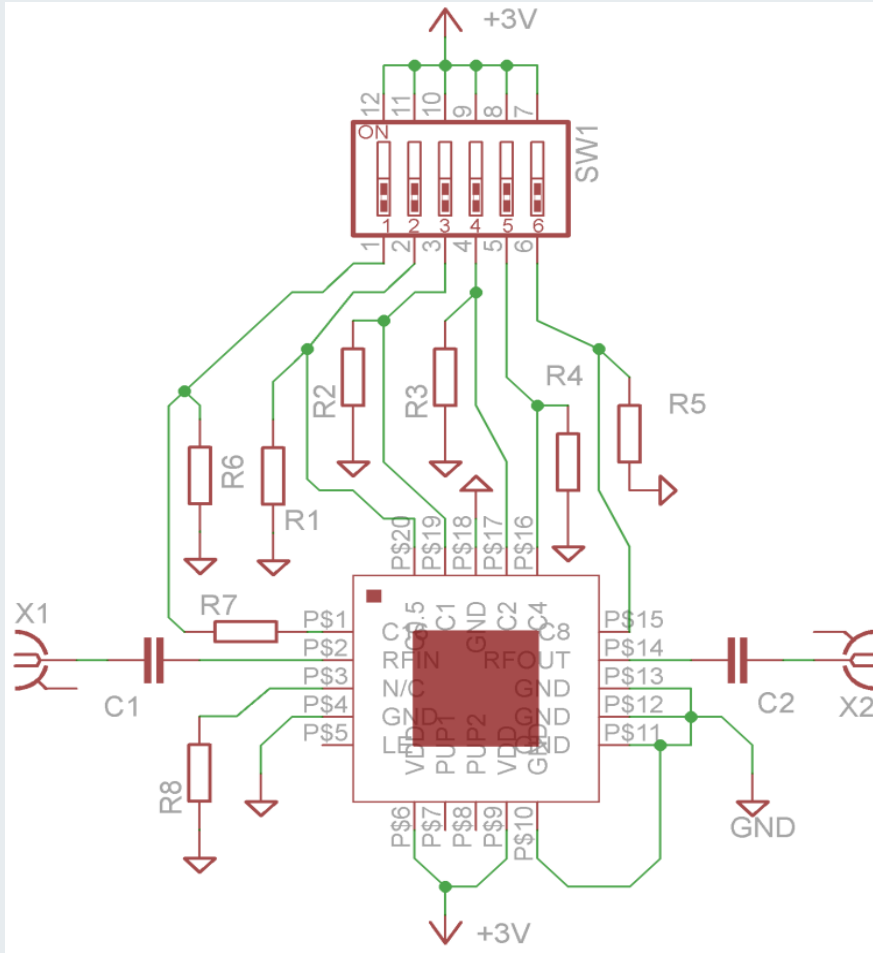
	C16	C8	C4	C2	C1	C0.5
0dB	0	0	0	0	0	0
0,5dB	0	0	0	0	0	1
1dB	0	0	0	0	1	0
2dB	0	0	0	1	0	0
4dB	0	0	1	0	0	0
8dB	0	1	0	0	0	0
16dB	1	0	0	0	0	0
31,5dB	1	1	1	1	1	1

Tabelle 3.4: 8 von 64 Kombinationen zur Einstellung der Dämpfung



Dämpfungsglied

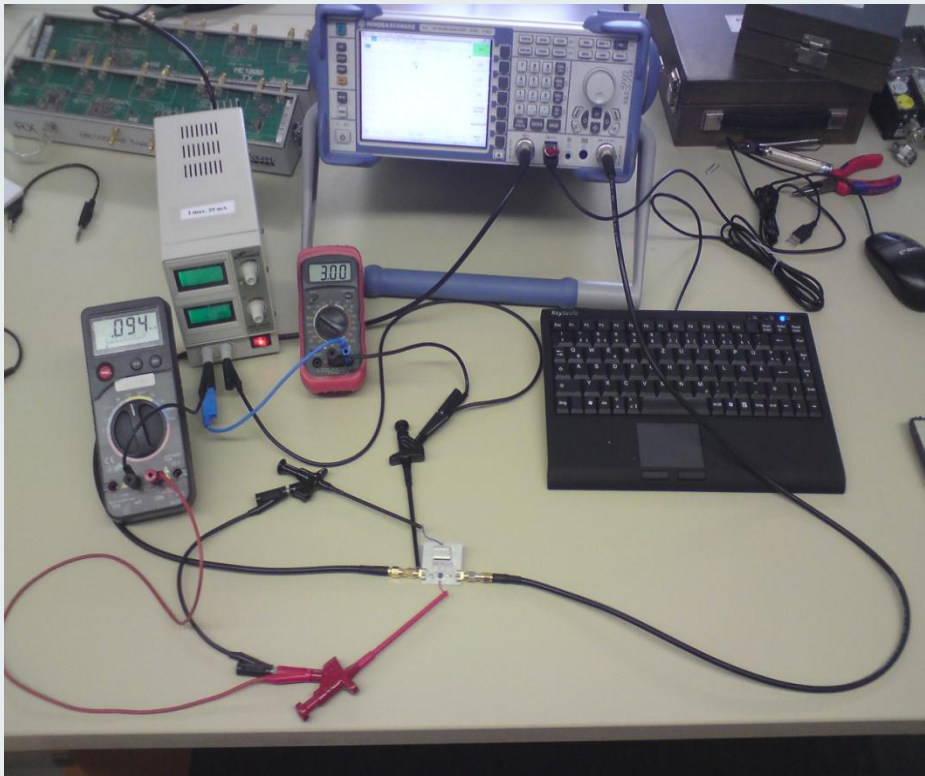
- Entwurf und Anfertigung -



$$X_c = \frac{1}{\omega C_{1,2}} = \frac{1}{2\pi f_{res} C_{1,2}} < 1\Omega$$



Dämpfungsglied - Messaufbau -



- Network-Analyzer für die Bestimmung der Dämpfung
- Diverse Kabel für die Verbindung von Messgeräten und Platine
- Netzteil für die Versorgung
- Multimeter für die Messung von Spannung und Strom



Dämpfungsglied - Messergebnisse -

Dämpfung	I in mA	S21 in dB	S11 in dB	S22 in dB	S12 in dB
0dB	0,1	-1,4	-17,1	-17	-1,4
0,5dB	0,392	-1,94	-18,67	-17,7	-1,94
1dB	0,392	-2,4	-20,14	-17,8	-2,4
2dB	0,392	-3,4	-18,4	-22	-3,4
4dB	0,392	-5,5	-20	-27	-5,5
8dB	0,392	-9,4	-23,4	-29	-9,4
16dB	0,392	-17,45	-36	-25	-17,45
31,5dB	1,771	-32,9	-41	-36	-32,9

Tabelle 3.5: Messdaten für das Dämpfungsglied



Dämpfungsglied - Messergebnisse -

Anzahl der Schalter	0	1	2	3	4	5	6
I in mA	0,1	0,39	0,676	0,956	1,233	1,505	1,771

Tabelle 3.6: Stromverbrauch des Dämpfungsglieds bei U=3V

$$U_{max} = 3,3V \text{ und } R_{ges} = \sum_{1}^{6} \frac{1}{R_n} = 1666,5\Omega \quad I_{max} = \frac{U_{max}}{R_{ges}} = 1,98mA$$

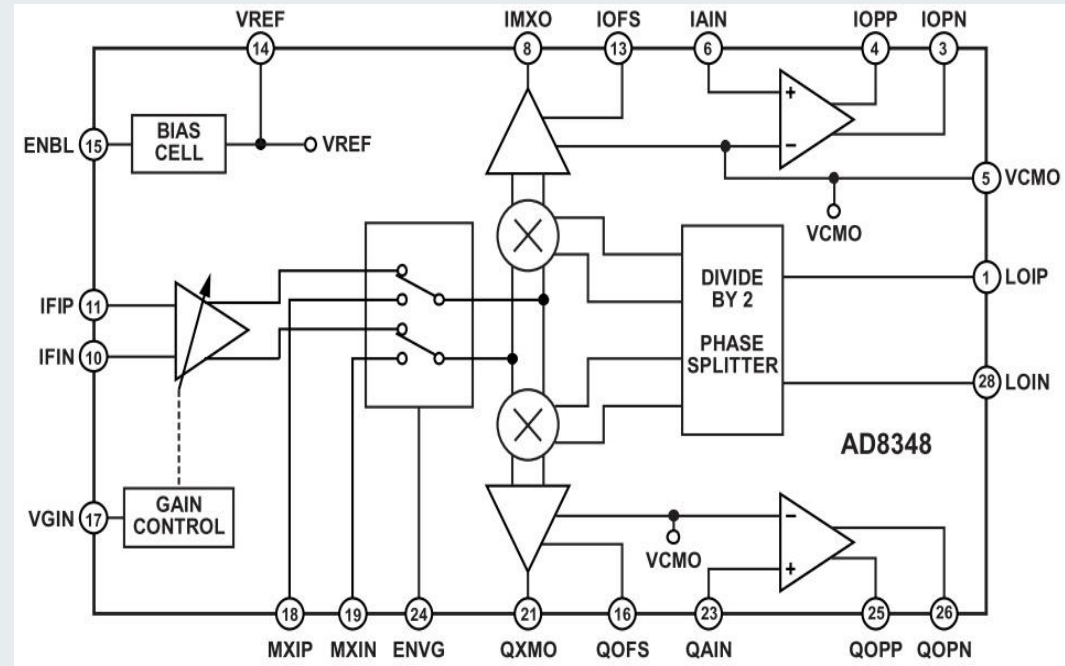
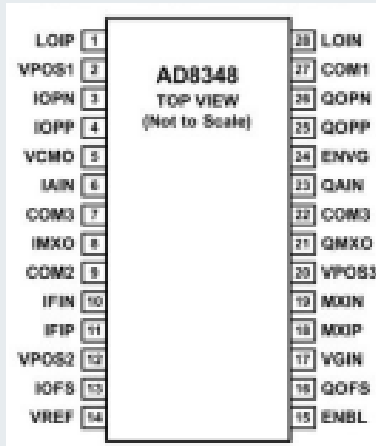
Bei U=0V

- S21 = -13,4dB
- S11 = -18,2dB
- S12 = -13,4dB
- S22 = -20,4dB



HFT

Quadraturdemodulator



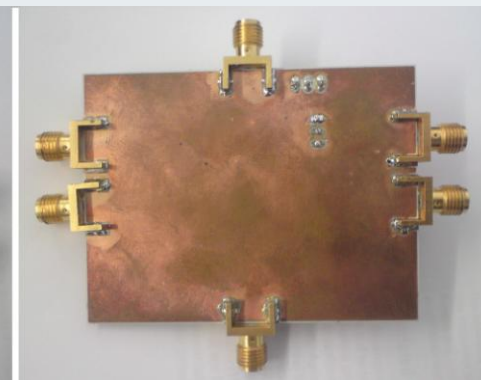
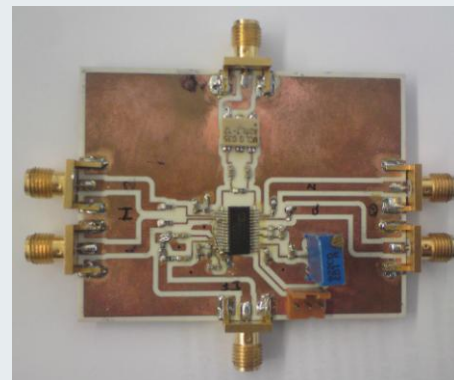
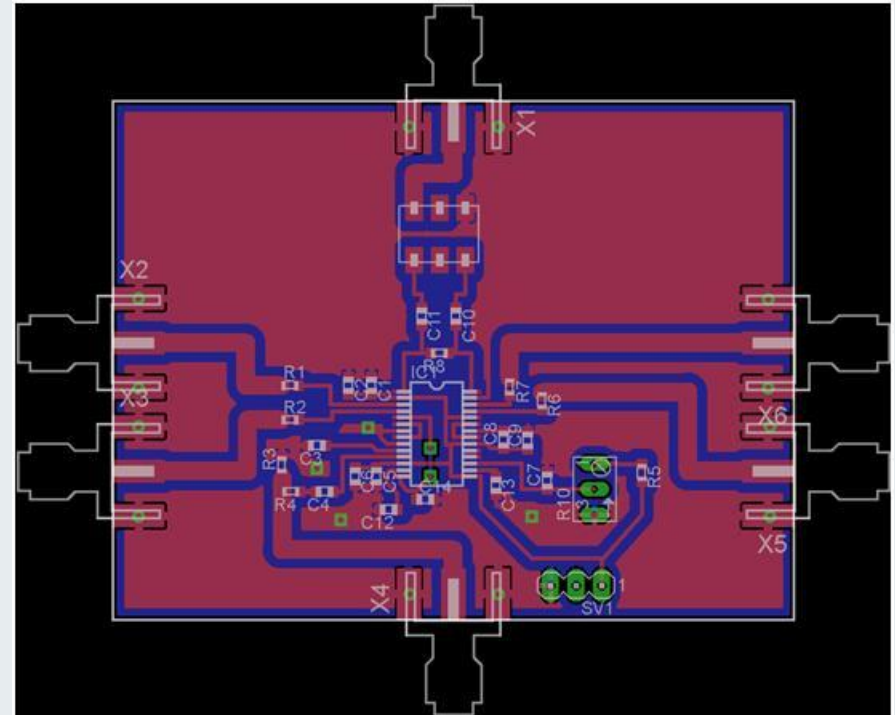
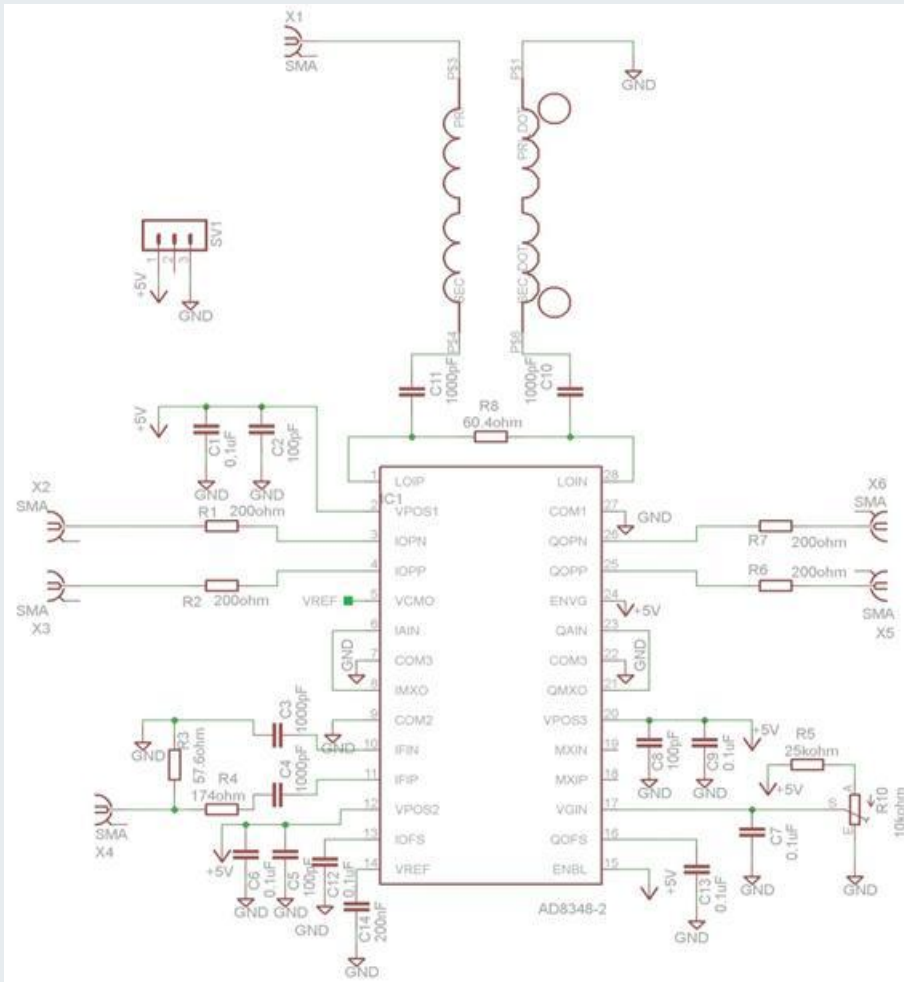
breitbandiger Quadraturdemodulator mit

- integrierten Basisband-Verstärker
- integriertem variabler Verstärker VGA

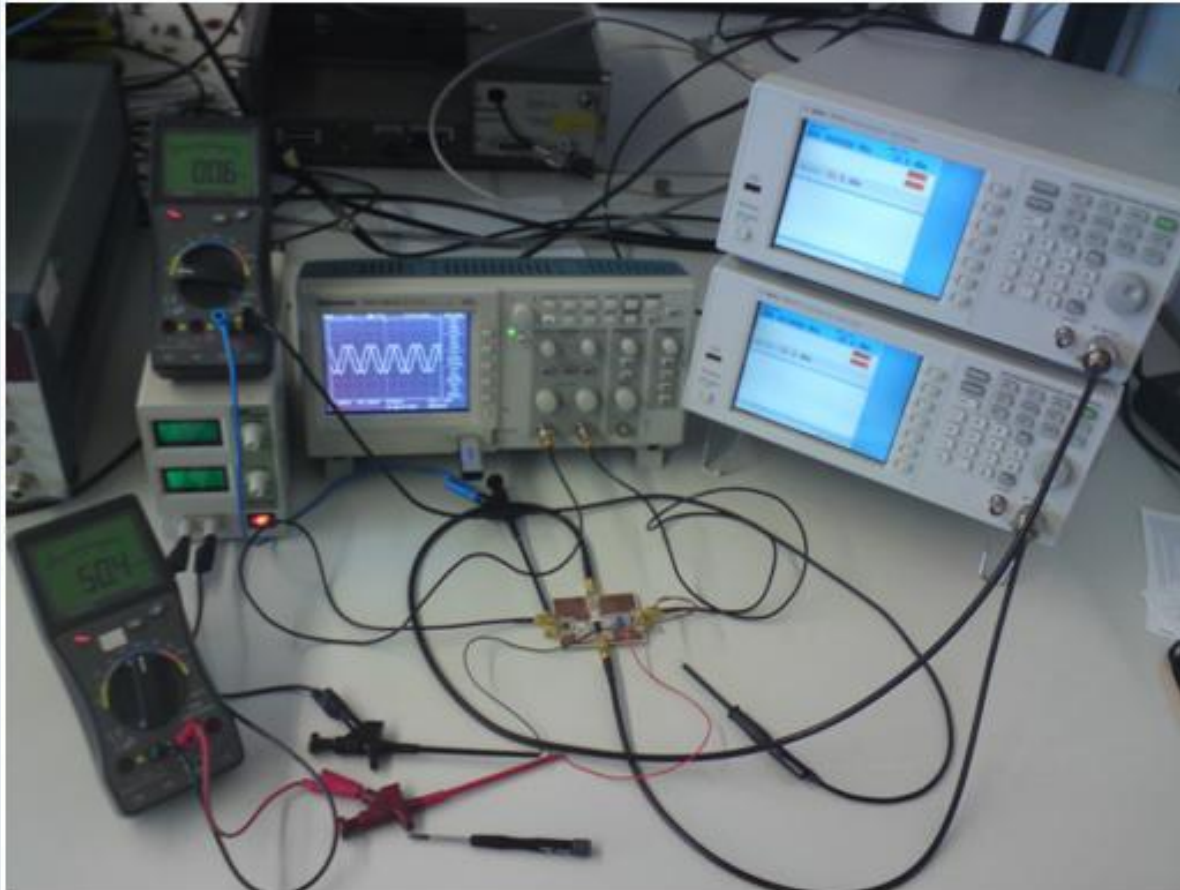
- Multiplikation der Signale aus LO- und IF-Input
- Verstärker mit der folgenden Verstärker verbunden
- LO Signalfrequenz 2x größer, da ein 2:1-Frequenzteiler
- Ausgänge ganz genau um 90° phasenverschoben
- Gain-Control steuert die Verstärkung (Spielraum: 44 dB Bereich)



Quadraturdemodulator - Entwurf und Anfertigung -



Quadraturdemodulator - Messaufbau -



- 2x RF-Signal Generator
- Digital Oszilloskop
- Diverse Kabel

- LO-Signal : 600MHz,
-10dBm
- IF-Signal: 300,001MHz,
-20dBm

Differenzfrequenz gebildet:

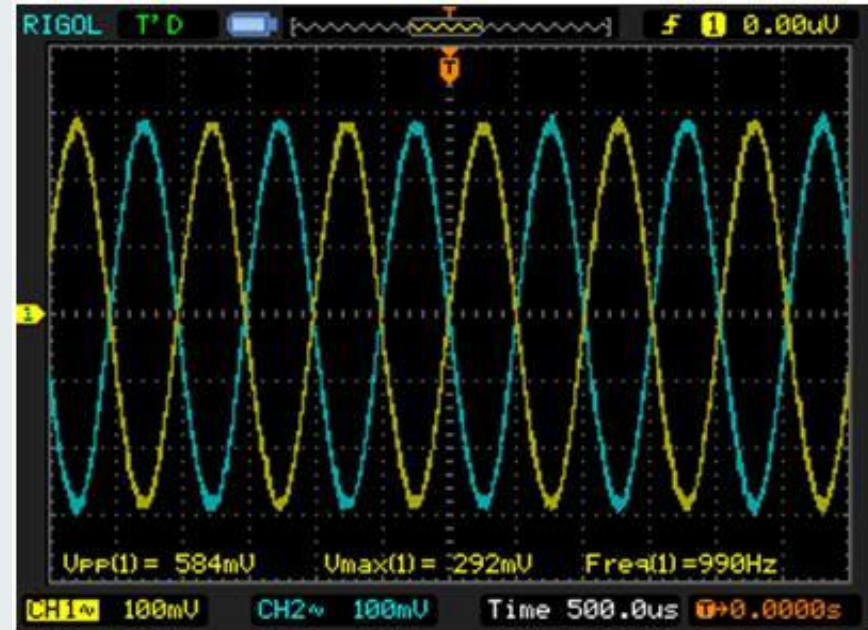
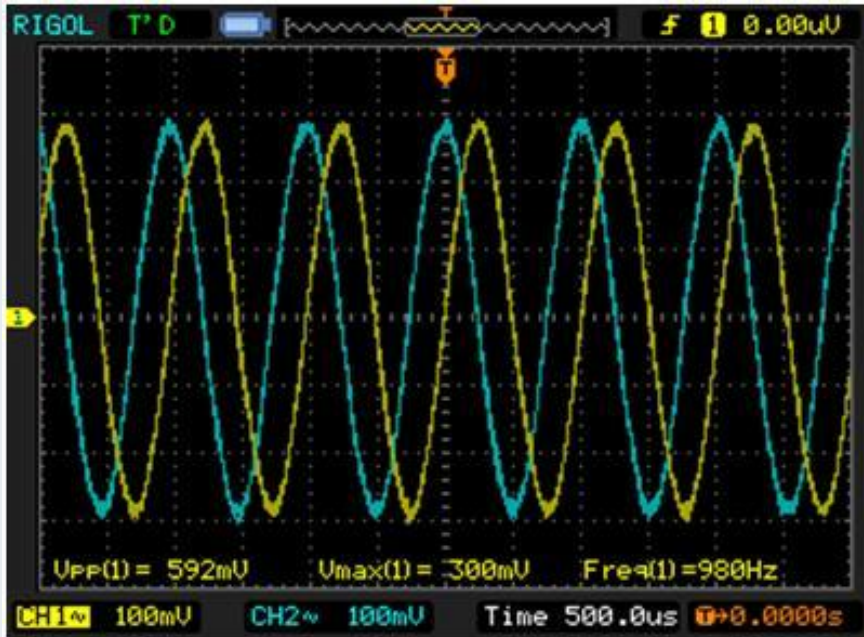
$$|f_d| = \frac{600\text{MHz}}{2} - 300,001\text{MHz}$$



HFT

Quadraturdemodulator - Messergebnisse -

$$V_{gin} = 0,6V$$



➤ I-Signal um +90°
phasenverschoben

➤ Signal um 180°
phasenverschoben



Quadraturdemodulator

- Messergebnisse 2 -

- LO hat ein viel höherer Eingangslevel: Bandbreite:
- Datenblatt: -12dBm
 - Messung: -31dBm
 - Datenblatt: 125MHz
 - Messung: 135MHz

Gleichtaktunterdrückung am I/Q Basisband-Verstärker:

- Datenblatt: $\pm 35mV$
- $$\frac{(V_{iopp} + V_{iopn})}{2} - V_{CMO} = \frac{(0,992V + 1,009V)}{2} - 1,014V = -14,5mV$$

Gleichspannungsanteil im I/Q Basisband-Verstärker:

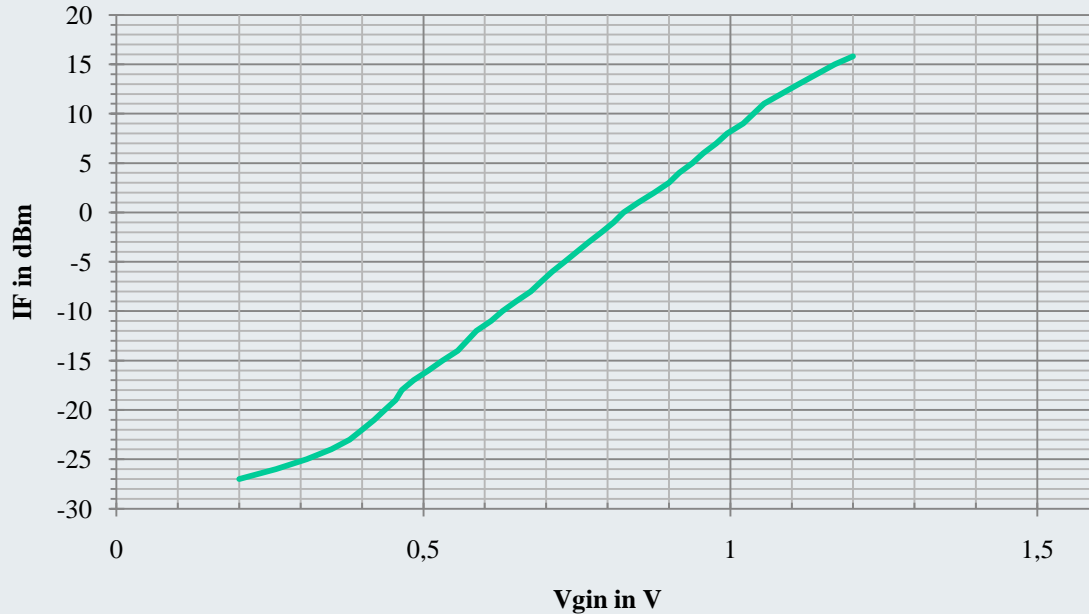
- Datenblatt: $\pm 20mV$
- $$IOPN - \bar{IOPN} = 0,992 - 1,009 = -17mV$$



Quadraturdemodulator

- Messergebnisse 3 -

Sättigungs-Verhältnis von Vgin zu IF



minimale Verstärkung:

$$V_{Gin} = 1,2V$$

maximale Verstärkung:

$$V_{Gin} = 0,2V$$

- Unsymmetrisches Verhalten
- Amplitude: 1,78V

$$G_{0,2}(dB) = \frac{P_{out}}{P_{in}} = -10dB + 27dB = +17dB$$

$$G_{1,2}(dB) = \frac{P_{out}}{P_{in}} = -7,8dB - 15dB = -22,8dB$$

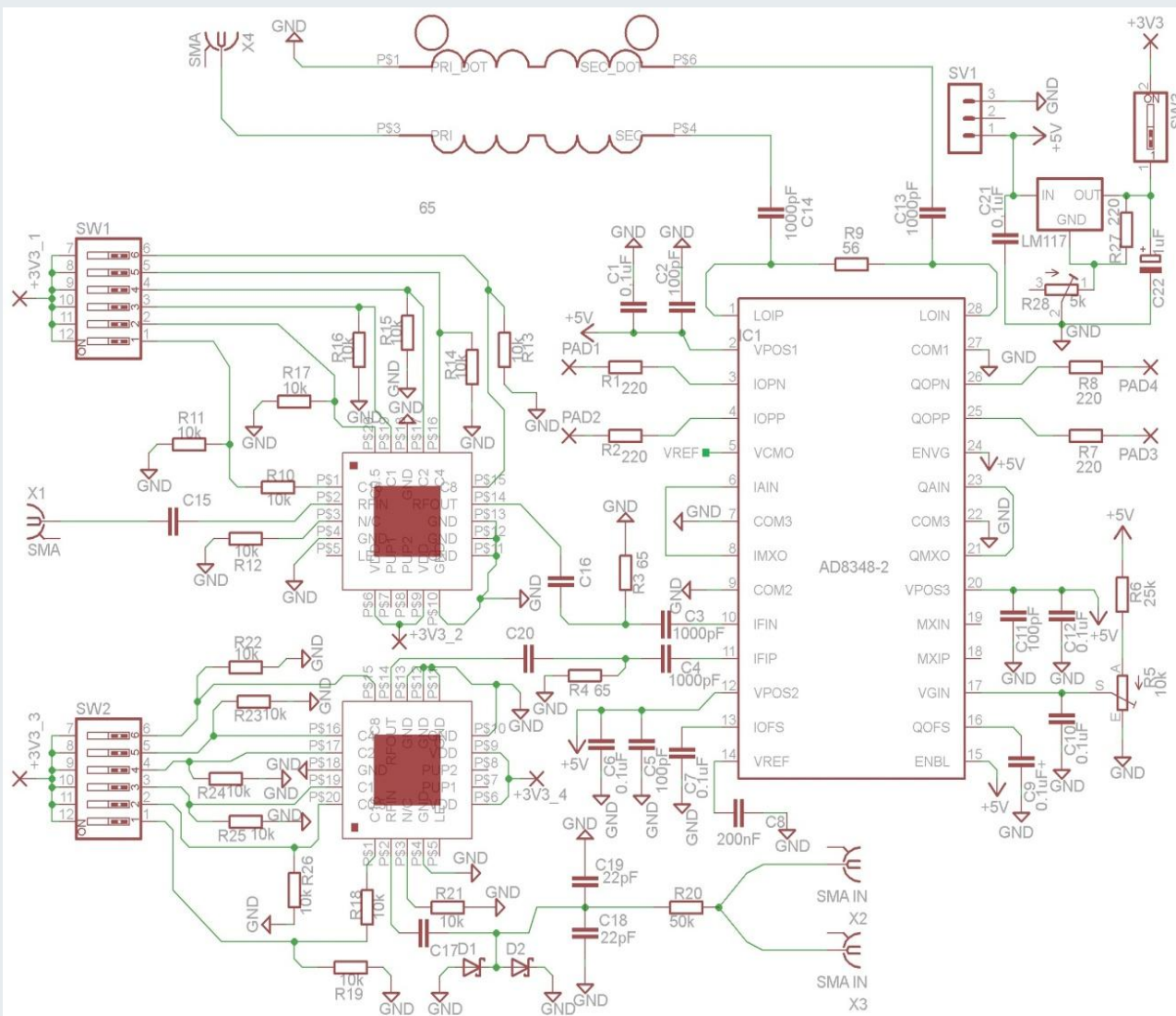
Regelbereich:

➤ Datenblatt: 44dB

➤ Messung: 39,8dB



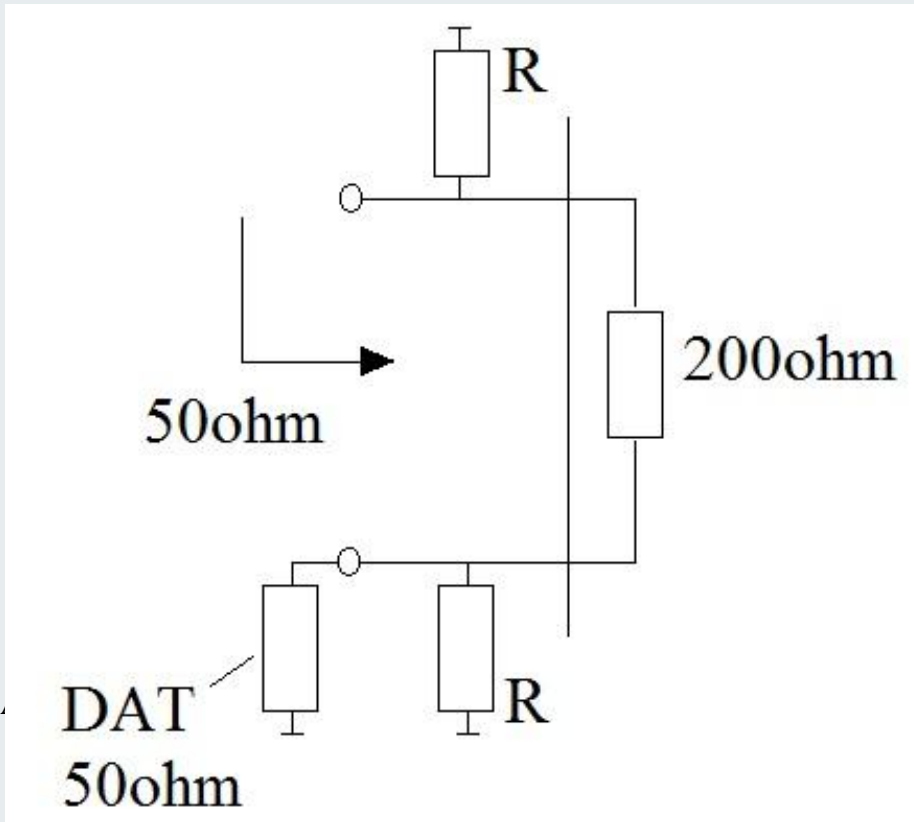
I/Q-Comparator-Demodulator - Schaltplan -



- Kombinieren der bisherigen Komponenten
- Zst. Diode limiter circuit, einstellbarer Spannungsregler LM117
- Symmetrischer IF Eingang



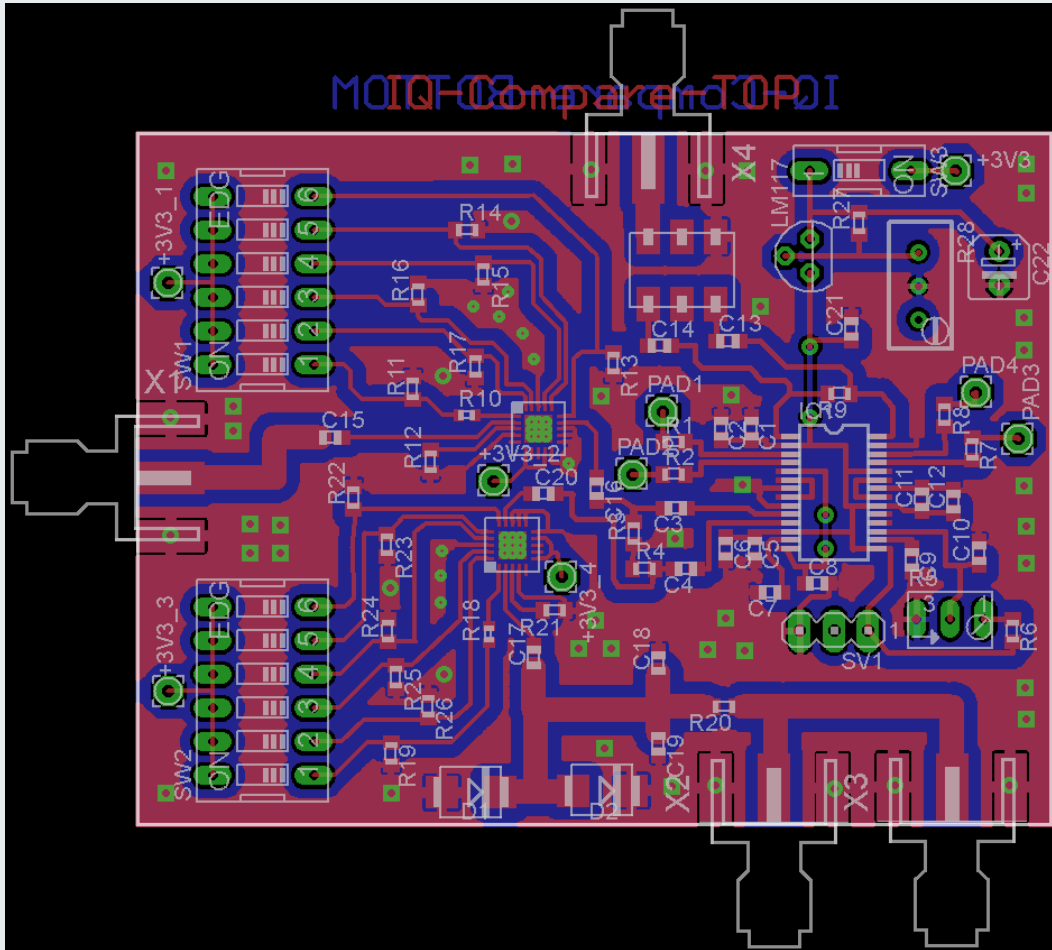
I/Q-Comparator-Demodulator - Bestimmung der Widerstände -



$$\left(\frac{\left(\frac{50\Omega * R}{50\Omega + R} + 200\Omega \right) * R}{\left(\frac{50\Omega * R}{50\Omega + R} + 200\Omega \right) + R} \right) \approx 50\Omega$$

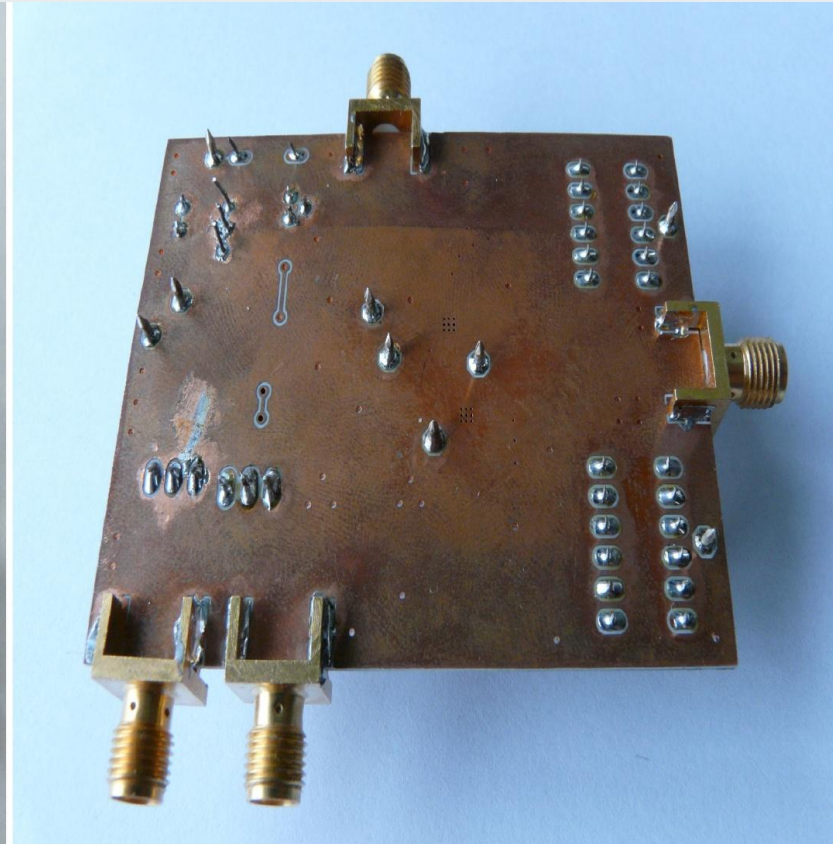
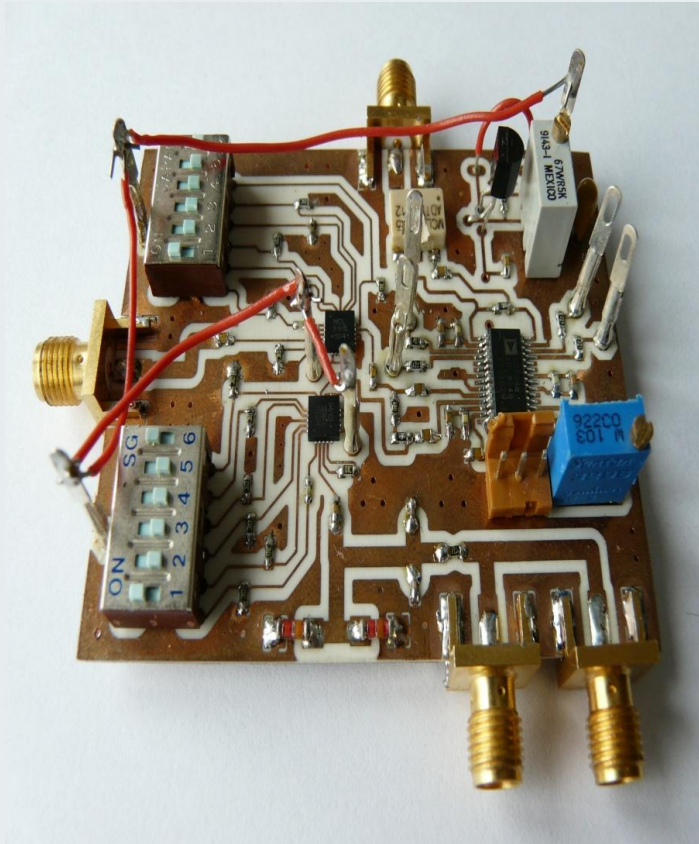
- Durch diese Anpassung geht etwas Leistung verloren, welches aber nicht kritisch ist

I/Q-Comparator-Demodulator - PCB-Layout -



- Dünne Signalleitung für I/Q Ausgänge
- Signale an Pads abgegriffen
- gebogener Mikrostreifenleitung

I/Q-Comparator-Demodulator - Fertige Platinen -



I/Q-Comparator-Demodulator - Messaufbau -

$V_{\text{gin}} = 0,6\text{V}$, Teilerverhältnis 1:100, 3-dB Dämpfung des Kopplers vernachlässigt



Messaufbau erweitert durch einen :

- Absorber
- Koppler
- 50-Watt-Verstärker
„ZHL-100W52“
(inkl. Kühlkörper und Netzteil)



I/Q-Comparator-Demodulator

- Messung -

Erfolgreich getestet:

- Spannungsteiler hat ca. -38dB
- Dämpfungsglieder funktionieren
- das Differenzsignal wird mit Hilfe von Dämpfungsgliedern verkleinert.
- Bei gepulstem Signal kommt das selbe demodulierte Differenzsignal raus (180mV)
- mit einer höheren Leistung sind keine Verzerrungen im Puls-Betrieb erkennbar





H F T

UNIVERSITÄT

D U I S B U R G
E S S E N

Danke für Ihre
Aufmerksamkeit