



UNIVERSITÄT DUISBURG ESSEN

FAKULTÄT FÜR INGENIEURWISSENSCHAFTEN
ABTEILUNG ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK
LEHRSTUHL FÜR HOCHFREQUENZTECHNIK

Studienarbeit

Thema: Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

Student: Minghui Wei

Matr. Nr.: 2221081

Studiengang: Elektrotechnik und Informationstechnik DII

Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Klaus Solbach

Inhaltsverzeichnis

1. Aufgabe
2. Frequency Mixer
3. Isolation von Mixer
4. Test-Schaltung Simulation
5. Der Hergestellter Leiterplatte
6. Aufbau der Überkoppelten Kapazität
7. Der Test der gesamten Schaltung
8. Fehleranalyse

1. Aufgabe

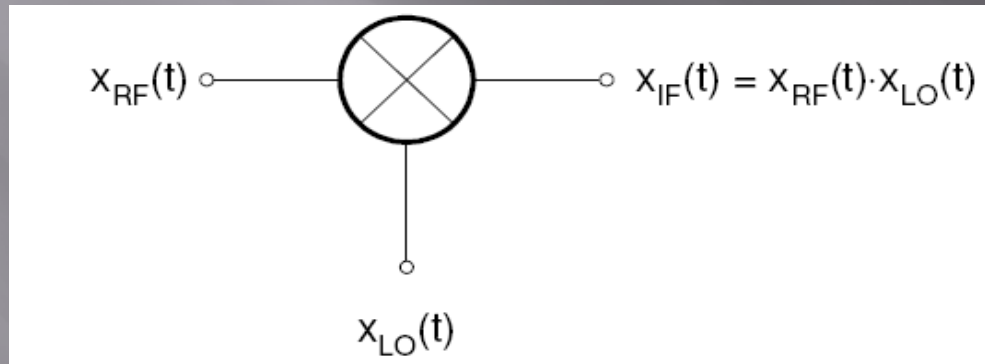
In unserem Projekt wurde die Eigenschaft bzw. die Isolation des Frequenzmischers untersucht.

Das Problem war: Auf Grund von Unsymmetrien des verwendeten Frequenzmischers (als Modulator) war der Träger-Frequenz („Carrier“) am Ausgang nicht deutlich unterdrückt.

- ▣ Unsere Aufgabe ist:
 1. Entwurf einer geeigneten Test-Schaltung mit untersuchten Mischer ; Optimierung der Isolation mit gekoppelten Mikrostreifenleitungen und Überkoppellement.
 2. ADS-Simulation der Test-Schaltung mit geeigneter Methode bei einer vorgegebenen Frequenz ; Untersuchung der besten Position und die Werte der Überkoppellement.
 3. Leiterplattenerstellung.
 4. Aufbau der überkoppelten Kapazität und Messung der hergestellten Schaltung mit Netzwerkanalyse.
 5. Fehleranalyse.

2. Frequency Mixer

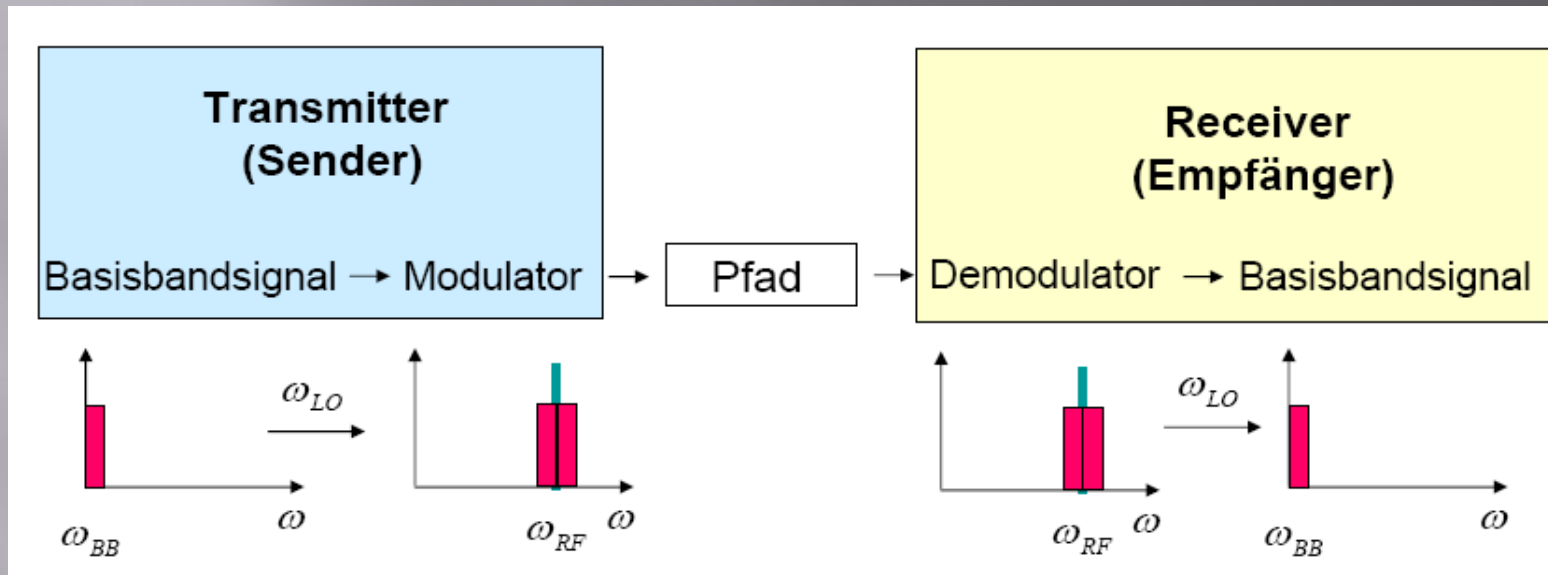
- ▣ Schaltsymbol eines Mixers



- ▣ Der ideale Mischer ist ein Bauelemente mit drei Toren, wovon zwei als Eingang und einer als Ausgang betrieben werden. Das Ausgangssignal ergibt sich aus der Multiplikation der beiden Eingangssignale. **Die Eingangssignale erscheinen im Idealfall nicht am Ausgang.**

- ▣ LO (local oscillator -Lokalszillator),
- ▣ RF (radio frequency - Hochfrequenz)
- ▣ IF (intermediate frequency - Zwischenfrequenz)

Anwendung eines Mixers :



- Der Mischprozess (als Empfänger / Demodulator):
- Eingangssignale beide sinusförmig sind aber mit unterschiedlichen Frequenzen:

$$x_{RF}(t) = \sin(\omega_{RF} \cdot t)$$

$$x_{LO}(t) = \sin(\omega_{LO} \cdot t)$$

- ▣ Das resultierte Ausgangssignal:

$$\begin{aligned}x_{IF}(t) &= \sin(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{LO} \cdot t) \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t) \right]\end{aligned}$$

- ▣ Da $\cos(-a) = \cos(a)$ gilt, spielt es keine Rolle, ob die Frequenzdifferenz $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ positiv oder negativ ist.
- ▣ Die Frequenz am Ausgangsport:

$$f_{IF} = |f_{RF} \pm f_{LO}|$$

Mathematische Beschreibung (allgemein, ideal): Multiplikation der Eingänge:

$$(A_{\text{RF}} \cdot \cos \omega_{\text{RF}} \cdot t) \cdot (A_{\text{LO}} \cdot \cos \omega_{\text{LO}} \cdot t) =$$

Ausgang:

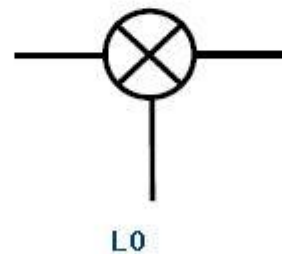
unteres
„Seitenband“

oberes
„Seitenband“

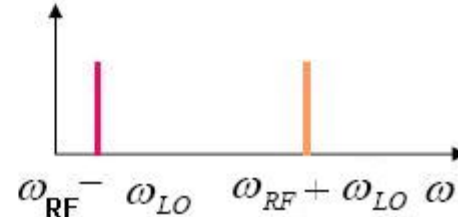
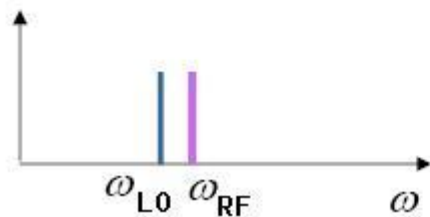
$$\frac{A_{\text{RF}} \cdot A_{\text{LO}}}{2} \cdot [\cos(\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}}) \cdot t + \cos(\omega_{\text{RF}} + \omega_{\text{LO}}) \cdot t]$$

Eingang (ideal):

RF



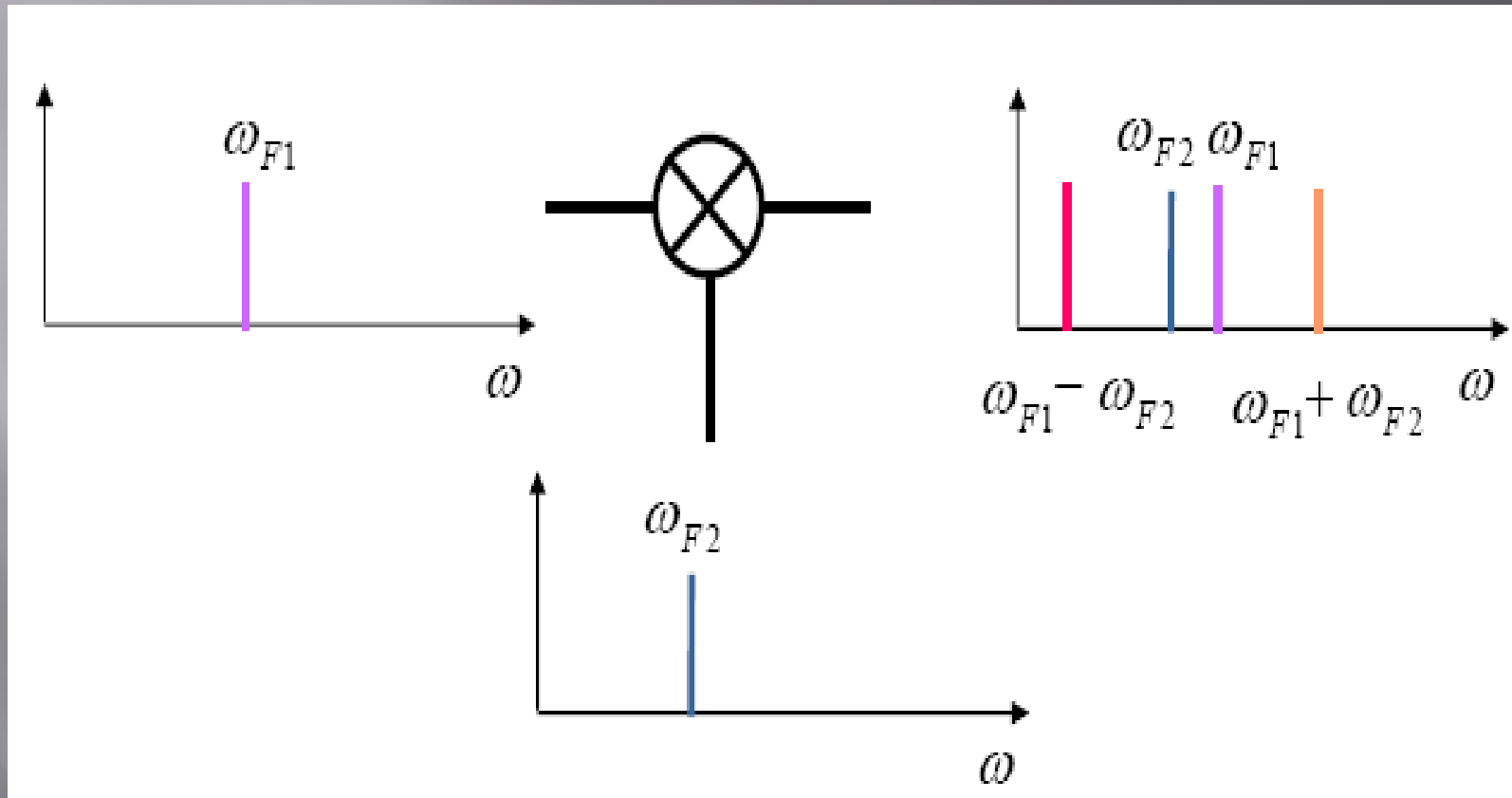
Ausgang (ideal):



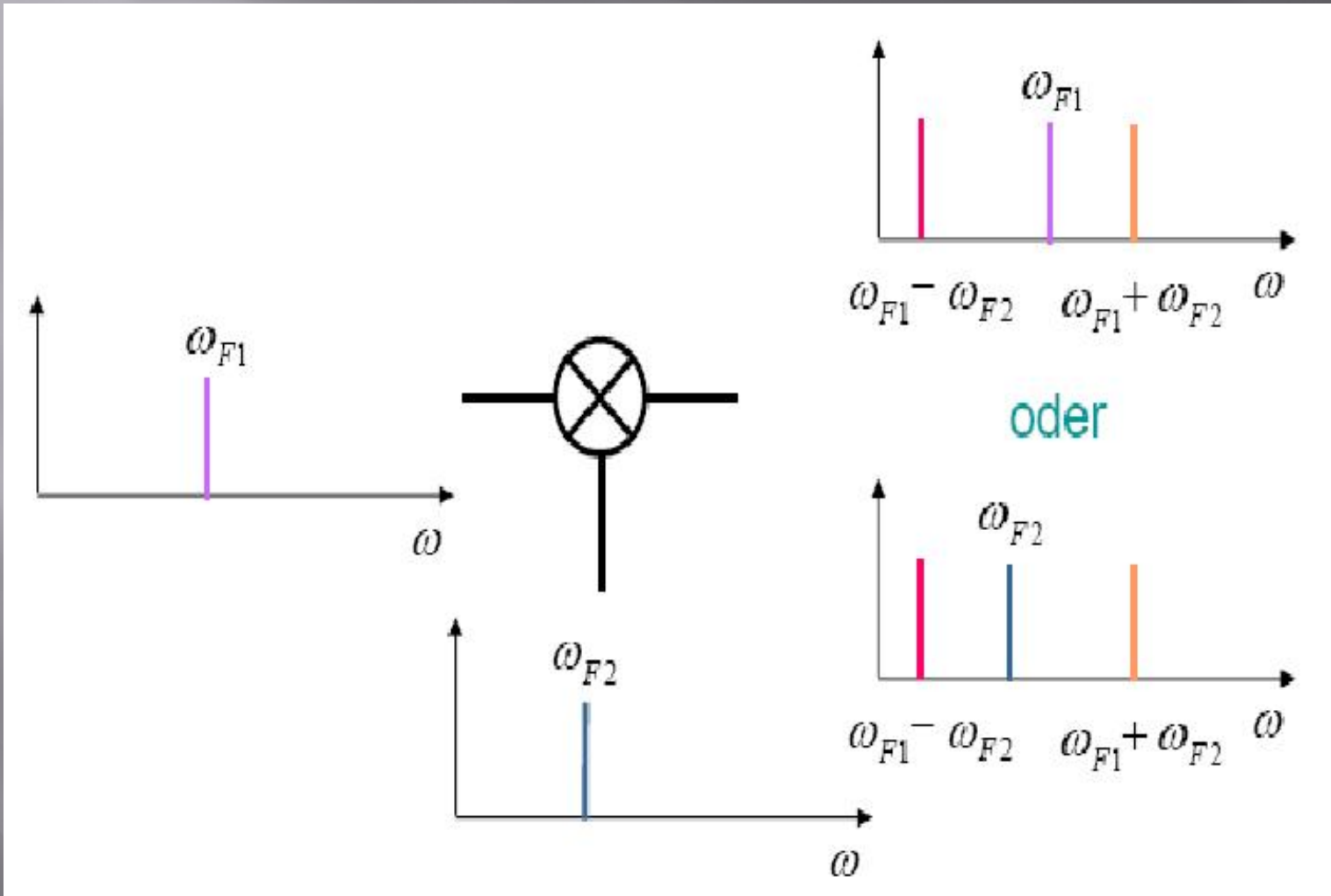
Balancing von Mixern und die Trägerunterdrückung:

Es wird bei vielen Bearbeitungsprozess angefordert, dass die Eingangssignale an der Ausgangsseite untergedrückt werden.

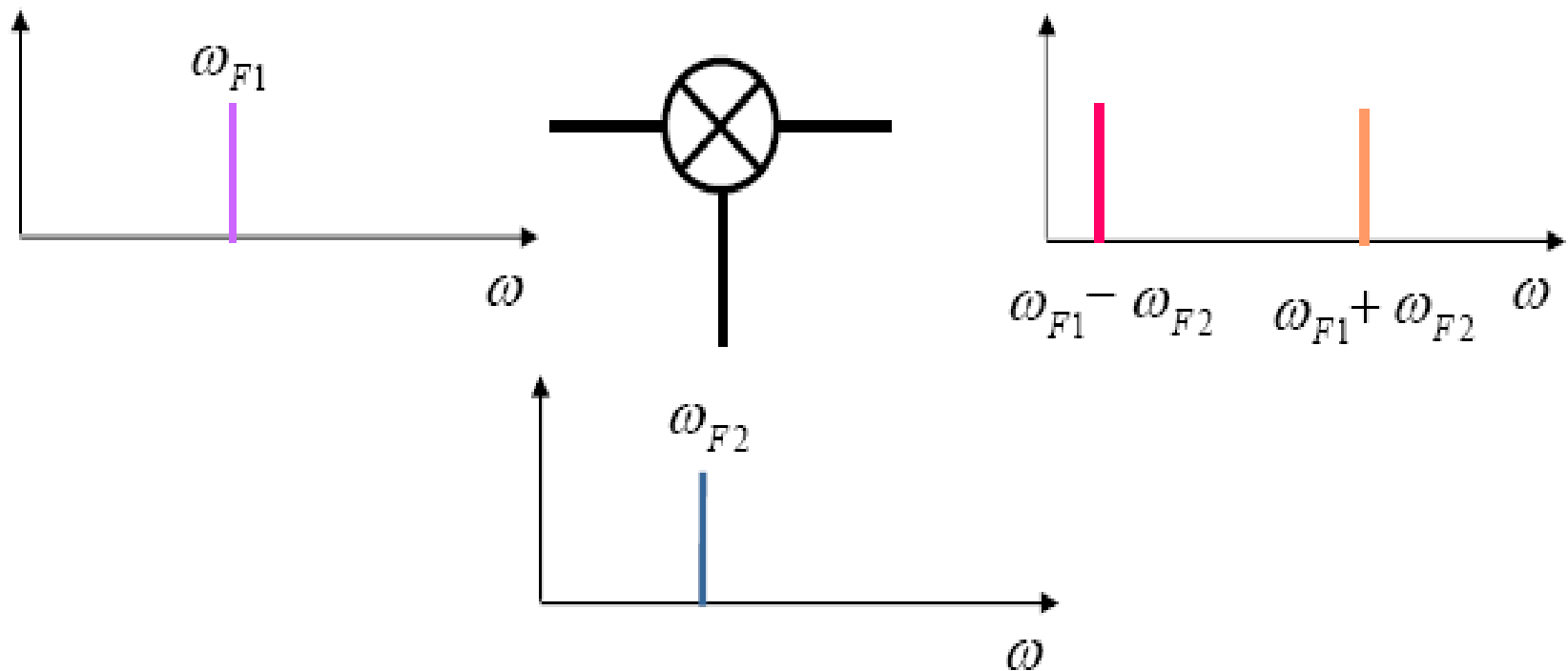
Ausgangssignal „unbalanced“: beide zu mischenden Frequenzen.



Ausgangssignal „single-balanced“: eine zu mischenden Frequenzen.

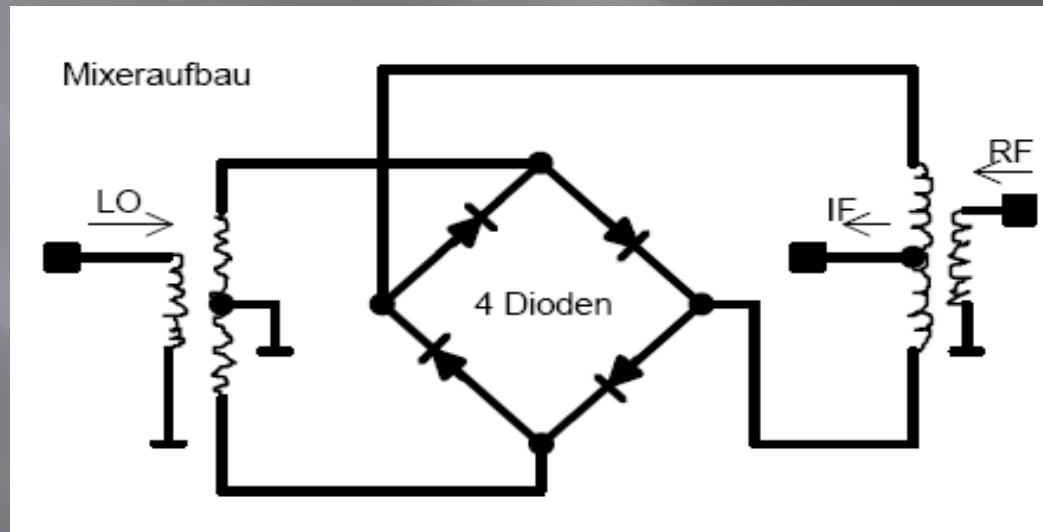


Ausgangssignal „double-balanced“: keine zu mischenden Frequenzen.



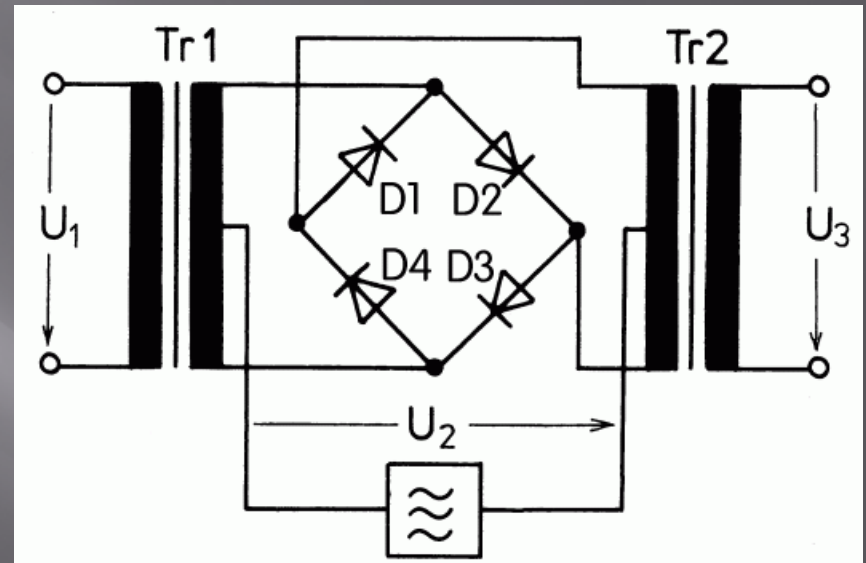
Ringmodulator / Double-Balanced-Mixer (doppelt balancierte Mischer):

- Er ist in der HF-Technik weit verbreitet und als Einzelbaustein erhältlich. Die Mischer gibt es mit großer Bandbreite zum Beispiel von 2 GHz bis 26 GHz, sie haben eine gute Tor zu Tor Isolation und unterdrücken die Oberwellen in hohem Maße. Allerdings ist die Herstellung aufwendig und teuer.



Trägerunterdrückung

- Eine Lösung dafür ist der Träger durch entgegengesetzt symmetrische Spannung aufzuheben. Also der sogenannte Balance-Modulator oder der Ringmodulator.
- Der Träger wird an die Mittelanzapfungen der Trafos eingespeist. Im Zeitpunkt 0 sei kein NF-Signal vorhanden. Da alle vier Dioden gleich sind (Diodenquartett!), wird der Wechselstrom vom HF-Trägergenerator zu gleichen Teilen auf die beiden Wicklungshälften von Trafo Tr2 verteilt. Da sich die Magnetfelder der beiden Wicklungshälften aufheben, entsteht in der Ausgangswicklung keine Trägerspannung.



Der Typ des Mischers in diesem Projekt ist der Ringmischer MCA1-12G+, (LO Power +7dBm) 3800 to 12000MHz.

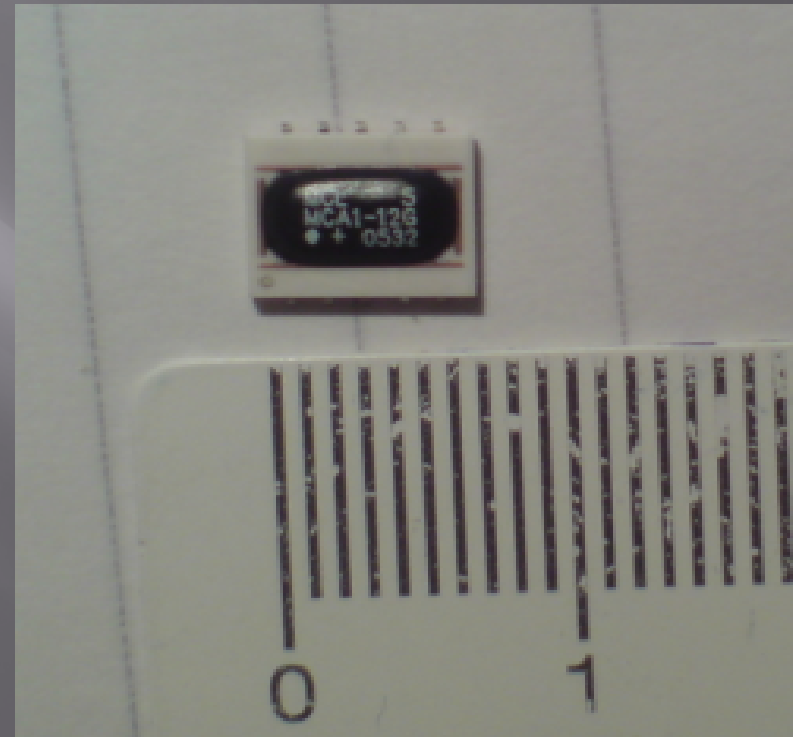
MCA1-12G+



CASE STYLE: DZ885
PRICE: \$10.95 ea. QTY (10-49)

*+ RoHS compliant in accordance
with EU Directive (2002/95/EC)*

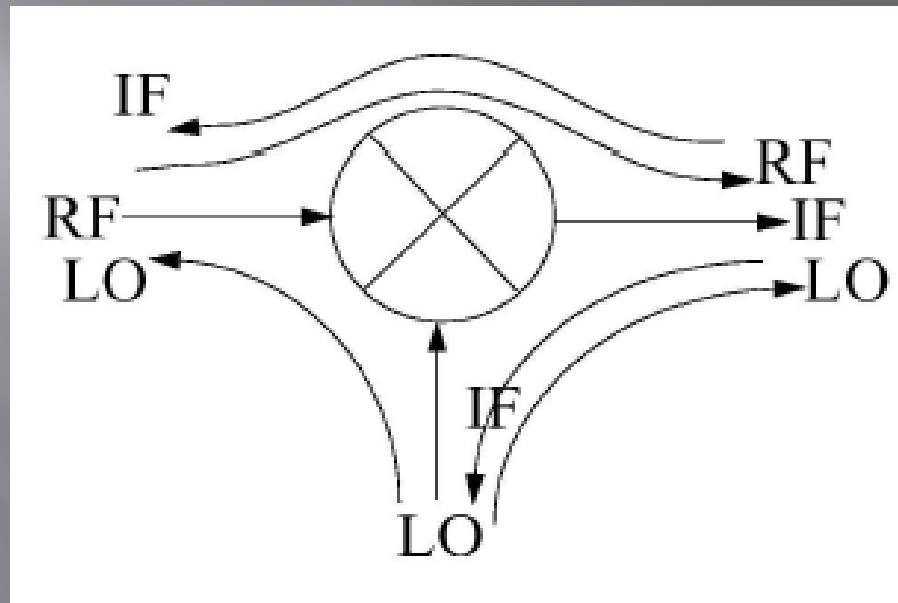
*The +Suffix has been added in order to identify RoHS
Compliance. See our web site for RoHS Compliance
methodologies and qualifications.*



Aufgaben und Meßgrößen eines Mixers

1. Die Differenz-und Additionsfrequenzen ohne Störfrequenzen bilden Meßgröße: „Balancing“ von Mixern
2. Die Differenz-bzw. Additionsfrequenzen verstärken Meßgröße: aktiver/passiver Mixer, conversation gain/loss
3. selbst minimal rauschen Meßgröße: Single/Double-Sideband Noise figure
4. geringe Leistungsaufnahme aufweisen (insbesondere bei batteriebetriebenen Geräten wie Handys)
5. Eine weiten “inputdynamicrange“ aufweisen, d.h. gute Linearität und „Trennschärfe“ besitzen Meßgröße: 1dB-compression point, second/third-order intercept point
6. eine Isolation zwischen Eingängen und Ausgang aufweisen Meßgröße: Port-to-Port Isolation/Feedthrough

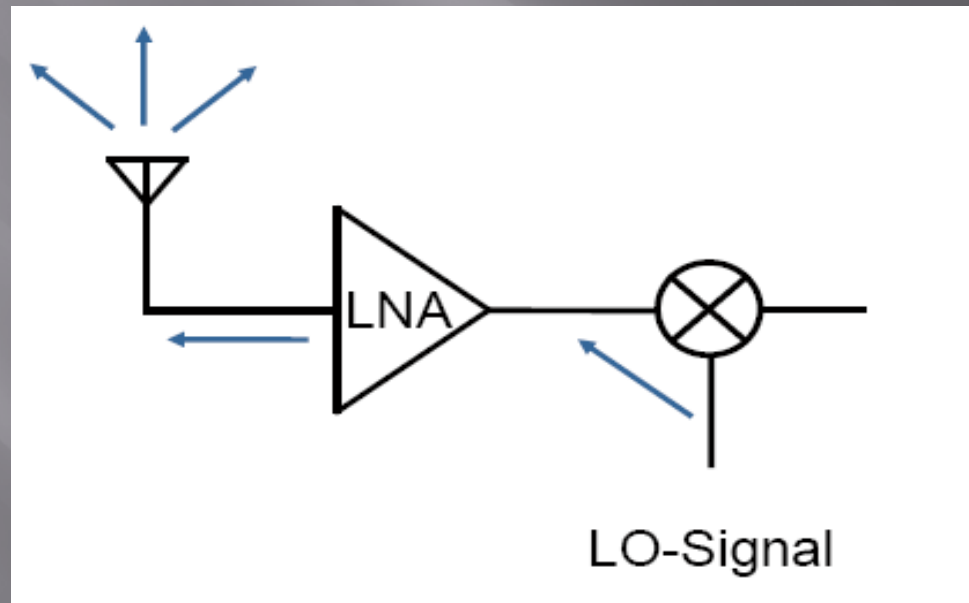
3. Isolation von Mixer:



Die Isolation ist ein Maß für die gegenseitige Entkopplung der beiden Eingänge des Mixers (RF, LO) und des Ausgangs (IF).

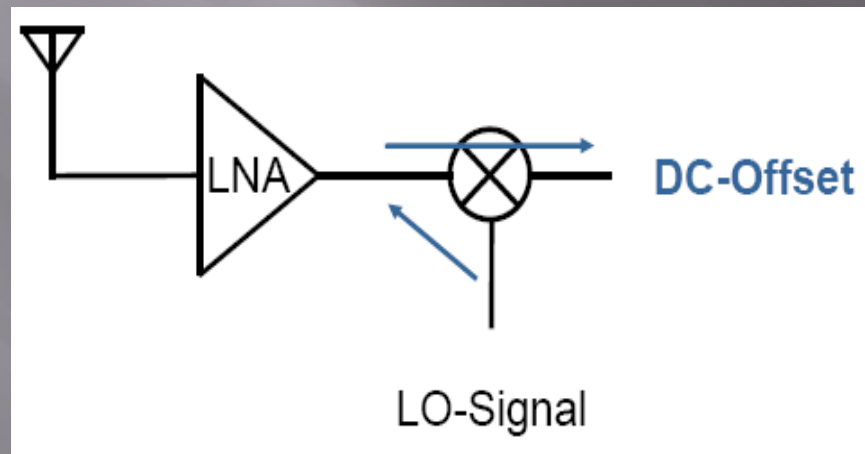
Isolation zwischen RF- und LO-Eingang:

- Begründung: ein starkes LO-Signal kann bei ungenügender LO/RF- Isolation (und ungenügender Low Noise Amplifier (LNA)-Rückwärts-Isolation) über die Antenne abstrahlen



Isolation zwischen den Eingängen sowie dem Ausgang für homodyne Empfänger:

- Ein starkes LO-Signal kann bei nicht genügender LO/RF-Isolation mit sich selbst gemischt wird \Rightarrow DC-Offset



- Praktisch sind die LO-Isolationen relativ wichtiger, da die Pegel der RF und der IF wesentlich geringer sind und somit keine Probleme durch Überkopplung auftreten.

Definition der LO-RF Isolation:

- LO-RF Isolation bezeichnet die Dämpfung, die das LO-Signal erfährt, wenn es am RF-Port gemessen wird und der IF-Ausgang reflexionsfrei abgeschlossen ist. (analog zu LO-IF Isolation)
- Die Isolation: wenn IF mit 50Ω Anpassungswiderstand geschlossen ist, die bei RF gemessen und von LO absinkt Spannungswert . (analog zu LO-IF Isolation)
- $$\text{Isolation (dB)} = 20\lg[U1/U2] = -20\lg[U2/U1] > 0$$
- U1 ist die Spannung der Eingangswelle und U2 ist die Spannung der Ausgangswelle.

4. Test-Schaltung Simulation

- RF-Frequenz:
- Da der Mischer in unserem Projekt für den Bereich von WLAN umgewandelt werden soll, ist der RF-Frequenzbereich nach IEEE 802.11a Standard von 5.180 GHz - 5.855 GHz.
- Datenblatt des Mischers:

Frequency (MHz)		Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
RF	LO	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm
3800.10	3770.10	5.64	30.15	10.49	1.81	2.93
4200.10	4170.10	5.12	31.14	11.80	1.81	2.57
4600.10	4570.10	4.96	29.60	13.89	1.48	3.07
5000.10	4970.10	5.78	29.71	13.15	2.07	2.22
5400.10	5370.10	6.23	22.64	12.43	1.64	2.95
5800.10	5770.10	6.67	24.41	17.17	1.80	2.67
6200.10	6170.10	5.79	30.53	25.46	1.68	3.58
6600.10	6570.10	5.57	41.04	32.74	1.59	3.45
7000.10	6970.10	5.93	47.90	35.58	2.35	3.15
7400.10	7370.10	5.64	40.88	37.64	1.85	2.52
7800.10	7770.10	6.28	37.93	40.88	1.92	2.59
8200.10	8170.10	5.81	39.67	46.44	1.84	2.51
8600.10	8570.10	5.63	35.96	45.14	2.02	2.04
9000.10	8970.10	5.80	36.27	36.70	2.22	2.07
9400.10	9370.10	6.02	31.32	29.66	2.34	2.06
9800.10	9770.10	6.47	29.70	24.93	2.16	3.15
10200.10	10170.10	6.21	29.25	25.01	1.90	2.68
10800.10	10770.10	5.46	25.88	30.01	1.65	2.08
11200.10	11170.10	6.12	24.47	27.61	1.97	1.93
12000.10	11970.10	7.23	21.86	27.34	1.73	1.43

Damit eine bestimmte RF-Frequenz für WLAN-Frequenzbereich zu testen und die L-R Isolation zu simulieren wählen wir aus Mixer-Datenblatt die RF-Frequenz von 5.4GHz.

Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

- ▣ Zwei Tore Schaltung
- ▣ S-Parameter Simulation
- ▣ Simulation mit Verstärker als Frequenzmischer
- ▣ Zwei gekoppelten Microstrip-Leitungen
- ▣ Überkopplung durch einen Kondensator zur Überbrückung der Lücke zwischen beiden Microstrip-Leitungen

- ▣ Siehe Datenblatt von Mischer: bei 5.4GHz ist die LO-RF Isolation 22,64dB,

$$\text{Isolation (dB)} = 20\lg[U1/U2] = -20\lg[U2/U1] > 0$$

- ▣ wenn man in den S-Parameter umrechnen, ist die LO-RF Isolation der negierte Wert von S_{21} :

$$S_{21} \text{ (dB)} = 20\lg[U2/U1] = - \text{Isolation (dB)} ,$$

- ▣ das heißt $S_{21} = - 22,64\text{dB}$.

Die Type das in der Schaltung verwendete Substrat ist:

R04003 – Leiterplatte (Firma Rogers)

Dicke (H) = 32mil = 0,813mm

Er = 3,38

Loss tangent (Tan D) = 0,0037

Kupferdicke (T) = 1,35mil = 35 μ m = 1 oz

Rauhigkeit = 0,1 = 2.5 μ m

LineCalc/MLIN4.lcs

File Simulation Options Help

Component

Type MLIN ID MLIN: MLIN_DEFAULT

Substrate Parameters

ID MSUB_DEFAULT

Er	3.380	N/A
Mur	1.000	N/A
H	0.813	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	1.350	mil
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.003	N/A
Rough	0.100	mil

Physical

W 1.829 mm

L 10.000 mm

Synthesize Analyze

Electrical

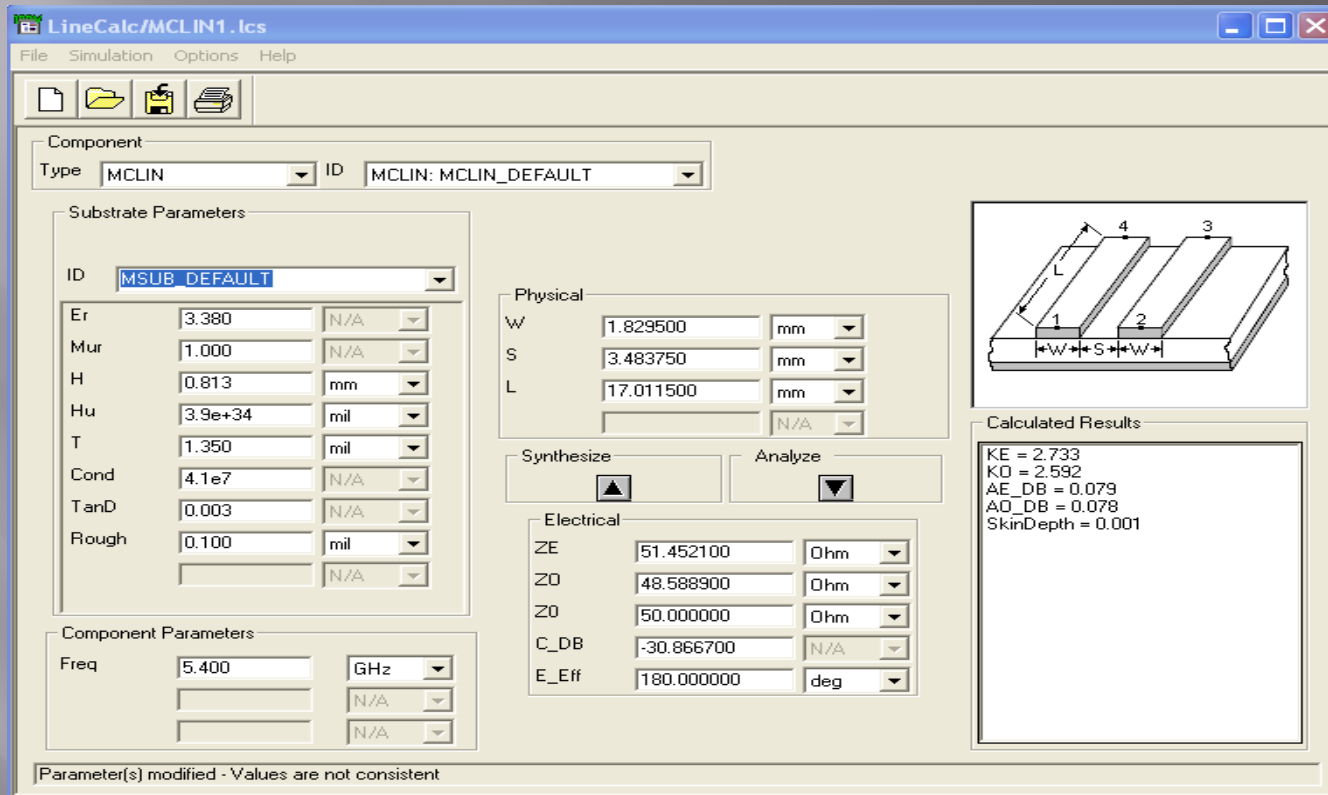
Z0 50.227400 Ohm

E_Eff 131.672000 deg

Calculated Results

K_Eff = 2.681
A_DB = 0.056
SkinDepth = 0.001

Parameter(s) modified - Values are not consistent



- Die Gekoppelte Mikrostreifenleitungen ist in dem Fall von $\lambda/2$. Mit der ADS Funktion/LineCalc und alle anderen Daten stellen wir fest, dass die Länge der Gekoppelten Mikrostreifenleitungen 17mm ist.

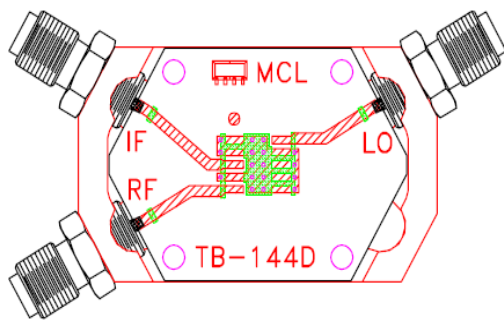
? Das Problem:

1. Der Verstärker ist kein richtiger Mischer. Die Eigenschaft des Verstärkers ist anders wie Frequenz-Mischer formuliert.
2. S_{11} , S_{12} , S_{22} und die Phase des S-Parameters sind ungewiss.
3. Die sogenannte Isolation bzw. S-Parameter ($S_{21} = -22.64\text{dB}$) ist die offizielle Daten bei eine Frequenz von 5.4GHz, deshalb ist es sinnlos die S-Parameter bei der Simulation in der Frequenzbereich von 4.5- bis 6GHz zu beachten!

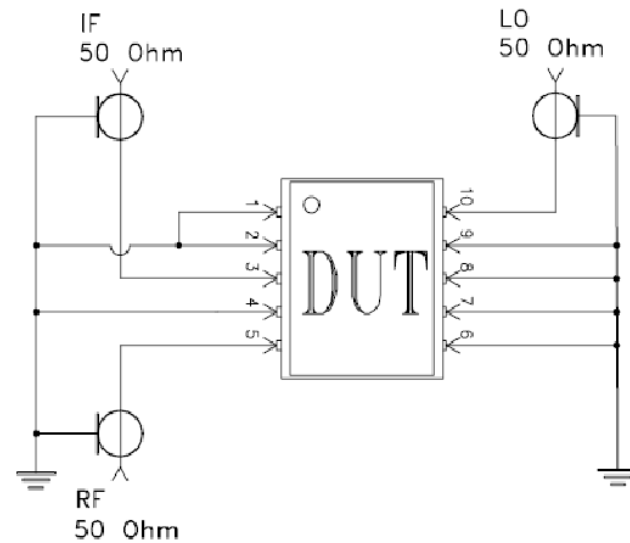
! Neue Idee:

Um die Isolationseigenschaft des verbrauchten Mischers richtig zu erkennen benutzen wir einen gleichartigen Mischer (Modell-Mischer) mit vorhandene Interface und Leiterplatte (Evaluation Board and Circuit).


Evaluation Board and Circuit

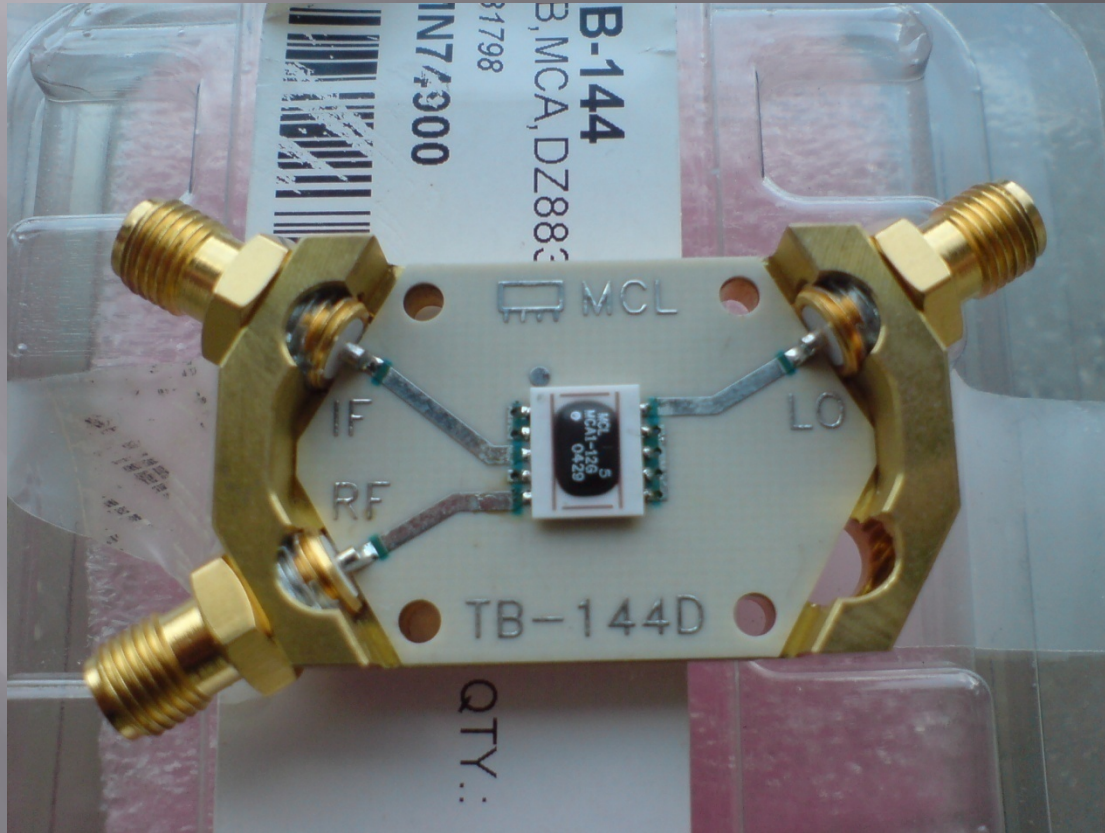


TB-144



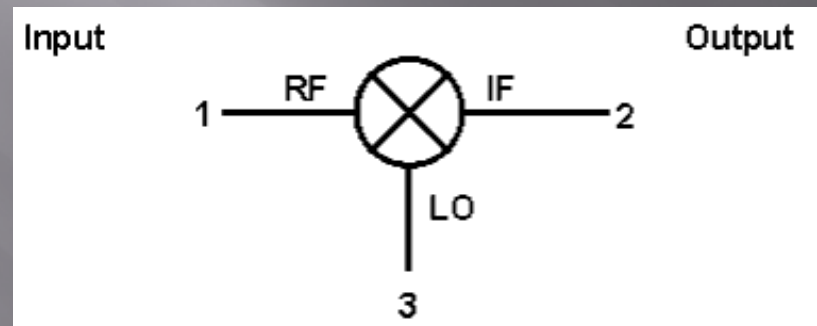
Schematic Diagram

 Mini-Circuits®

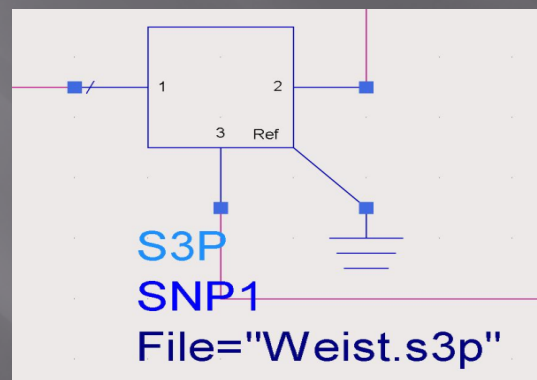


Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

Wir nehmen an, dass die 3 Porte des Mischers mit eigenen Nummern gezeichnet werden:

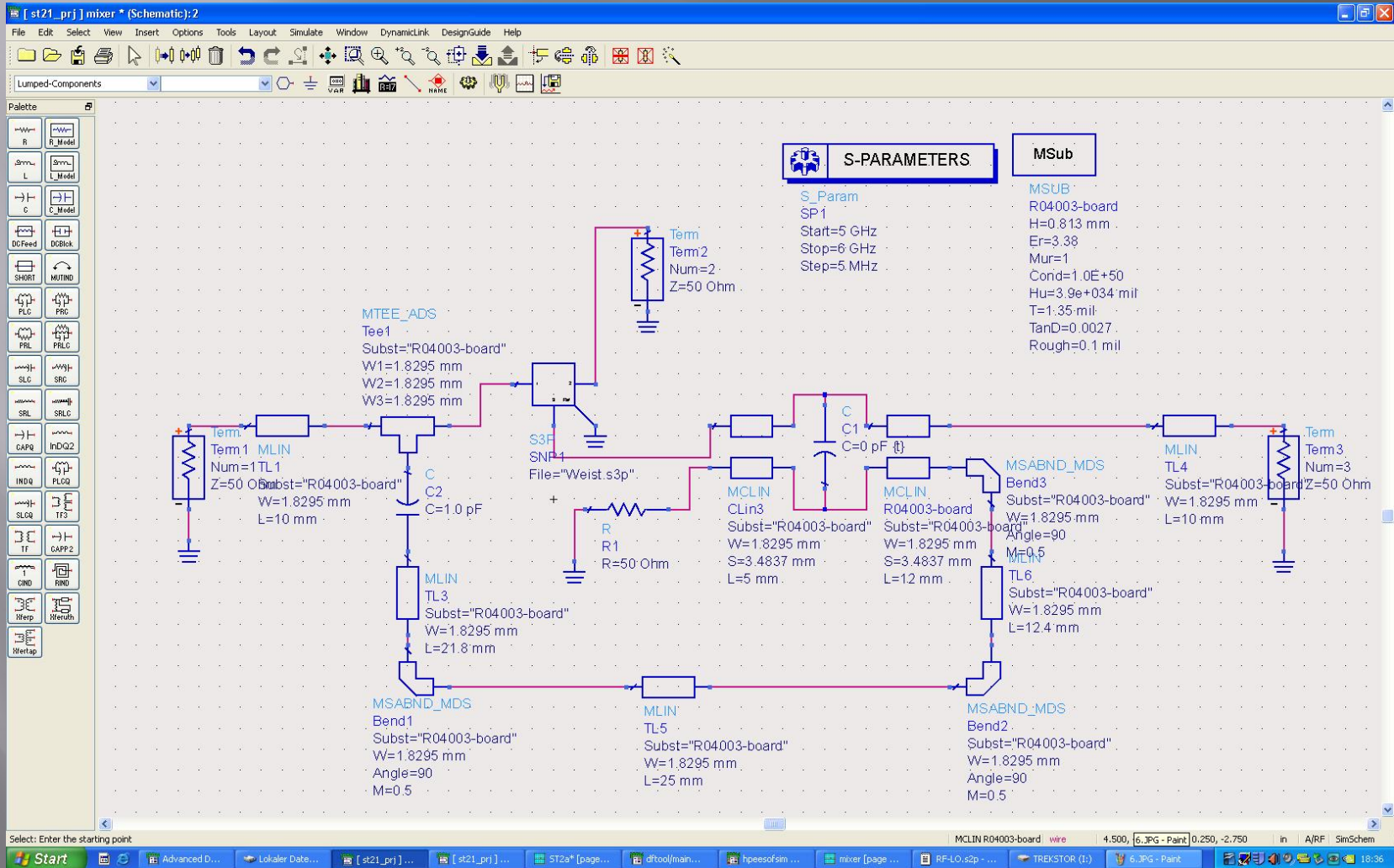


Stellen wir die S3P (3-Port S-Parameter File) als 3-Port-Eigenschaft des Mischers.



Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

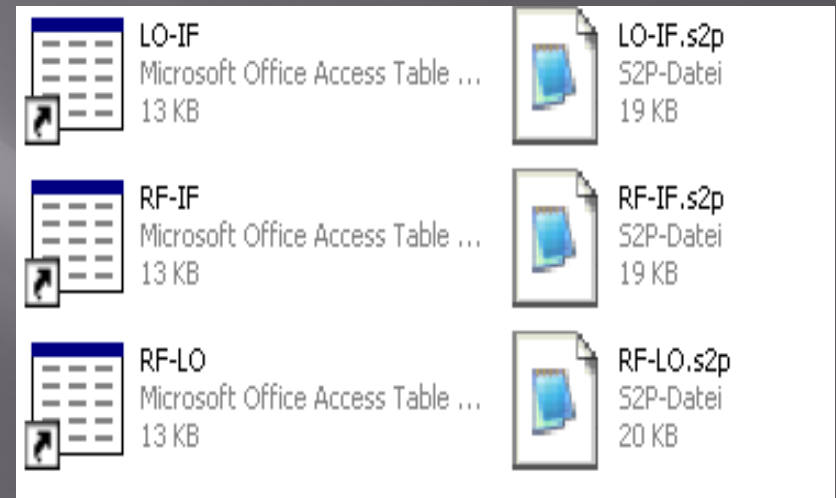
Test-Schaltung Schematic:



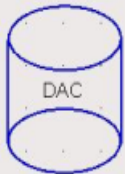
Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

Wir messen den Mischer mit Netzwerkanalysator mit solchen Input und Output, speichern wir alle Datei von S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} als „.s2p-File“.

	Input	Output	50 Ohm Match
DAC1	RF	LO	IF
DAC2	RF	IF	LO
DAC3	LO	IF	RF



Stellen wir in ADS 3 DAC (Data Access Component):



· **DataAccessComponent**
· DAC1
· File="RF-LO.s2p"
· Type=Touchstone
· InterpMode=Linear
· InterpDom=Rectangular
· ExtrapMode=Interpolation Mode
· iVar1="freq"
· iVal1=freq



· **DataAccessComponent**
· DAC2
· File="RF-IF.s2p"
· Type=Touchstone
· InterpMode=Linear
· InterpDom=Rectangular
· ExtrapMode=Interpolation Mode
· iVar1="freq"
· iVal1=freq

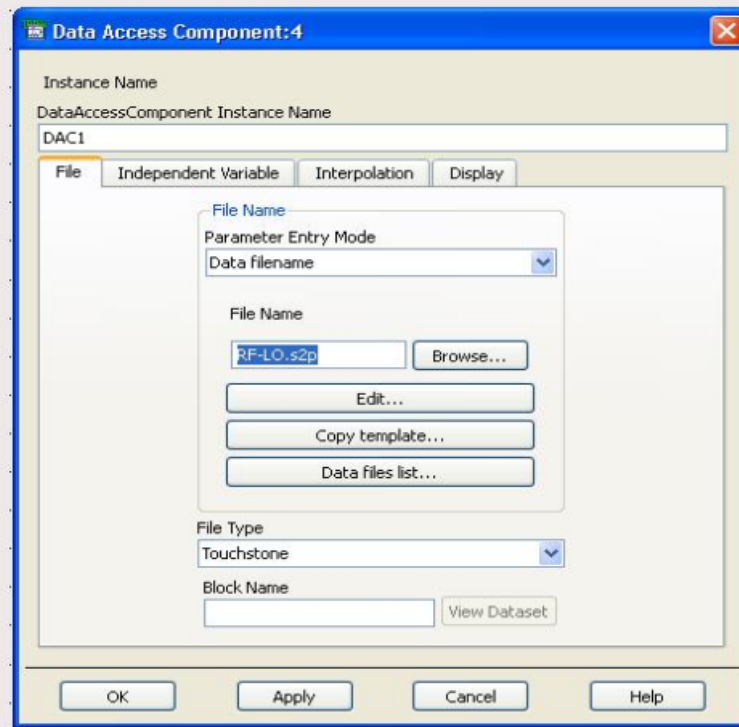


· **DataAccessComponent**
· DAC3
· File="LO-IF.s2p"
· Type=Touchstone
· InterpMode=Linear
· InterpDom=Rectangular
· ExtrapMode=Interpolation Mode
· iVar1="freq"
· iVal1=freq

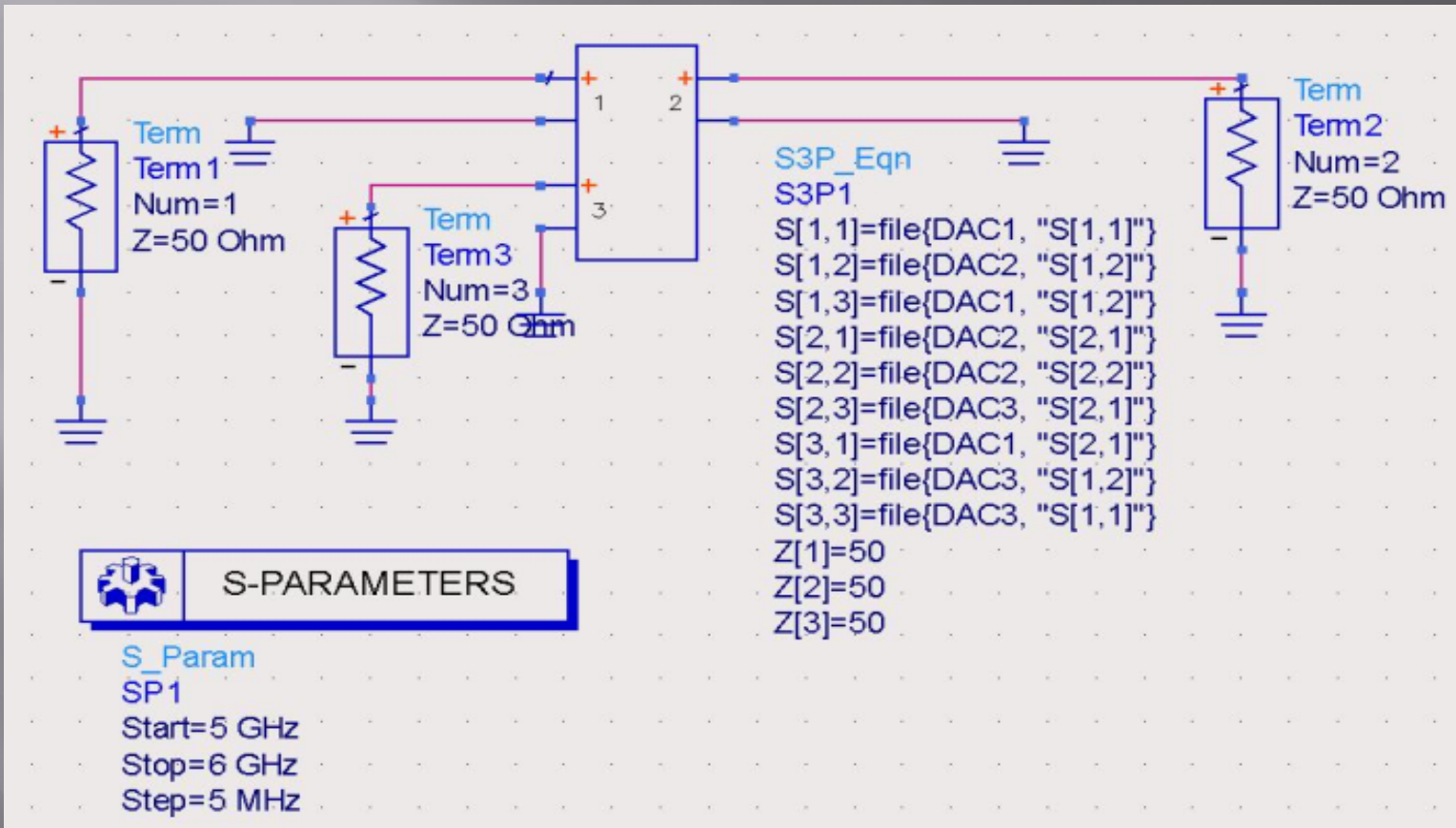
Passen wir alle Dateien in DAC1 bis DAC3 an:



DataAccessComponent
DAC1
File="RF-LO.s2p"
Type=Touchstone
InterpMode=Linear
InterpDom=Rectangular
ExtrapMode=Interpolation Mode
iVar1="freq"
iVal1=freq



Stellen wir in ADS S3P_Eqn (3-Port S-Parameters, Equation-Based) mit einen S-Parameterkontroller und passen allen S2P File aus DAC in S3P_Eqn an.



Dadurch wird eine neue s3p-Datei hergestellt, dann haben wir allen S-Parameters von 3 Port des Mischers.

The screenshot shows the 'dftool/mainWindow' interface with the following settings:

- Mode:** Write data file from dataset
- Data file to write:** Output file name: Weist.s3p; File format to write: Touchstone
- Complex data format:** Mag/Angle; Frequency units: GHz
- Data notation format:** Default; Max resolution: 5
- Touchstone data type:** S
- Dataset to read:** Dataset name: ST2a; Datasets list: mixer, ok, ST2, ST2a (selected), ST2_22, unitMed1, unitMed3

The circuit diagram on the right shows a 3-port mixer connected to three DACs (DAC1, DAC2, DAC3) and three termination resistors (Term1, Term2, Term3). The S-parameters are defined as follows:

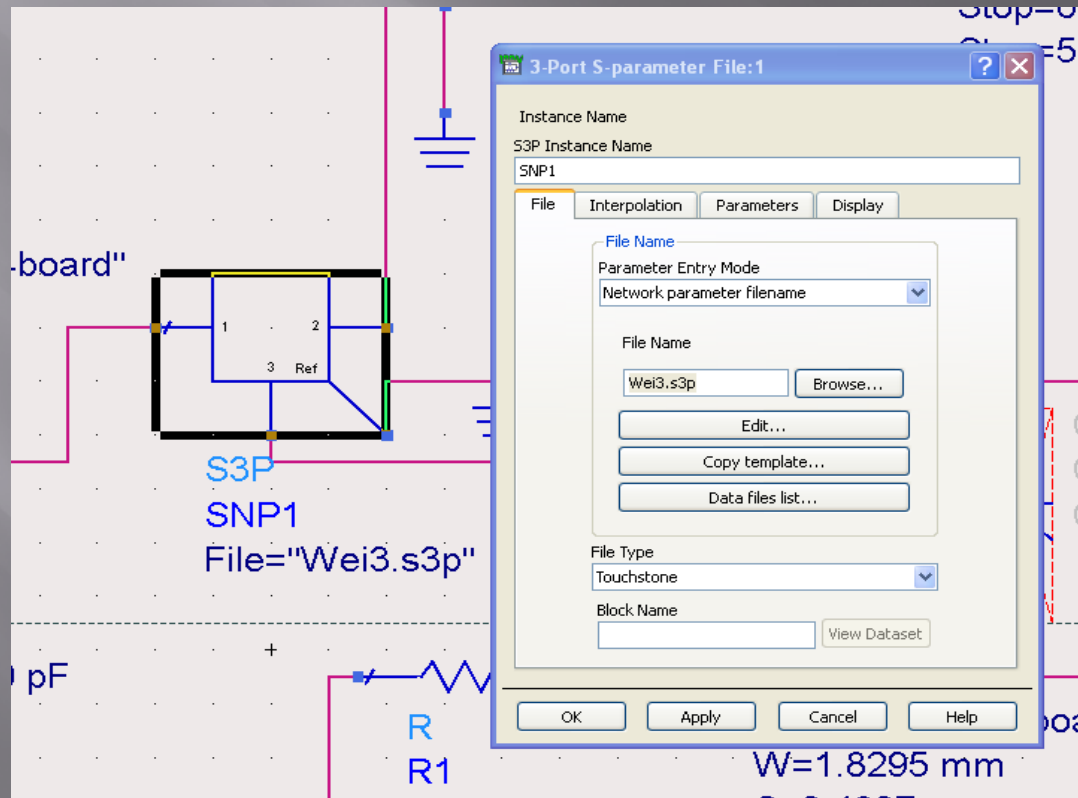
```

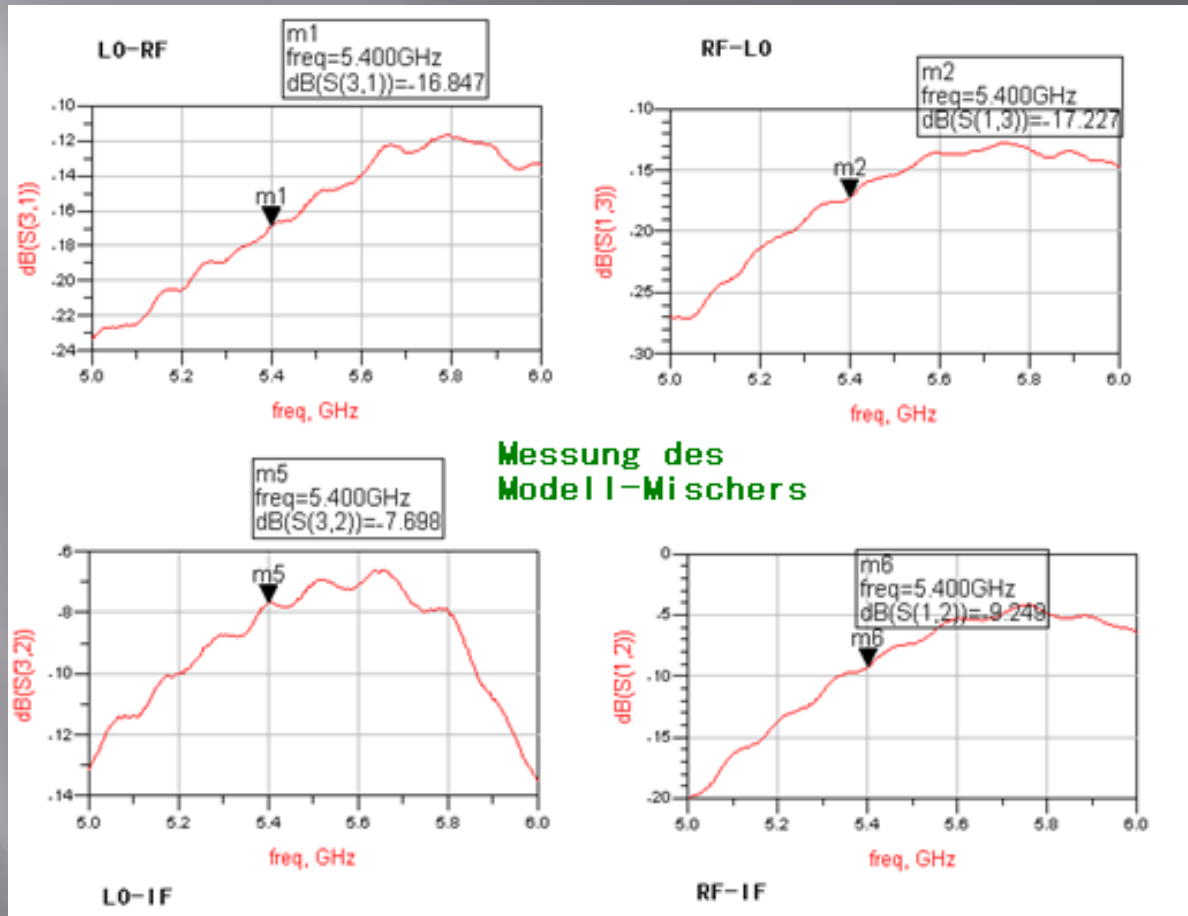
S3P1:
S(1,1)=file(DAC1,"S(1,1)")
S(1,2)=file(DAC2,"S(1,2)")
S(1,3)=file(DAC1,"S(1,2)")
S(2,1)=file(DAC2,"S(2,1)")
S(2,2)=file(DAC2,"S(2,2)")
S(2,3)=file(DAC3,"S(2,1)")
S(3,1)=file(DAC1,"S(2,1)")
S(3,2)=file(DAC3,"S(1,2)")
S(3,3)=file(DAC3,"S(1,1)")
Z[1]=50
Z[2]=50
Z[3]=50
    
```

The S-PARAMETERS section includes the following details:

- S_Param:** SP1
- Start:** 5 GHz
- Stop:** 6 GHz
- Step:** 5 MHz

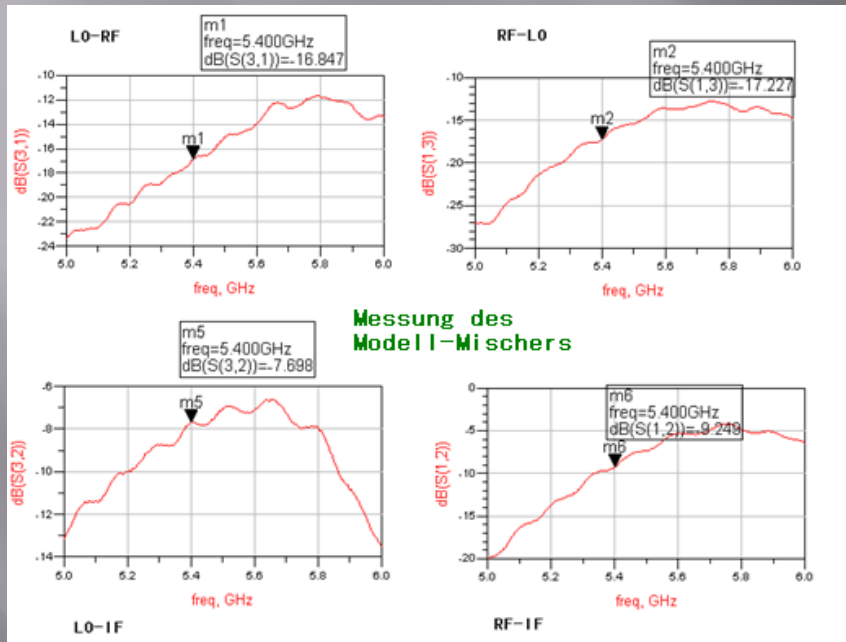
Danach öffnen wir die hergestellte s3p-Datei mit S3P (3-Port S-Parameter File).





- Wegen des symmetrischen Aufbaus des doppelt balancierten Mischers ist S_{31} fast gleich S_{13} , deshalb wegen des Aufbaus (die Richtung des IF-Port) unserer Test-Schaltung wechseln wir bei dem Projekt die RF- und LO-Port.

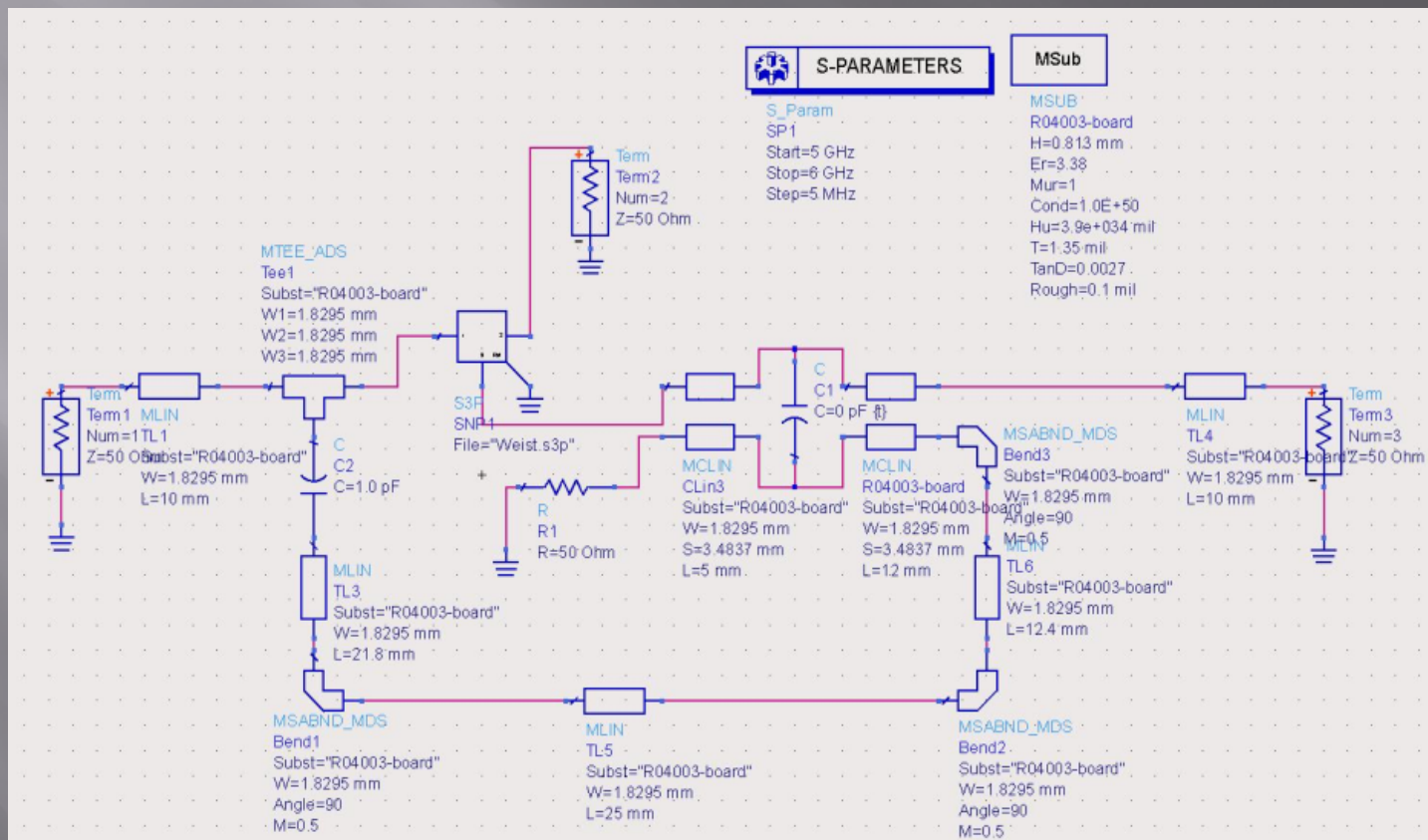
Abweichung der Isolation im Vergleich von Datenblatt des Mischers.



Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)		Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
RF	LO	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm
3800.10	3770.10	5.64	30.15	10.49	1.81	2.93
4200.10	4170.10	5.12	31.14	11.80	1.81	2.57
4600.10	4570.10	4.96	29.60	13.89	1.48	3.07
5000.10	4970.10	5.78	29.71	13.15	2.07	2.22
5400.10	5370.10	6.23	22.64	12.43	1.64	2.95
5800.10	5770.10	6.67	24.41	17.17	1.80	2.67
6200.10	6170.10	5.79	30.53	25.46	1.68	3.58
6600.10	6570.10	5.57	41.04	32.74	1.59	3.45
7000.10	6970.10	5.93	47.90	35.58	2.35	3.15
7400.10	7370.10	5.64	40.88	37.64	1.85	2.52
7800.10	7770.10	6.28	37.93	40.88	1.92	2.59
8200.10	8170.10	5.81	39.67	46.44	1.84	2.51
8600.10	8570.10	5.63	35.96	45.14	2.02	2.04
9000.10	8970.10	5.80	36.27	36.70	2.22	2.07
9400.10	9370.10	6.02	31.32	29.66	2.34	2.06
9800.10	9770.10	6.47	29.70	24.93	2.16	3.15
10200.10	10170.10	6.21	29.25	25.01	1.90	2.68
10800.10	10770.10	5.46	25.88	30.01	1.65	2.08
11200.10	11170.10	6.12	24.47	27.61	1.97	1.93
12000.10	11970.10	7.23	21.86	27.34	1.73	1.43

Durch S-Parameter Simulation bestimmen wir den größten Wert von S_{31} -Parameter mit Positionieren und Tuning der Überkoppelten Kapazität (C1 in ADS):



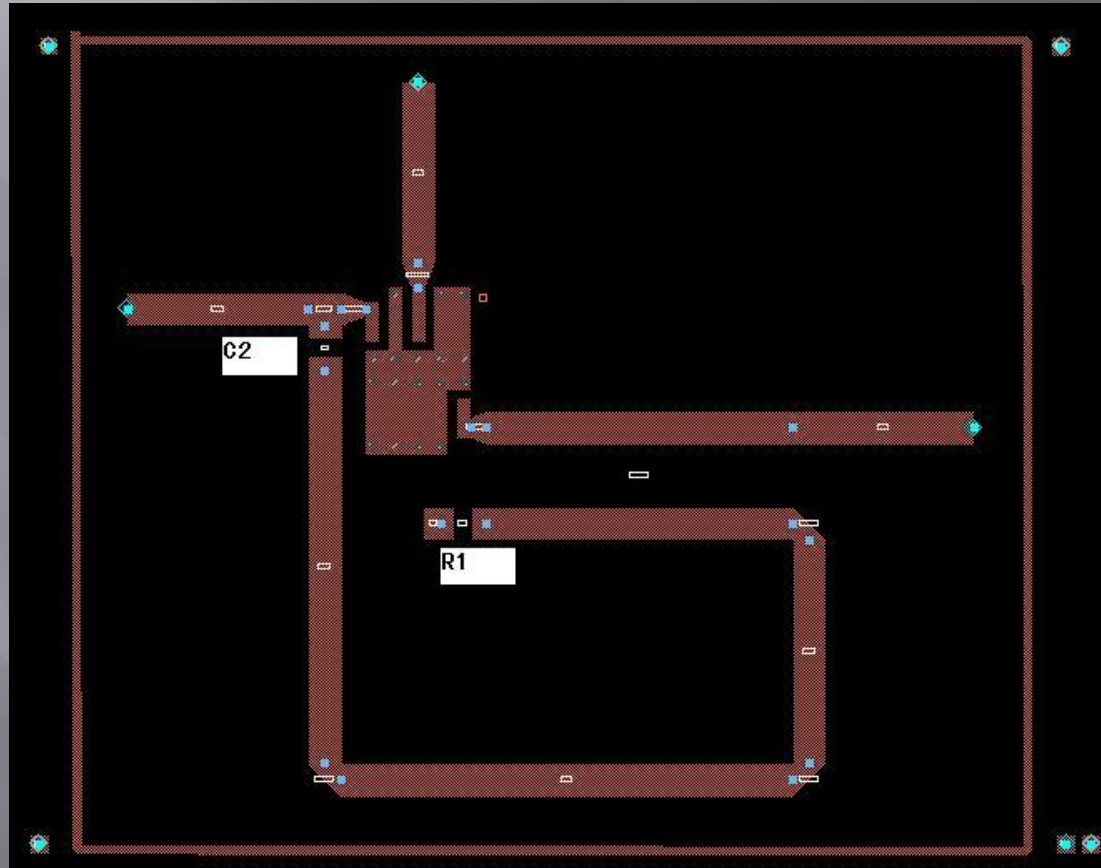
Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

Die optimierte Parameters:

Links [mm]	Rechts [mm]	S31 [dB]	C1 [pF]
0	17	-20.125	0.00
1	16	-20.663	0.05
2	15	-22.344	0.08
3	14	-25.636	0.10
4	13	-32.655	0.12
5	12	-42.928	0.12
6	11	-28.919	0.11
7	10	-24.379	0.10
8	9	-21.918	0.08
9	8	-20.552	0.05
10	7	-20.125	0
11	6	-20.125	0
12	5	-20.125	0
13	4	-20.125	0
14	3	-20.125	0
15	2	-20.125	0
16	1	-20.125	0
17	0	-20.125	0

5. Der Hergestellte Leiterplatte

- Layout der Testschaltung:



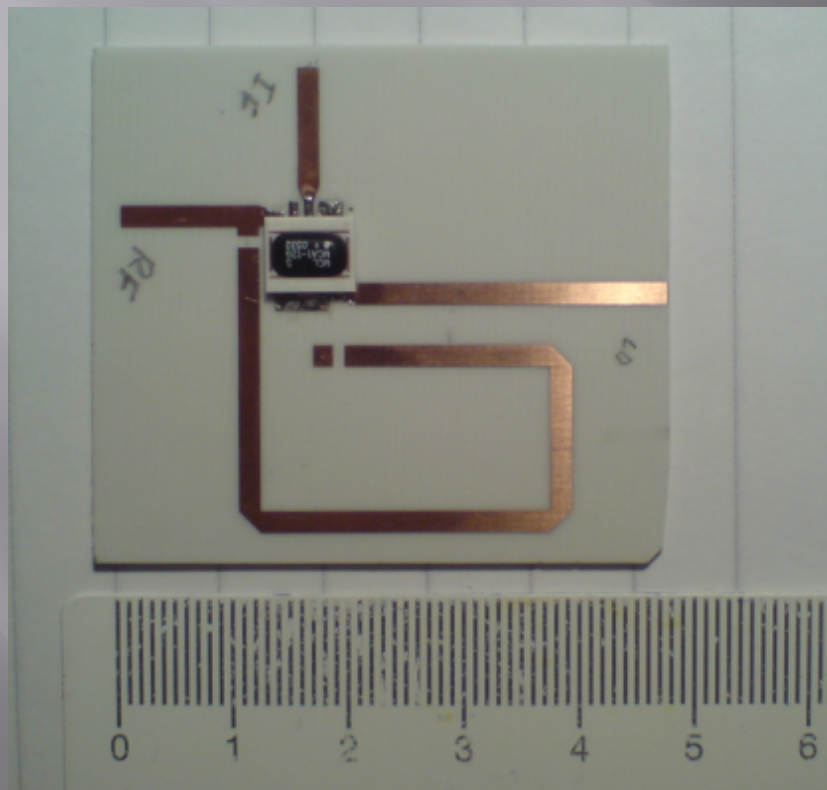
Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

- Die Kapazität C2 und 50 Ohm Widerstand sind die SMD Bauelemente.
- Maße [mm];
- Kapazität C2: 0603 - 1.6 x 0.8 x 0.6
- Widerstand R1: 0805 - 2.0 x 1.25 x 0.8

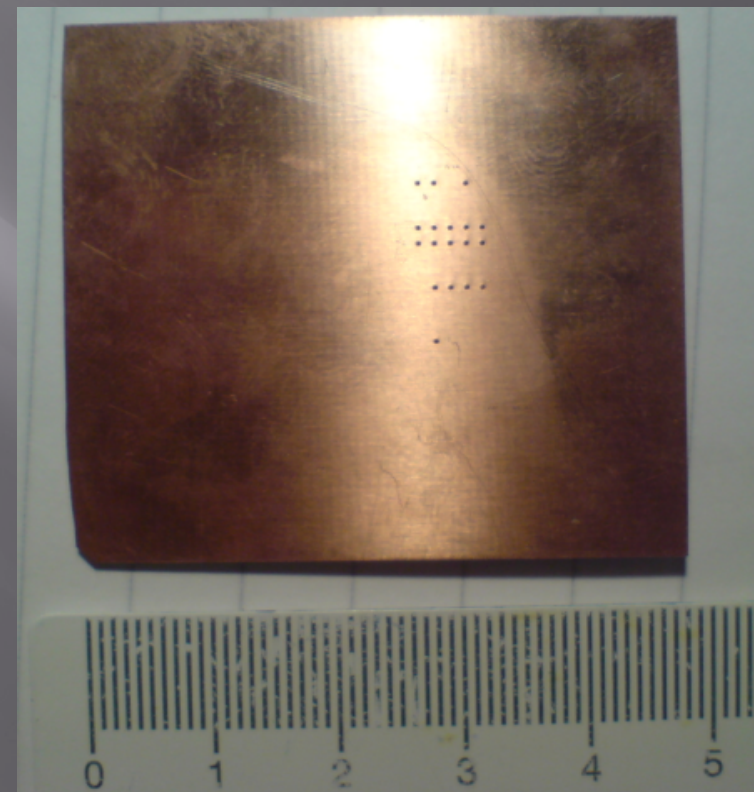
- SMD-Bauelemente:



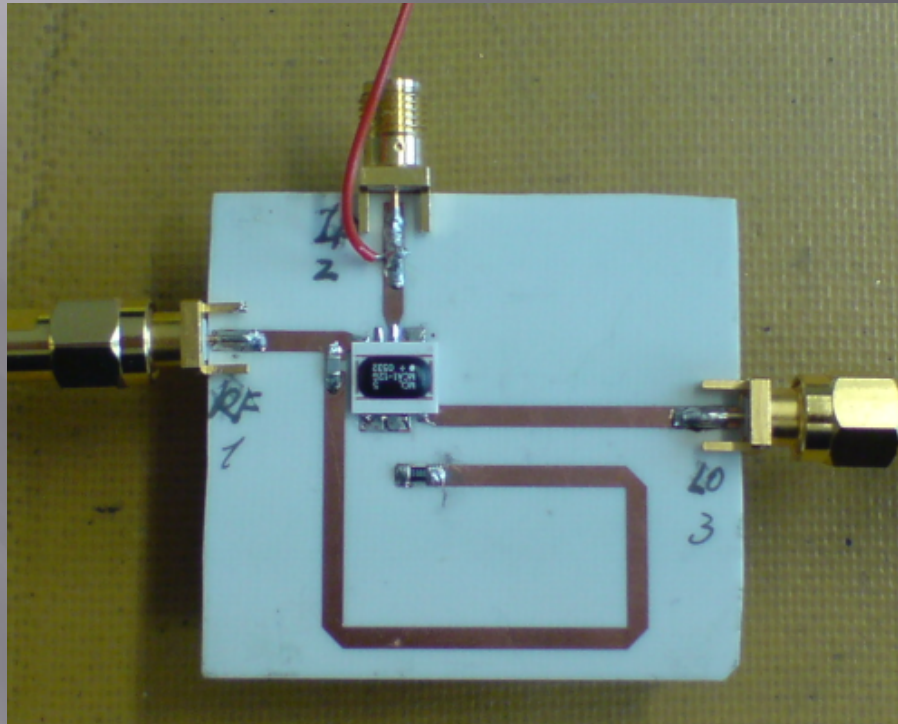
Hergestellter leiterplatte ohne smd bauelement und stecker:



Die rückseite der leiterplatte mit durchkontakt-löcher:



- ▣ Mit eingelöteten SMD Bauelementen und Steckern:



6. Aufbau der Überkoppelten Kapazität

- ▣ Siehe Tabelle:

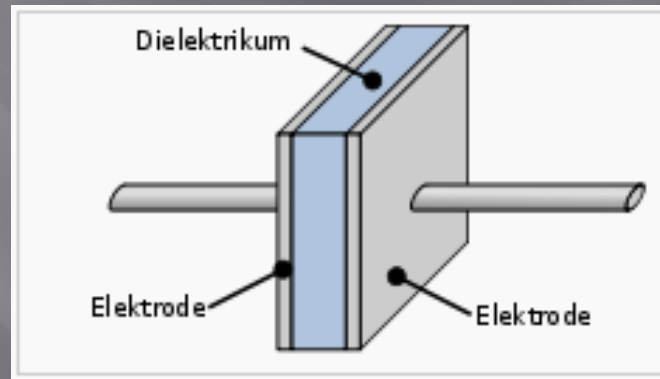
Die beste Variation der S-Parameter : Kapazität $C1 = 0.12\text{pF}$

- ▣ aber - zu Klein!

- schwer zu positionieren bei Testvorgang.

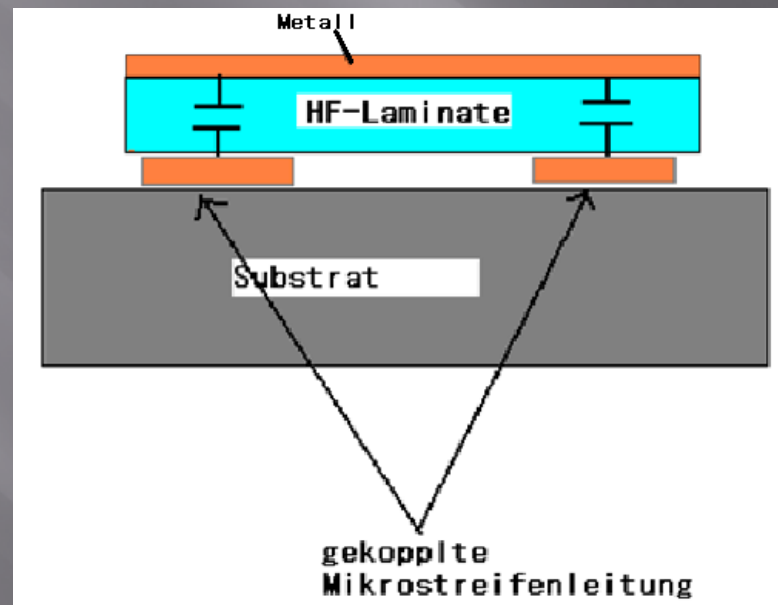
Wie? Überlegen wir den normalen Plattenkondensator die stammen aus 2 leitende Flächen bzw. 2 Elektrode und die Dielektrikum dazwischen.

- ▣ Prinzipdarstellung eines Kondensators mit Dielektrikum:

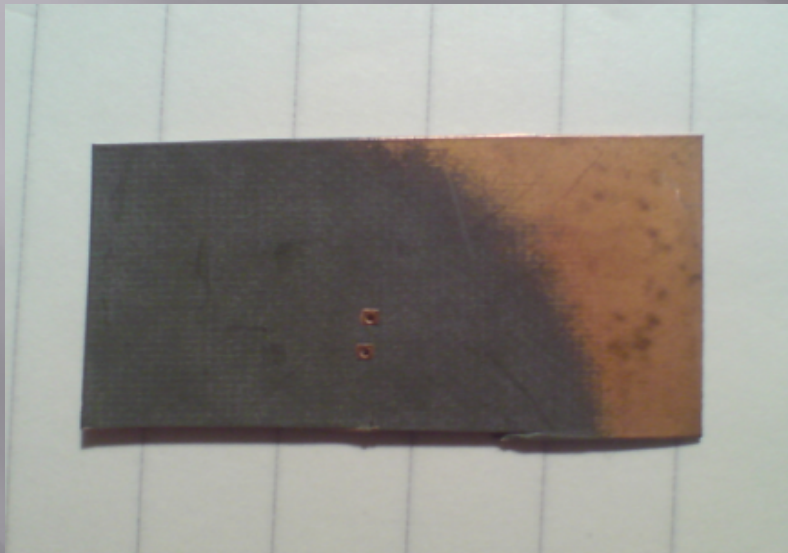


- Wir bauen hier die Kapa C1 mit HF-Laminate (Teflon) bzw. RT/Duroid 5880 von Rogers ein, und stellen das Material über der gekoppelten Mikrostreifenleitung als 2 reihen geschaltete Kapazität.

- Durchschnitt-Ansicht des überkoppelten Materials:



Die hf-laminate die aus teflon stammt, und mit ein- oder zwei- seitigem metallischem material:



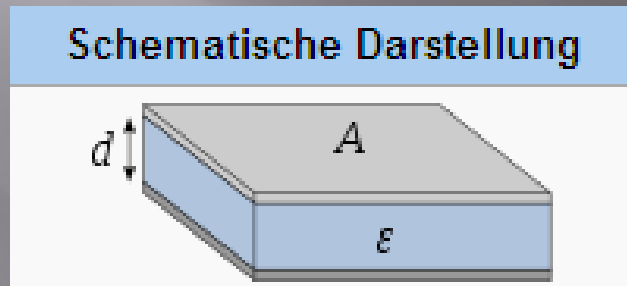
Dielektrische konstant von rt/ duriod 5880:

PROPERTY	TYPICAL VALUE	
	RT/duroid® 5870	RT/duroid® 5880
Dielectric Constant, ϵ_r	2.33 2.33 ± 0.02 spec.	2.20 2.20 ± 0.02 spec.

Dicke von RT/Duriod 5880:

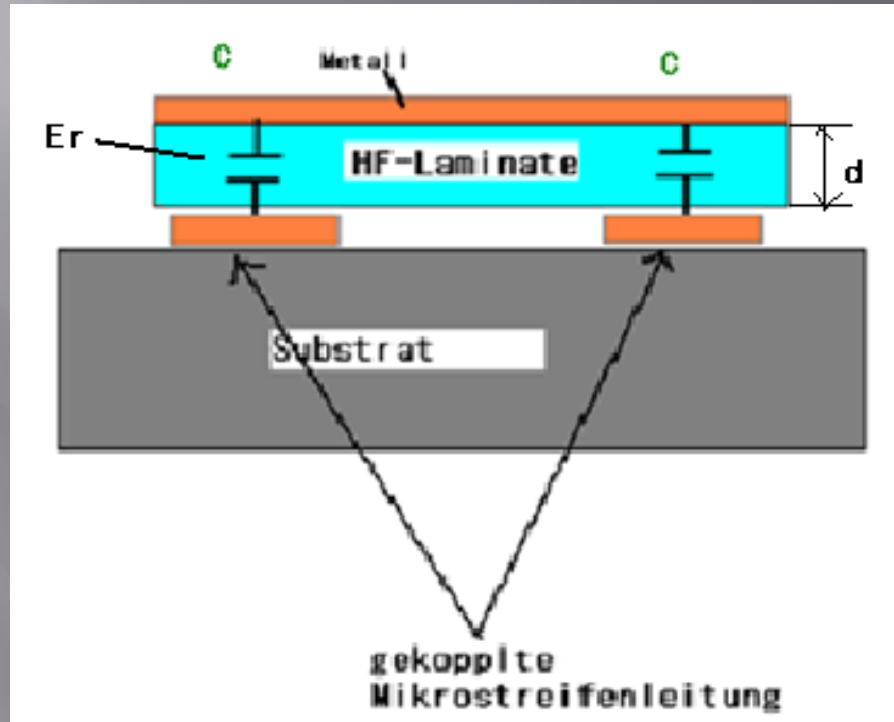
STANDARD THICKNESS:
0.005" (0.127mm)
0.010" (0.254mm)
0.015" (0.381mm)
0.020" (0.508mm)
0.031" (0.787mm)
0.062" (1.575mm)
0.125" (3.175mm)

Die Bestimmung der Bauform der überkoppelte Kapazität:

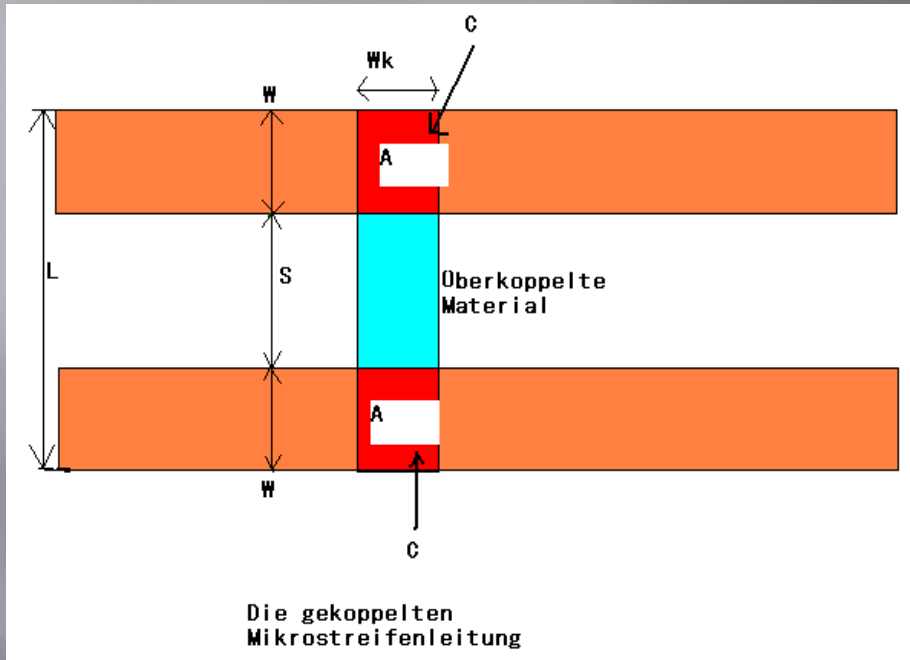


- Die Definitionsgleichung des Plattenkondensators ist:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}$$



- C1 ist wie 2 reihen geschaltete Kapazität C: $C1 = C/2$



$$C = 2 \cdot C_1 = 2 \cdot 0.12 \text{ pF} = 0.24 \text{ pF}$$

mit $d = 0.5 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.2$ und

$$\epsilon_0 := 8,854\,187\,817 \dots \cdot 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$$

$$0.24 \text{ pF} = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ F m}^{-1} \cdot 2.2 \cdot A / 0.5 \text{ mm}$$

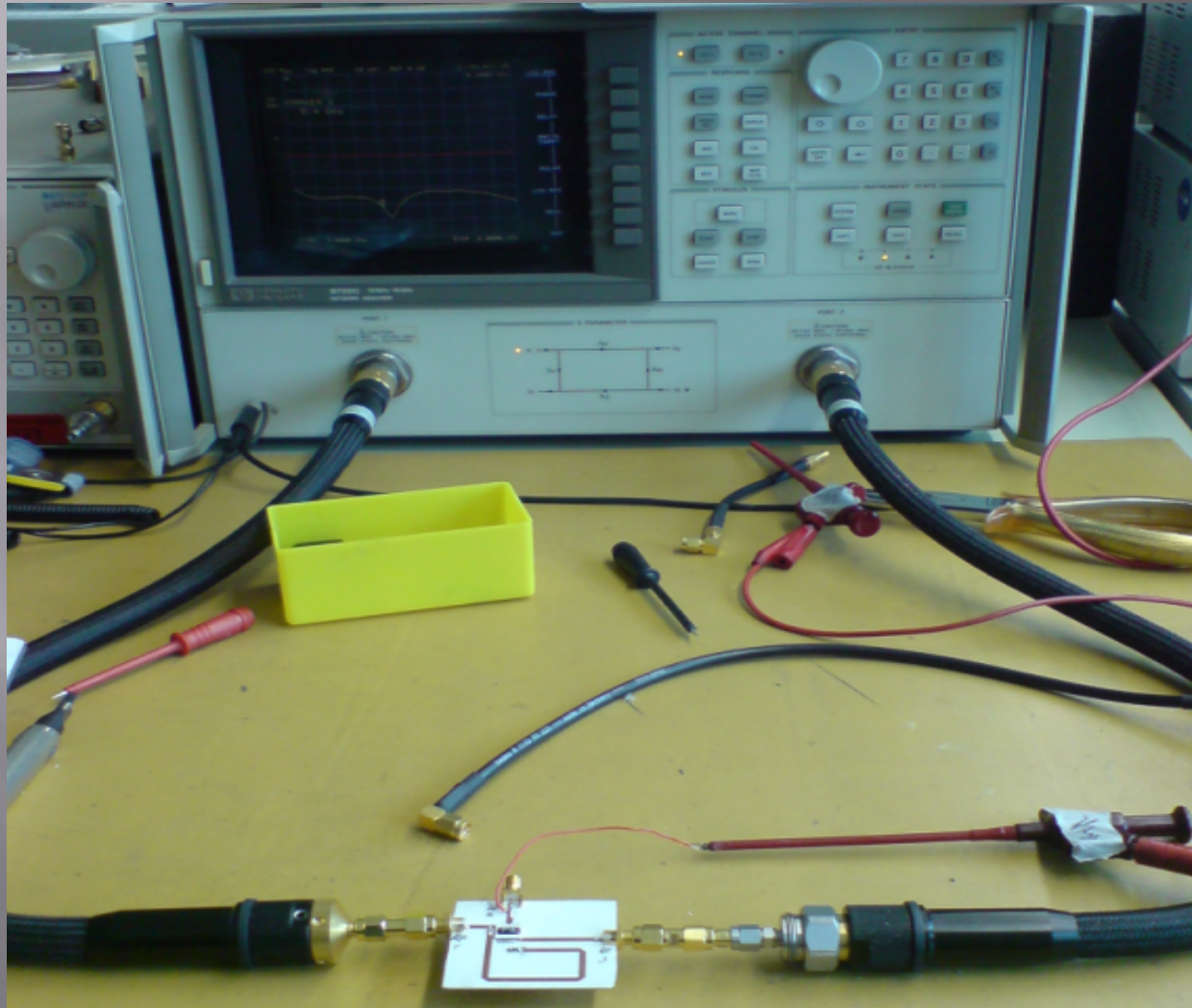
$$\rightarrow \text{Fläche } A = 6.16 \text{ mm}^2$$

Mit der Breite der Mikrostriifenleitung $W = 1.8295 \text{ mm}$, und $A = W \cdot W_k$ (W_k ist die Breite der Kapa),

$$\rightarrow W_k = 3.37 \text{ mm}$$

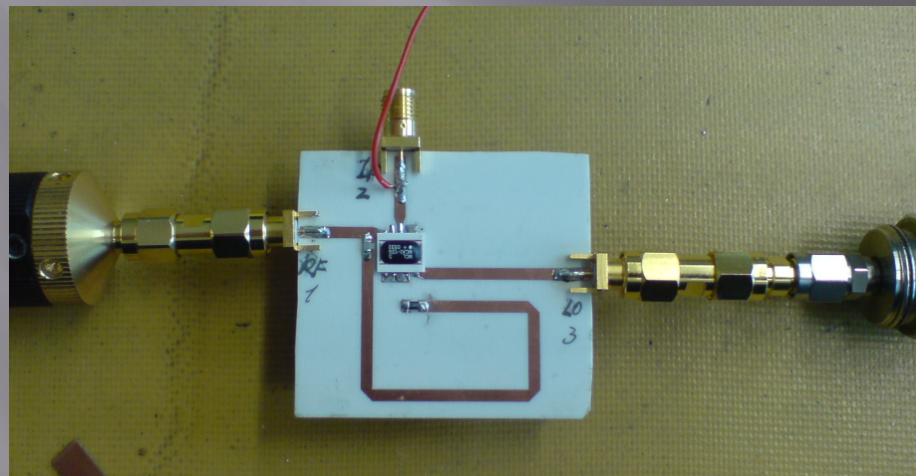
$$L = 2W + S = 7.14 \text{ mm}$$

7. Der Test der gesamten Schaltung

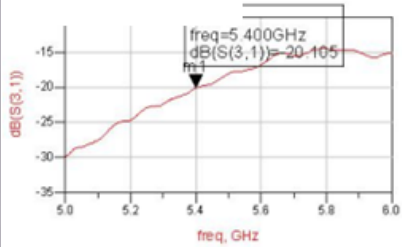


Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

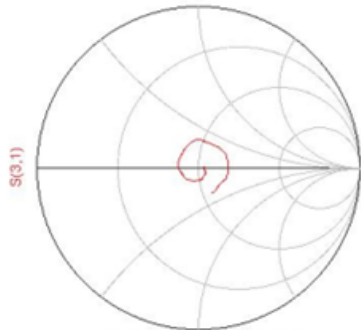
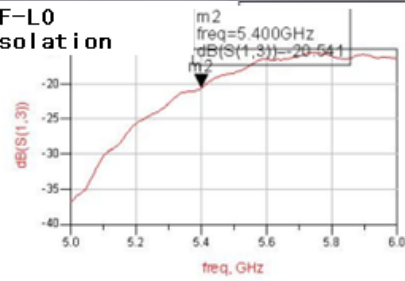
- Messung ohne Überkoppelte Kapazität:



L0-RF Isolation



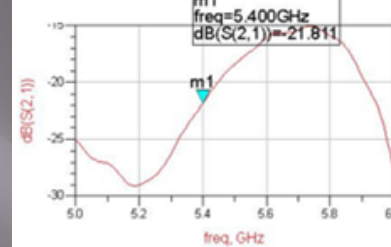
RF-L0 Isolation



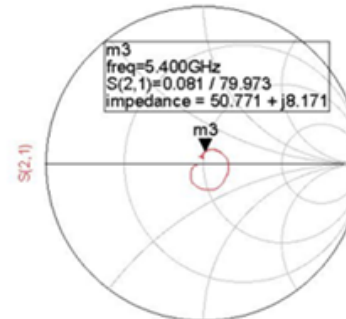
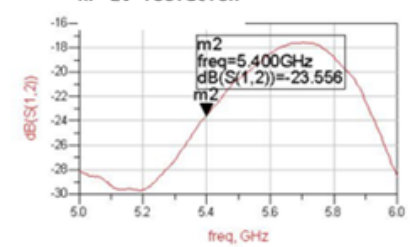
freq (5.000GHz to 6.000GHz)

Simulation der Test-Schaltung ohne Kapa

L0-RF Isolation



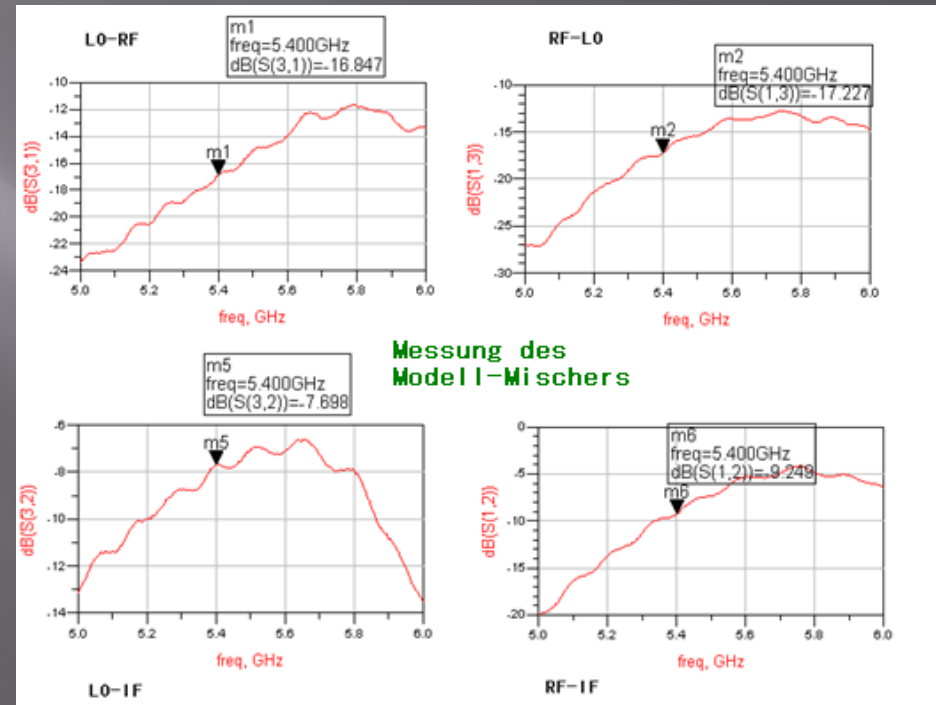
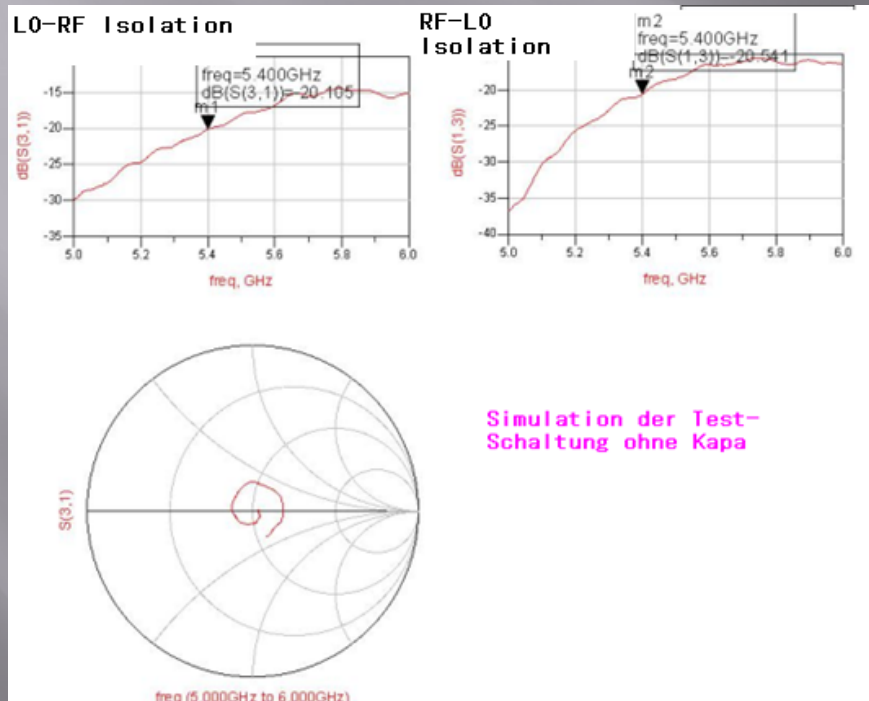
RF-L0 Isolation



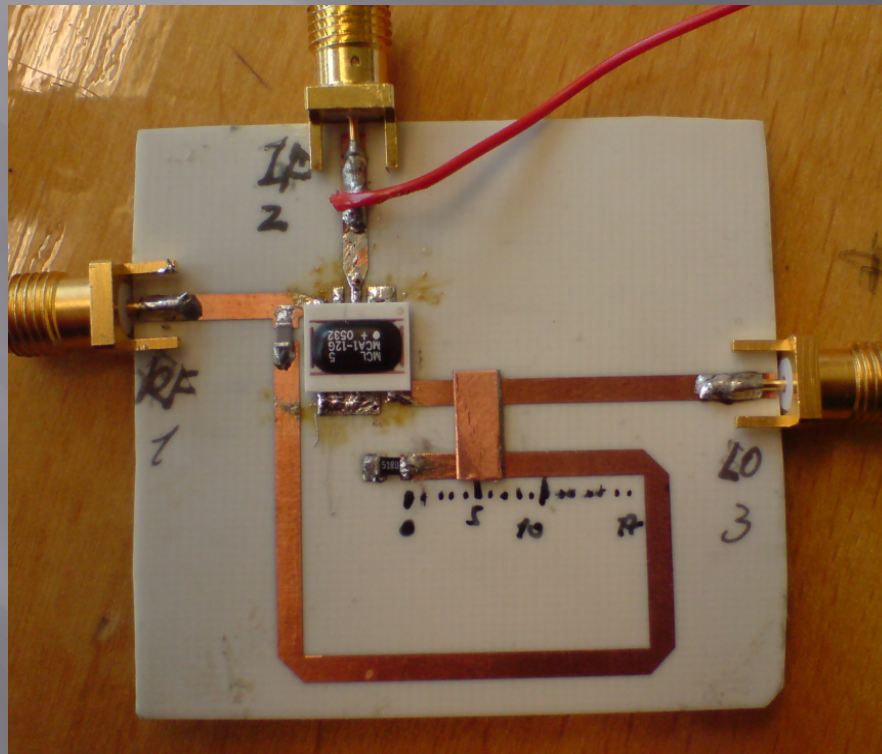
freq (5.000GHz to 6.000GHz)

Messung der Test-Schaltung ohne Kapa

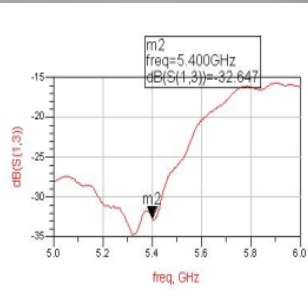
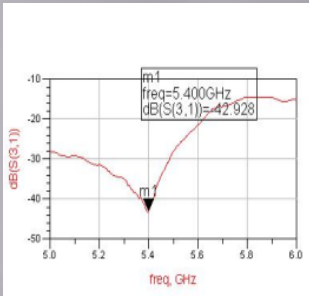
- Im Vergleich zu der Messung des Modell-Mischers:



- Messung mit der optimierten Position der Kapazität:



Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung



Tune Parameters

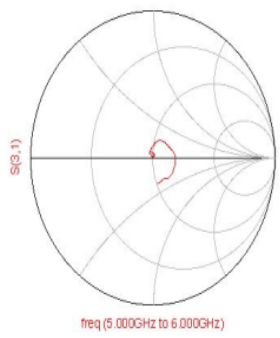
Simulate
 While Slider Moves
 Tune

Parameters
 Include Opt Params
 Enable/Disable...
 Snap Slider to Step

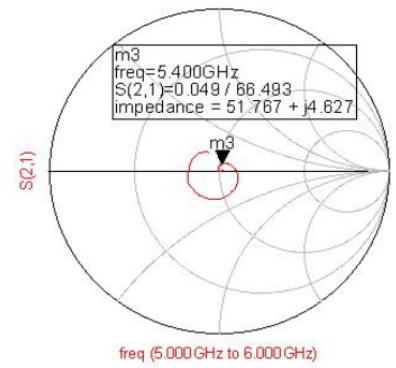
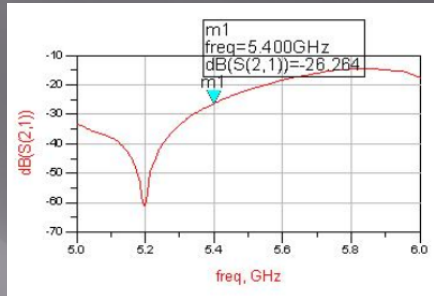
Traces and Values
 Store... Recall...
 Trace Visibility...
 Reset Values
 Update Schematic
 Close Help

Mixer
 C1,C
 (pF)
 Value 0.12
 Max 5

Min 0
 Step 0.01
 Scale Ln

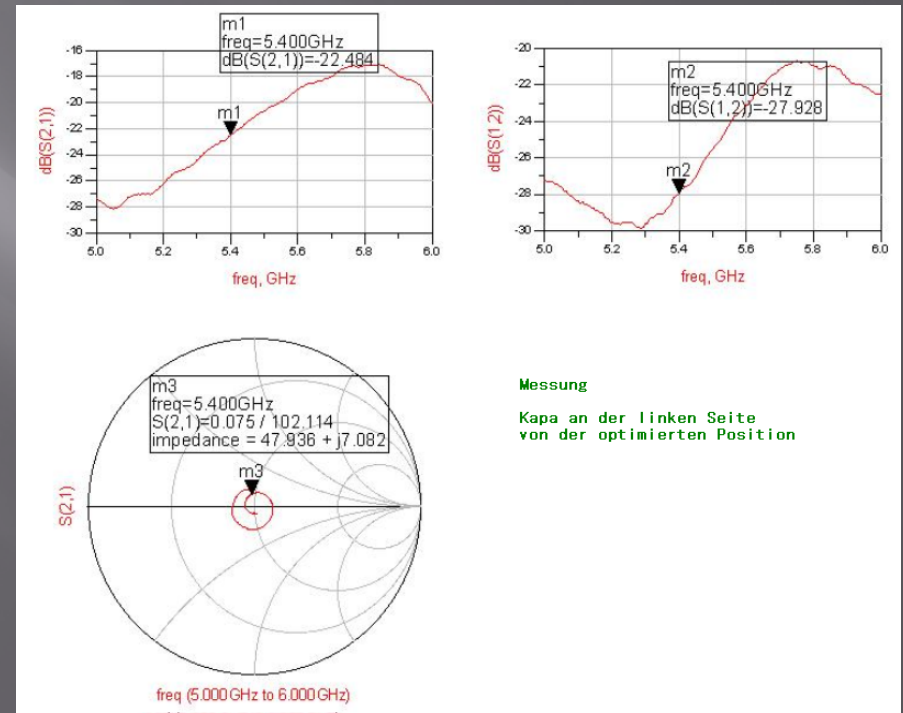
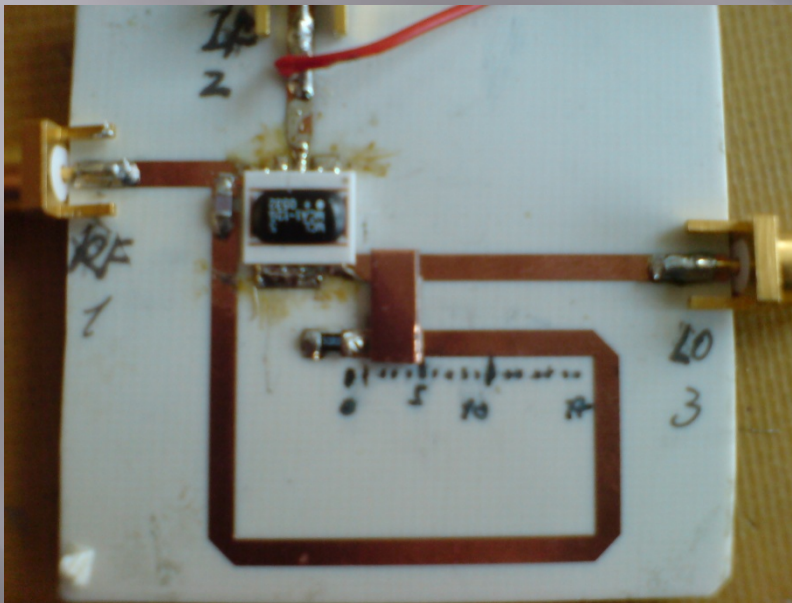


Simulation mit optimierten Position der Kapa



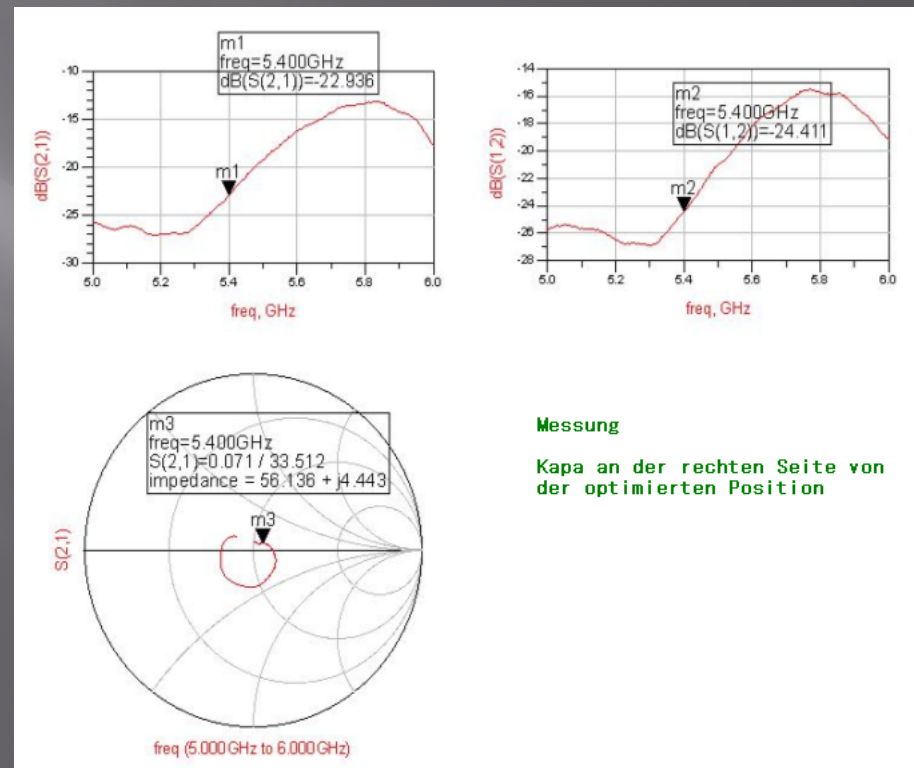
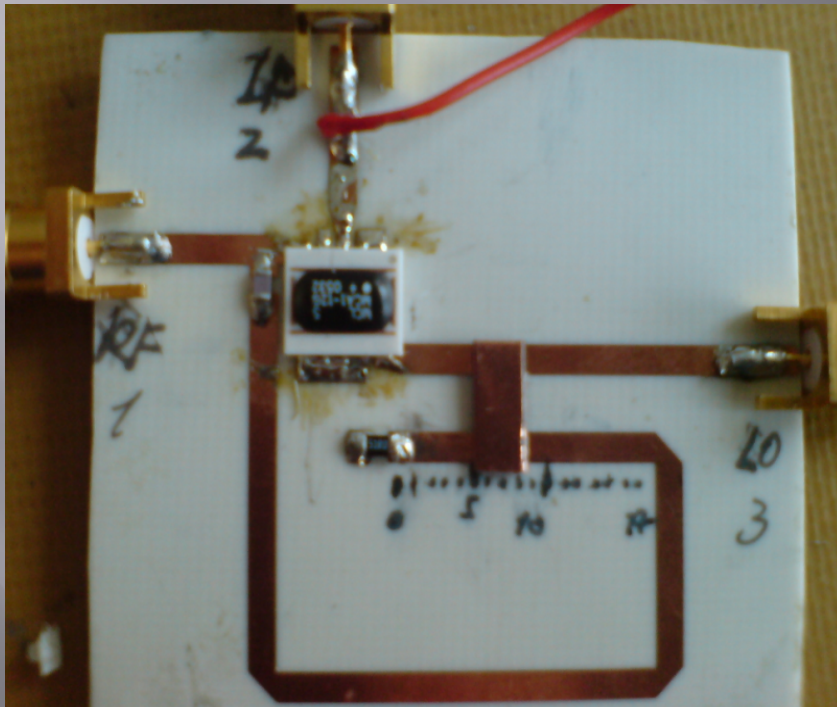
Messung mit optimierten Position der Kapa

- Messung / Kapazität an der linken Seite von der optimierten Position:



Messung
Kapa an der linken Seite
von der optimierten Position

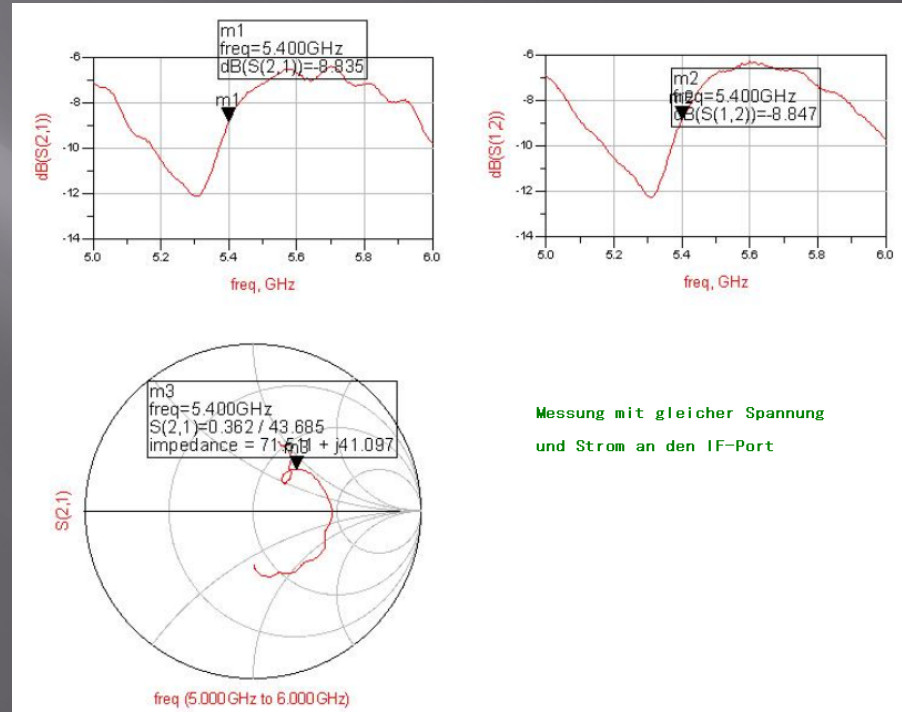
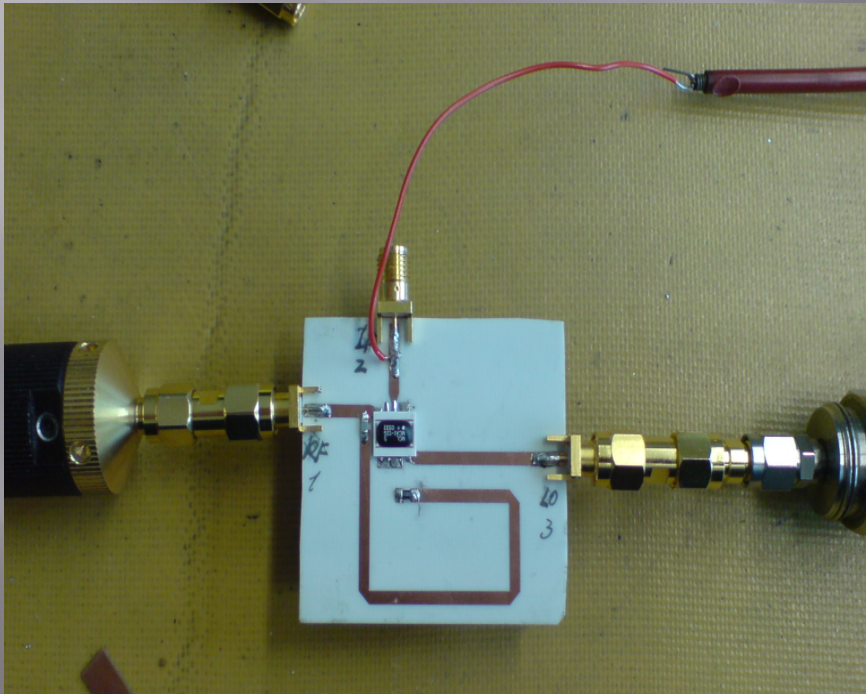
- Messung / Kapazität an der rechten Seite von der optimierten Position:



Messung

Kapa an der rechten Seite von der optimierten Position

- Messung mit Gleichspannung von 0.4V und Gleichstrom von 40mA an den IF-Port:

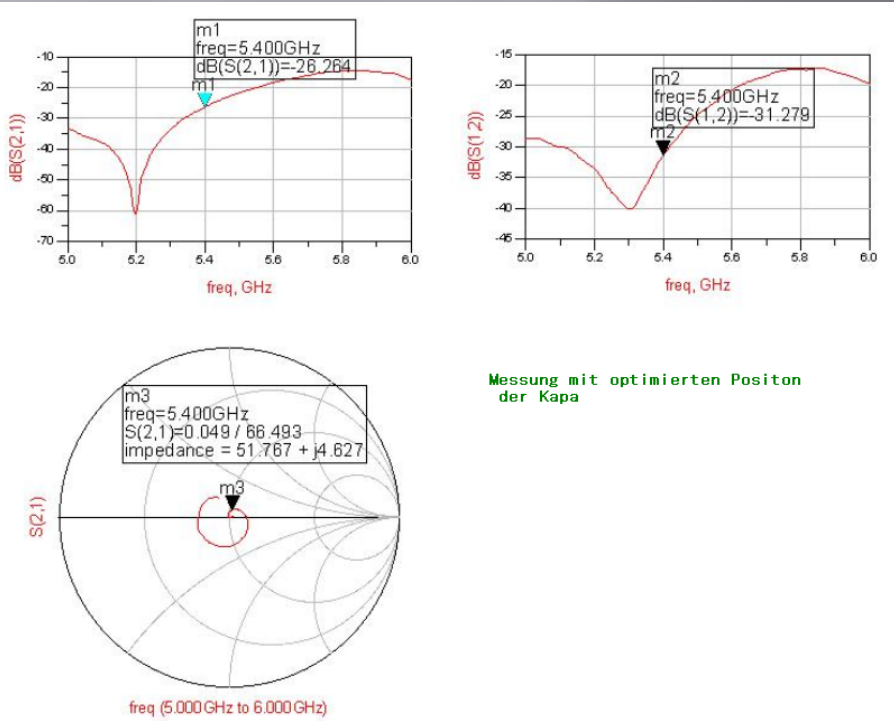


Messung mit gleicher Spannung und Strom an den IF-Port

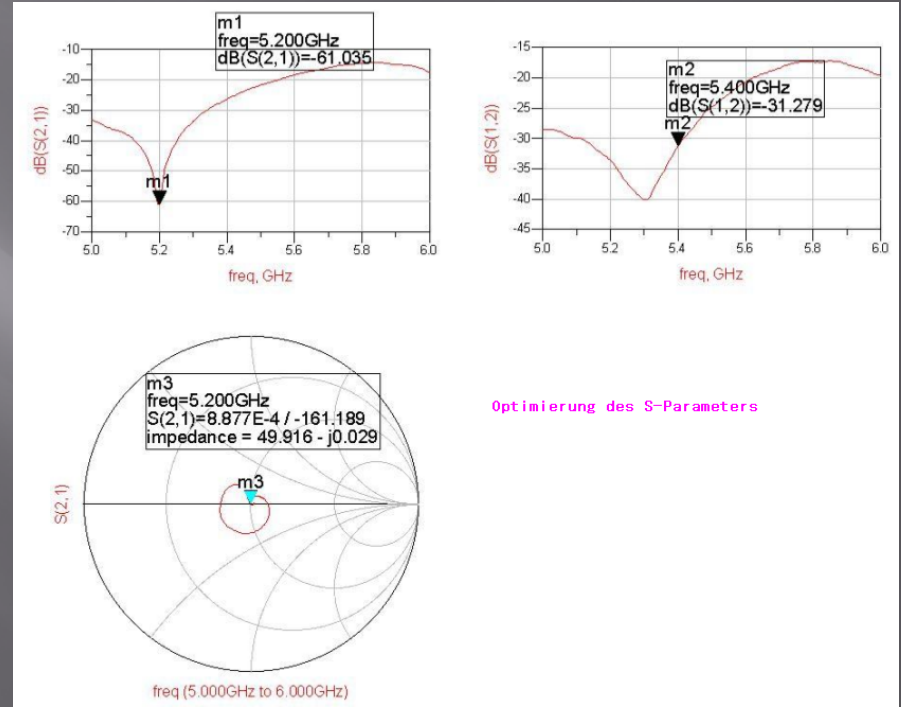
8. Fehleranalyse

1. Die richtige Messgröße der Kapazität ist mit Handarbeiten schwer zu realisieren.
2. Die Kapazität ist nur auf den Bereich der optimierten Position.
3. Die Herstellungsabweichungen der Leiterplatte und Schaltung.
4. Die Metall, wo auf dem Teflon-Material ist, ist in realerweise keine einfach Leiter sonder eine spezielle Leitung, die mit Leiterplatte kompensiert ist aber praktisch schwer zu modellieren.
5. Der Test-Schaltung-Mischer und der Modell-Mischer sind nicht eins zu eins gleich.

Abweichung :

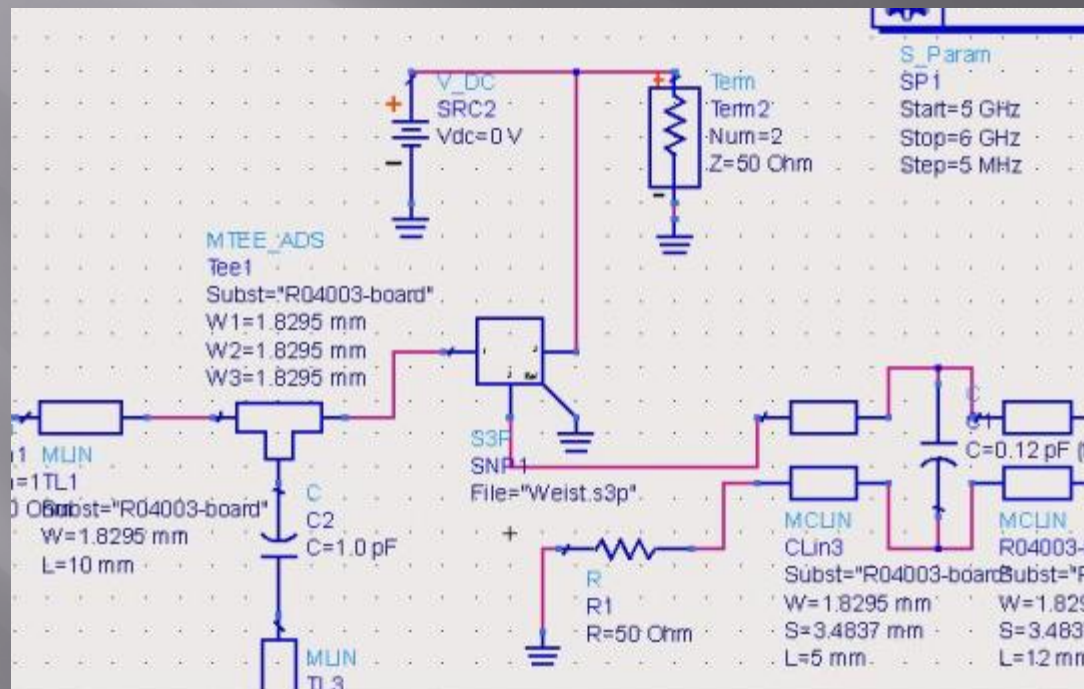


Messung mit optimierten Position der Kapa



Optimierung des S-Parameters

- ▣ Messung mit Gleichspannung von 0.08V mit Kapazität C1 an den IF-Port:
- ▣ Was Interessant ist: bei der Messung der Test-Schaltung haben wir entdeckt wenn wir eine Gleichspannung von 0.08V mit Anpassungswiderstand von 50 Ohm an den IF-Port legen, mit einer relativ kleineren überkoppelten Kapazität in der Nähe von optimierten Position wird die S-Parameter S_{21} bis zu -40dB reduziert!
- ▣ Aber mit dem selben Simulationsmodell ist dieser Prozess nicht mehr zu realisieren. Da die „S3P-Komponente“ keine richtige Mischer ist, die nur die S-Parameter beschreiben kann. Deshalb wenn wir bei der Simulation in ADS-Schematic eine DC-Spannung an IF-Port anlegen werden die S-Parameters nicht anderen.



Modellierung einer „Carrier-Nulling“ Schaltung

- Bei dem Demodulationsprozess kann man diese Spannung an IF-Port ausnutzen, das bedeutet die Amplitude der IF-Spannung wird durch die daraufgelegte kleine Spannung verschoben. Aber idealerweise werden die Phase- oder Amplitude-Modulation nicht dadurch zu dem großen Problem gebracht.