



Universität Stuttgart



Institut für
Robuste
Leistungshalbleitersysteme

Fachpraktikum (Bachelor)

6G HARDWARELABOR - DESIGN UND IMPLEMENTIERUNG EINES HF TRANSCEIVERS

Versuch 3: Design und Simulation eines Coupled-Line Filters

Protokollführer

Lukas Müller

Erik Zimmermann

Farhad Valizada

Betreuer

Simon Haussmann

Eingereicht am

03.06.2025

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	3
1 Einleitung	4
1.1 Ziel des Versuchs	4
1.2 Bedeutung von Coupled-Line-Filtern in 6G-Systemen	4
2 Theoretische Grundlagen	6
2.1 Filter	6
2.2 Prinzip von Coupled-Line-Filtern	7
2.3 Eigenschaften von Microstrip-Leitungen	7
2.4 Charakteristische Leitungslänge und Filterordnung	8
2.5 Bedeutung der S-Parameter	8
2.6 Smith-Diagramm	9
3 Verwendete Geräte und Messaufbau	10
4 Praktische Umsetzung	11
4.1 Messung der S-Parameter im NA-Modus	11
4.2 Anschluss an den Transmitter und Messung im SA-Modus	12
4.2.1 Leistungsmessung des Transmitters ohne Filter	12
4.2.2 Leistungsmessung des Transmitters mit Filter	13
4.3 Vergleich des gefilterten und ungefilterten Spektrums	13
5 Simulation mit ADS	14
5.1 Auswahl der Technologie und Erstellung des Substrat-Files	14
5.2 Leitungsdimensionierung	15
5.2.1 Berechnung der Leitungsbreite ($Z_0 = 50 \Omega$)	15
5.2.2 Verifizierung der berechneten Leitungsbreite	16
5.2.3 Charakteristische Länge der Koppelleitungen	16
5.2.4 Simulation im Vergleich zur Praxis	18
5.3 2.5D EM-Simulation des Coupled-Line-Filters	19
5.3.1 Erstellung und Simulation des Layouts (ohne Knick)	19
5.3.2 Anpassung mit Knick im Layout	20
5.3.2.1 Berechnung der Länge des Knicks	20
5.3.2.2 Anpassung des Schematic und Re-Simulation	21
5.3.3 Vergleich der 2.5D EM-Simulation mit der 1D-Simulation	22
5.3.4 Auswirkungen auf die S-Parameter	22

6	Fazit	23
	Literaturverzeichnis	24

Abkürzungsverzeichnis

ADS	Advanced Design System
HF	Hochfrequenz
6G	Sixth Generation
SMA	SubMiniature version A
PCB	Printed Circuit Board
MIMO	Multiple Input Multiple Output

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Ziel des Versuchs

Im dritten Versuch im Rahmen des 6G-Hardwarelabors soll ein Coupled-Line-Filter entworfen und simuliert werden. Dazu wird der Filter zunächst in ADS entworfen, simuliert und optimiert. Anschließend soll der Filter in einem Messaufbau realisiert und die S-Parameter gemessen werden. Ziel ist es, die Eigenschaften des Filters zu verstehen und die Ergebnisse der Simulation mit den Messergebnissen zu vergleichen.

1.2 Bedeutung von Coupled-Line-Filtern in 6G-Systemen

Da 6G-Systeme bei hohen Frequenzen betrieben werden und zudem kompakte Bauformen erfordern, sind Coupled-Line-Filter eine wichtige Komponente. 6G erfordert massive MIMO-Technologien, die eine hohe Anzahl von Antennen und damit auch eine Vielzahl von Filtern benötigen. Somit sind der Platzbedarf und die Effizienz der Filter von großer Bedeutung. Sie ermöglichen die Realisierung von Filtern mit hoher Selektivität und geringer Einfügedämpfung, was für die Signalqualität in 6G-Systemen entscheidend ist. Durch die Verwendung von Microstrip-Technologie können diese Filter auf kleinen Leiterplatten und somit in integrierten Schaltungen (MMICs) realisiert werden, was sie ideal für moderne Kommunikationssysteme macht. Es kommt außerdem zu einer geringen Dispersion der Phasengeschwindigkeit, was zu einer hohen Bandbreite und geringen Verzerrungen führt. Dies ist besonders wichtig für die Übertragung von hochfrequenten Signalen in 6G-Systemen, die eine hohe Datenrate und geringe Latenz erfordern.¹

¹Vgl. J.-S. Hong, M. J. Lancaster: *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, siehe Literaturverzeichnis.

Zunächst wird auf die theoretischen Grundlagen des Coupled-Line-Filters eingegangen.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen

2.1 Filter

Unter einem Filter (in der Elektrotechnik) versteht man eine Schaltung bzw. ein System, das Frequenzen eines Signals selektiv dämpft. Das Ziel hierbei ist es, bestimmte Frequenzen durchzulassen, während andere gedämpft werden, um Rauschanteile zu reduzieren und die Signalqualität zu verbessern. Er kann auch dazu genutzt werden, um Signale gezielt auf einen Frequenzbereich zu begrenzen.

Es gibt vier primäre Filtertypen:

- **Tiefpassfilter:** Niedrige Frequenzen werden durchgelassen, hohe Frequenzen werden gedämpft (Entfernung hochfrequenten Rauschens)
- **Hochpassfilter:** Niedrige Frequenzen werden gedämpft, hohe Frequenzen werden durchgelassen (Entfernung von DC-Anteilen)
- **Bandpassfilter:** Lassen nur einen bestimmten Frequenzbereich durch (z.B. Kontrast zwischen Bildelementen erhöhen)
- **Bandsperrfilter:** Unterdrücken eine bestimmte Frequenz bzw. einen Frequenzbereich (bekannte Störungen bei bekannten Frequenzen entfernen)

In unserem Versuch wird ein Coupled-Line-Filter verwendet. Dieser ist standardmäßig ein Bandpass.

2.2 Prinzip von Coupled-Line-Filtern

Ein Coupled-Line-Filter besteht aus zwei parallelen Übertragungsleitungen (Transmission Lines), die so nahe beieinander liegen, dass sich ihre elektromagnetischen Felder gegenseitig beeinflussen. Diese elektromagnetische Kopplung hat sowohl induktive als auch kapazitive Anteile.

Wird ein Hochfrequenzsignal über ein Coupled-Line-Filter übertragen, hängt es stark von der Frequenz des Signals ab, wie viel Leistung am Ausgang ankommt. Je nach Frequenz ist der Energieaustausch zwischen den gekoppelten Leitungen effizienter oder weniger effizient. Das kann man sich zunutze machen, um gewünschte Frequenzen durch den Filter zu lassen und unerwünschte zu dämpfen bzw. zu sperren.

2.3 Eigenschaften von Microstrip-Leitungen

Microstrip-Leitungen (Streifenleitungen) gehören zu einer bestimmten Klasse von Wellenleitern. Besonders in der Hochfrequenztechnik kommen sie zum Einsatz. Um eine Microstrip-Leitung zu bauen, wird ein dünner leitfähiger Streifen, wie Kupfer, auf einem Dielektrikum, wie FR4, aufgebracht.

2.4 Charakteristische Leitungslänge und Filterordnung

Um die gewünschte Filtercharakteristik zu erreichen, muss die Länge der Microstrip-Leitungen auf die Frequenz des Signals angepasst werden. Typischerweise werden die Leitungen auf ein Viertel der Wellenlänge des Signals ausgelegt:

$$c_{\text{Medium}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (2.1)$$

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c_{\text{Medium}}}{4 \cdot f_c} = \frac{c_0}{4 \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (2.2)$$

Die Filterordnung gibt an, wie viele parallele Übertragungsleitungen in einem Filter verbaut sind. Werden z.B. drei gekoppelte Resonatorabschnitte verwendet, spricht man von Filterordnung 3. Durch höhere Filterordnungen kann die Steilheit des Amplitudengangs beim Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich erhöht werden, was eine bessere Selektion der Frequenzen ermöglicht.

2.5 Bedeutung der S-Parameter

S-Parameter bzw. Streuparameter werden genutzt, um die HF-Eigenschaften eines Netzwerks darzustellen. Sie werden benötigt, um zu verstehen, welche Anteile eines Signals reflektiert, durchgelassen oder zwischen den Ports eines Netzwerks übertragen werden. Sie werden komplex dargestellt, also mit Betrags- und Phasenkomponente.

Die Indexnummerierung folgt dem Energiefluss:

- Verläuft die Energie von Port 1 zu Port 1, heißt der S-Parameter S11.
- Verläuft die Energie von Port 2 zu Port 1, heißt der S-Parameter S21.

Somit können an einem Zweitor folgende S-Parameter auftreten:

- S11 ist der Eingangsreflexionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie viel des Eingangssignals zurückreflektiert wird.
- S21 ist der Vorwärtstransmissionsfaktor. Dieser Parameter gibt die Effizienz der Signalübertragung vom Eingang zum Ausgang an.
- S12 ist der Rückwärtstransmissionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie gut Port 1 von Signalen von Port 2 isoliert ist.

- S_{22} ist der Ausgangsreflexionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie viel des Ausgangssignals zurückreflektiert wird.

2.6 Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm ermöglicht die grafische Darstellung der S-Parameter. Dafür werden der Real- und Imaginärteil des Reflexionsfaktors in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen und ermöglichen dadurch eine einfachere Impedanzanpassung.

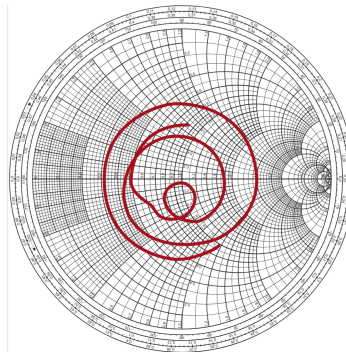


ABBILDUNG 2.1: Smith-Diagramm Beispiel

Quelle: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/s-parameter-verstehen_257831.html#gallery-13

Kapitel 3

Verwendete Geräte und Messaufbau

In diesem Versuch wurden folgende Geräte verwendet:

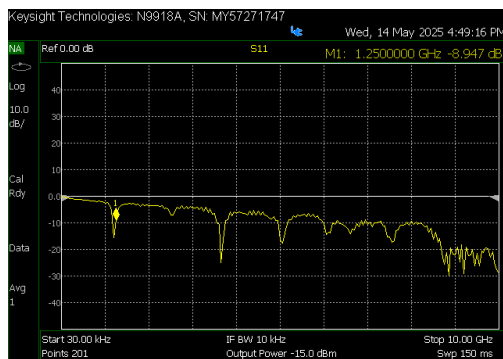
- **Keysight FieldFox Network Analyzer N9918A:** Zur Messung der S-Parameter des Filters.
- **Signalgenerator:** Zur Erzeugung eines Testsignals, das durch den Filter geleitet wird.
- **Transmitterschaltung:** HF-Transceiver, der ein Signal bei 1,20 GHz erzeugt (siehe Schaltplan_PCB_V4).
- **Coupled-Line-Filter:** Das zu messende Filter, das in ADS entworfen und simuliert wurde (siehe Schaltplan_PCB_V4).
- **Taschenrechner Casio fx-991DEX:** Zur Durchführung von Berechnungen während des Versuchs.

Kapitel 4

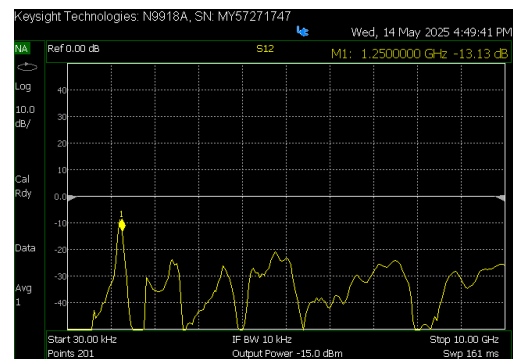
Praktische Umsetzung

4.1 Messung der S-Parameter im NA-Modus

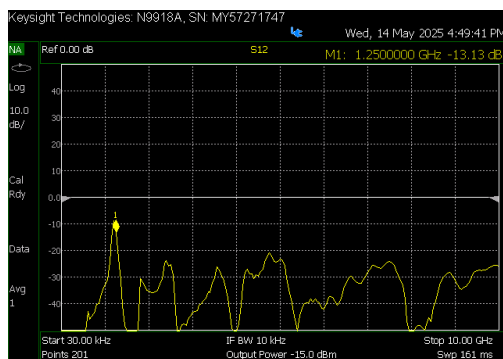
Die PCB mit dem Coupled-Line-Filter wird mit dem Fieldfox an beiden Ausgängen angeschlossen, woraufhin die S-Parameter dessen im Network-Analyzer-Modus vermessen werden. Folgende Leistungsspektren kommen zustande:



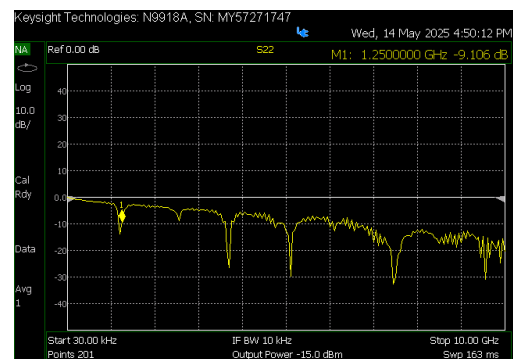
S11



S12



S21



S22

ABBILDUNG 4.1: Gemessene S-Parameter des Coupled-Line-Filters.

Diese Diagramme zeigen die entsprechenden Dämpfungen in Abhängigkeit von der Frequenz. Das Spektrum beginnt bei 30 kHz und endet bei 10 GHz, was unten im jeweiligen Diagramm abzulesen ist.

Man erkennt im Diagramm S12 bzw. S21 einen kleinen Peak bei 1,25 GHz, was darauf hindeutet, dass der Filter bei dieser Frequenz einen höheren Dämpfung aufweist. Die Dämpfung ist in diesem Fall bei S12 und S21 am geringsten und beträgt -13,13 dB, was darauf hinweist, dass der Filter in der Lage ist, Signale bei 1,25 GHz gut zu übertragen. Dies ist genau die Frequenz, bei der der bereitgestellte Transmitter funktioniert.

4.2 Anschluss an den Transmitter und Messung im SA-Modus

Als Nächstes wird der Filter vom FieldFox abgekoppelt und mit dem Transmitter mittels einer SMA-Verbindung zur Erzeugung eines Signals verbunden. Am Transmitter wird hierbei eine Spannung V_{CO} von 5 V angelegt. Der Transmitter erzeugt ein Signal bei 1,20 GHz, welches durch den Filter geleitet wird. Der FieldFox wird in den Spectrum-Analyzer-Modus versetzt, um die Leistung des Signals zu messen. Somit ist die Messung bei 1,20 GHz von Relevanz, da dies die Frequenz ist, bei der der Filter am besten funktioniert.

4.2.1 Leistungsmessung des Transmitters ohne Filter

Folgendes Leistungsspektrum am Transmitter ohne Filter wird gemessen:

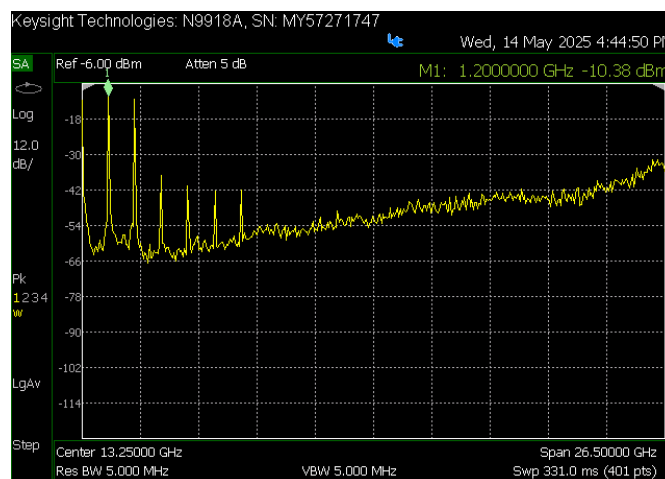


ABBILDUNG 4.2: Leistungsspektrum des Transmitters ohne Filter.

Dieses zeigt einen Peak bei 1,20 GHz, was die Frequenz des Signals ist, das der Transmitter erzeugt. Die Leistung des Signals beträgt etwa -10 dBm.

4.2.2 Leistungsmessung des Transmitters mit Filter

Im Anschluss wird der Filter zwischen dem Transmitter und dem FieldFox geschaltet, um die Leistung des Signals zu messen, das durch den Filter geleitet wird. Folgendes Leistungsspektrum wird gemessen:

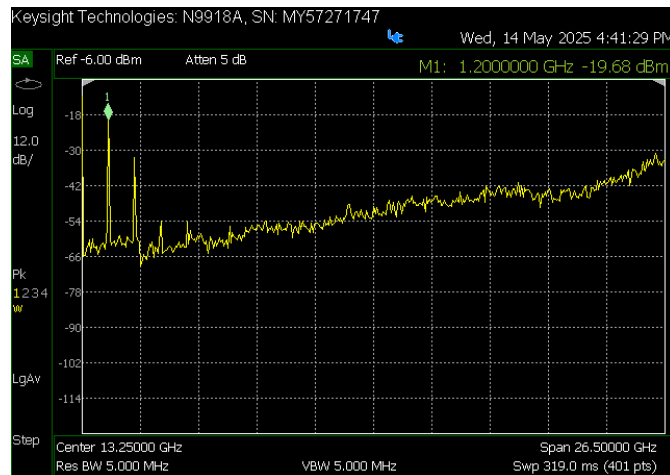


ABBILDUNG 4.3: Leistungsspektrum des Transmitters mit Filter.

Es ist wieder ein Peak bei 1,20 GHz zu erkennen, jedoch ist die Leistung des Signals nun bei etwa -19 dBm.

4.3 Vergleich des gefilterten und ungefilterten Spektrums

Als Fazit lässt sich schließen, dass der Filter die Leistung des Signals bei 1,20 GHz um etwa 9 dB reduziert hat. Trotzdem ist der Filter in der Lage, andere Frequenzen zu dämpfen, was ein Bandpassverhalten ist. Der Filter hat somit die Aufgabe, unerwünschte Frequenzen zu dämpfen und das Signal bei 1,20 GHz zu erhalten. Die Dämpfung des Signals bei 1,20 GHz ist zwar nicht ideal, aber der Filter erfüllt seine Aufgabe, indem er andere Frequenzen dämpft und das Signal bei 1,20 GHz erhält.

Kapitel 5

Simulation mit ADS

5.1 Auswahl der Technologie und Erstellung des Substrat-Files

Bevor wir in ADS die Leitungen simulieren können, muss das Substrat-File definiert werden. Hier lassen sich die Dicke der Kupferleitung sowie die des Dielektrikums FR4 wählen.

- FR4: 1 mm
- Kupfer: 35 μm

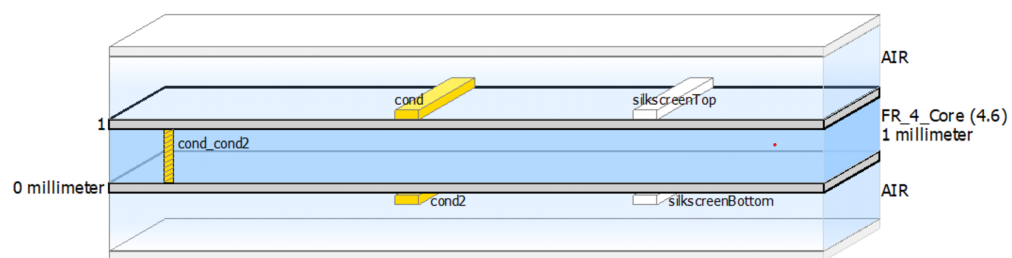


ABBILDUNG 5.1: Substratfile

5.2 Leitungsdimensionierung

5.2.1 Berechnung der Leitungsbreite ($Z_0 = 50 \, \Omega$)

Nun wird die Leitungsbreite einer Microstrip-Leitung mit der Wellenimpedanz $Z_0 = 50 \, \Omega$ berechnet. Dazu werden die Formeln verwendet, die uns auf der Website von Microwaves101, Kapitel Microstrip, zur Verfügung gestellt werden. Durch eine grobe Abschätzung der Leitungsbreite sieht man, dass folgende Beziehung gilt:

$$\frac{w}{h} \geq 1$$

w ist hier die Leitungsbreite und h die Höhe des Dielektrikums. In unserem Fall ist $h = 1 \, \text{mm}$ und w wird variiert. Die effektive Permittivität wird mit folgender Formel berechnet:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (5.1)$$

ε_e wird in die Formel zur Leitungsimpedanz eingesetzt. Dabei wird w variiert, bis die Wellenimpedanz $Z_0 = 50 \, \Omega$ erreicht wird.

Die Formel zur Leitungsimpedanz Z_0 lautet:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)} \quad (\text{Ohm}) \quad (5.2)$$

Die Berechnung der Leitungsbreite wird hierbei numerisch durchgeführt, da eine analytische Berechnung zu komplex wäre. Die Ergebnisse der Approximation werden in Tabelle 4.1 dargestellt.

Leitungsbreite w (mm)	Wellenimpedanz Z_0 (Ω)
1.7	52.749
1.8	51.027
1.9	49.419
2.0	47.915

TABELLE 5.1: Berechnete Wellenimpedanz für verschiedene Leitungsbreiten

Anhand der berechneten Werte liegt die Leitungsbreite mit $w = 1,8 \, \text{mm}$ am nächsten an der Wellenimpedanz. Eine genauere Berechnung ist mit unserem TR nicht möglich.

5.2.2 Verifizierung der berechneten Leitungsbreite

Nun wird die Leitungsbreite mithilfe des Controlled Impedance Line Designers simuliert. Ziel ist es, $Z_0 = 50 \Omega$ zu erreichen, indem die Leitungsbreite gesweept wird.

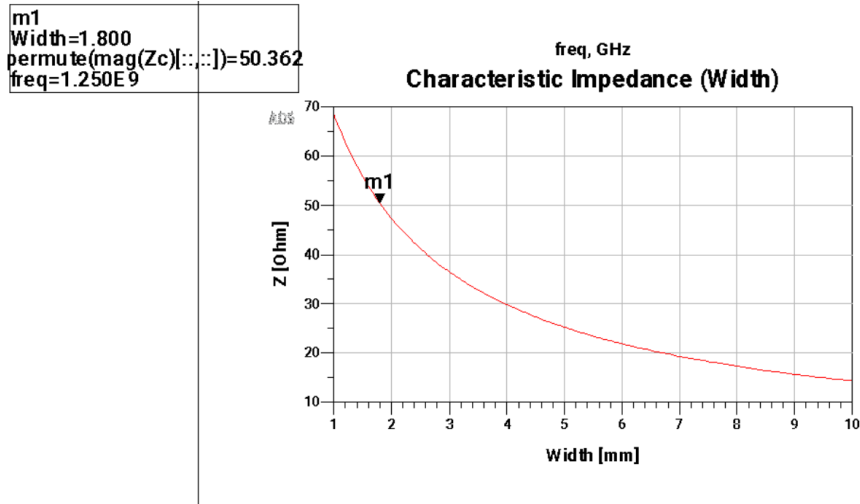


ABBILDUNG 5.2: Wellenimpedanz in Abhängigkeit von der Leitungsbreite

Wie schon numerisch bestimmt, kommen wir mit der Leiterbreite $w = 1,8 \text{ mm}$ der Wellenimpedanz $Z_0 = 50 \Omega$ am nächsten. Würde man noch genauer sweepen, würde man feststellen, dass die optimale Leiterbreite irgendwo zwischen $1,8 \text{ mm}$ und $1,9 \text{ mm}$ liegt.

5.2.3 Charakteristische Länge der Koppelleitungen

Die Gleichung für die Länge der Leitung wurde schon in Abschnitt 2.2 hergeleitet. Gegebene Werte:

$$\mu_r = 1 \quad (5.3)$$

$$c_0 = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (5.4)$$

Die Permittivität von Kupfer kann nicht allgemein angegeben werden, sondern muss bestimmt werden. Die Permittivität $\epsilon_r = 3,42631$ konnte mithilfe des "Controlled Impedance Designers" bestimmt werden. Damit lässt sich die theoretische Leitung berechnen.

$$L = \frac{c_0}{4 \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = 0,03241 \text{ m} = 32,41 \text{ mm} \quad (5.5)$$

Mithilfe von ADS wurde die Filtercharakteristik in Abhängigkeit von der Leitungslänge simuliert. Durch das Sweepen der Leitungslänge konnten wir folgendes Diagramm erstellen.

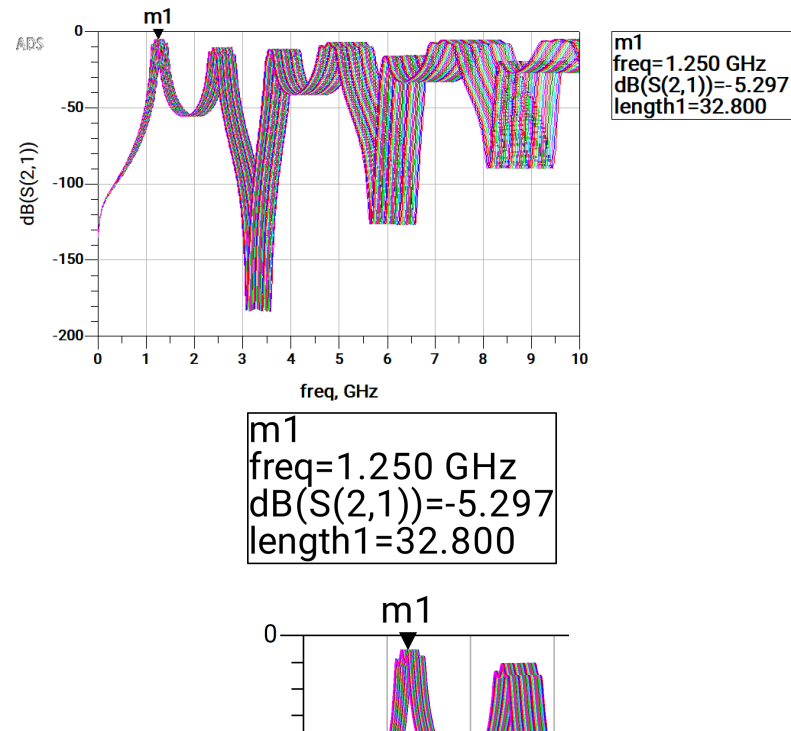
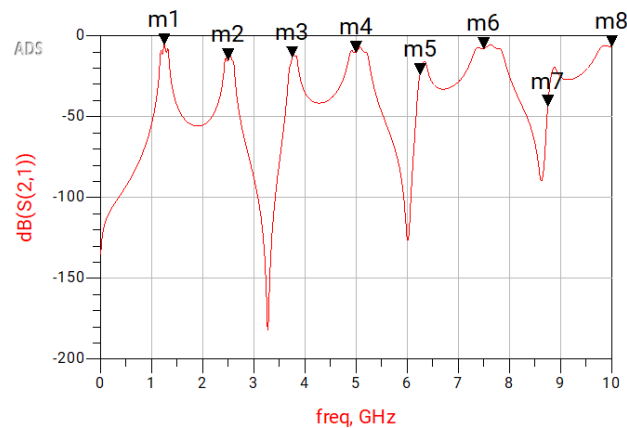


ABBILDUNG 5.3: Leitungslängensweep

Schauen wir uns den Filter bei 1,25 GHz an, sehen wir, dass die beste Filtercharakteristik bei einer Leitungslänge von etwa $L = 32,80$ mm liegt. Das entspricht einer Abweichung von etwa 0,4 mm. Dies liegt unter anderem an anderen Simulationsmodellen und auch an der Berücksichtigung der vier Bandpassfilter.

5.2.4 Simulation im Vergleich zur Praxis



m1 freq=1.250 GHz dB(S(2,1))=-5.297	m2 freq=2.500 GHz dB(S(2,1))=-14.786	m3 freq=3.750 GHz dB(S(2,1))=-13.197
m4 freq=5.000 GHz dB(S(2,1))=-10.213	m5 freq=6.250 GHz dB(S(2,1))=-23.919	m6 freq=7.500 GHz dB(S(2,1))=-7.894
m7 freq=8.750 GHz dB(S(2,1))=-43.560	m8 freq=10.00 GHz dB(S(2,1))=-6.558	

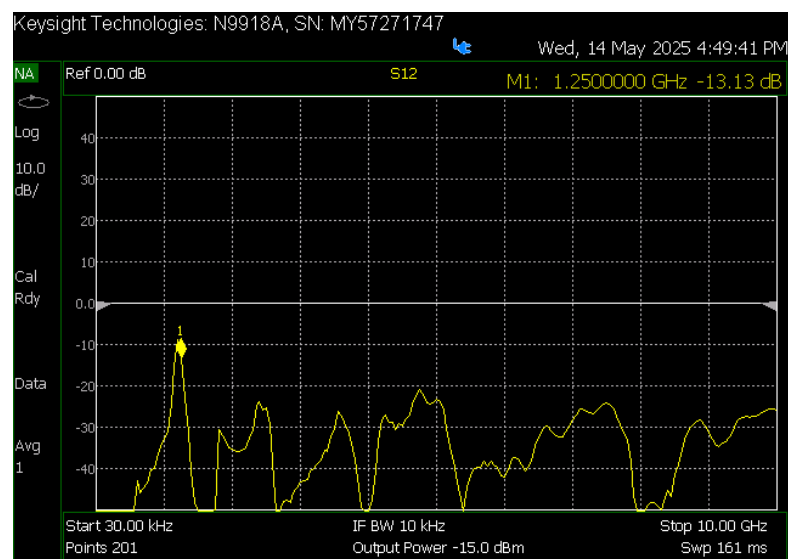


ABBILDUNG 5.4: Filtercharakteristik Praxis vs. Simulation

In der Praxis sind, wie in der Theorie, die Peaks, die ein Vielfaches von 1,25 GHz sind, erkennbar. Wenn man in der Praxis die 1,25 GHz genauer anschaut, sieht man, dass der Filter eine Dämpfung von -13,31 dB aufweist. In der Theorie jedoch nur -5,23 dB. Dieser Fehler kommt durch die Dämpfung des Koaxialkabels, die in der Theorie nicht berücksichtigt wurde. Nach Versuch 1 ist bekannt, dass die Dämpfung des Koaxialkabels bei 1,25 GHz etwa -7,13 dB beträgt. Wird diese Dämpfung vom theoretischen Wert

abgezogen: $D = -5,23 \text{ dB} - 7,13 \text{ dB} = -12,36 \text{ dB}$, kommen wir dem praktischen Wert schon deutlich näher.

5.3 2.5D EM-Simulation des Coupled-Line-Filters

Jetzt soll das Coupled-Line-Filter im Schematic aufgebaut werden.

5.3.1 Erstellung und Simulation des Layouts (ohne Knick)

Dazu wird das Schematic geöffnet und oben im Menü auf "Layout" und dann auf "Generate/Update Layout" geklickt. Dies führt dazu, dass das im Schematic erstellte Schaltbild in das Layout übertragen wird. Es ist festzustellen, dass die Leitungen im Layout tatsächlich erstellt wurden. Dabei ist darauf zu achten, dass die Leitungen korrekt verbunden sind und die Abstände zwischen den Leitungen den Vorgaben entsprechen. Außerdem müssen die Eingangs- und Ausgangsanschlüsse korrekt platziert werden, um eine ordnungsgemäße Simulation der Signalübertragung zu gewährleisten. Es ergibt sich folgende Ansicht:

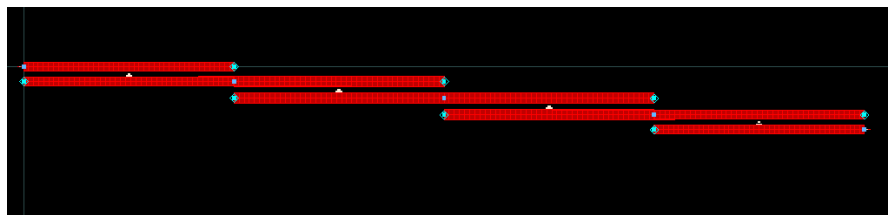


ABBILDUNG 5.5: Layout des Coupled-Line-Filters

Daraufhin wird die Übertragungsdämpfung des Filters simuliert. Eine elektromagnetische Simulation (EM-Simulation) wird durchgeführt, um die Übertragungsdämpfung des Filters nicht nur eindimensional, sondern auch im 2,5-dimensionalen Raum zu betrachten. Dies bedeutet, dass die Simulation in einem physikalischen System geometrisch in 2D beschrieben wird, jedoch dabei elektromagnetische Effekte der dritten Dimension berücksichtigt werden. Dies ist in einer Schaltung, die auf Mikrowellen basiert, von großer Bedeutung, da die Signale in der Regel auf Frequenzen im Gigahertz-Bereich arbeiten und die elektromagnetischen Effekte in diesem Bereich signifikant sind. Die EM-Simulation ermöglicht es, die Übertragungsdämpfung des Filters unter Berücksichtigung dieser Effekte zu analysieren und zu optimieren. Nach einer erfolgreichen EM-Simulation entsteht das folgende Dämpfungsdiagramm:

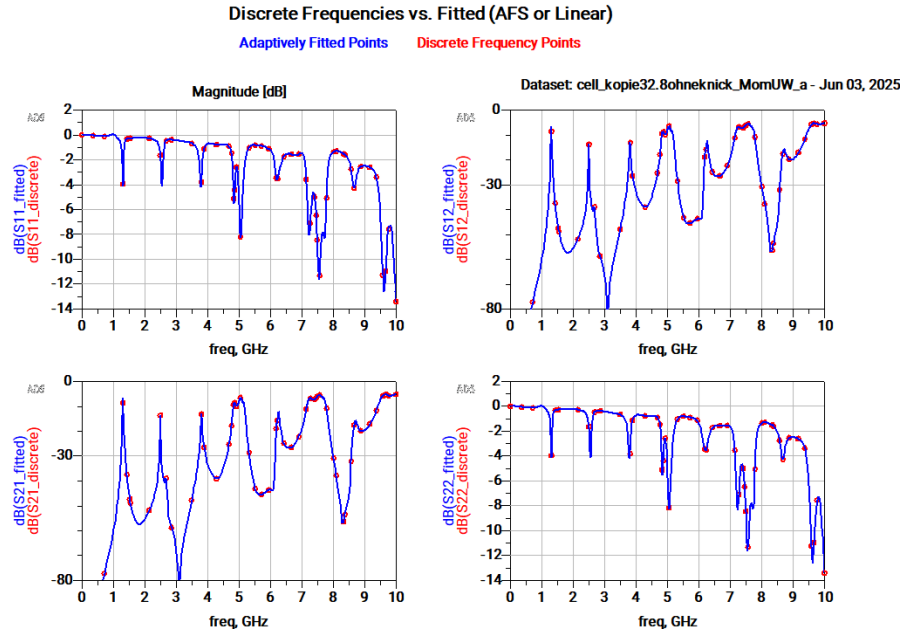


ABBILDUNG 5.6: EM-Simulation des Coupled-Line-Filters

Man erkennt deutlich anhand des Diagramms für die S-Parameter S12 bzw. S21, dass die Dämpfung im Bereich von 1,25 GHz bei gemittelt ca. -11 dB liegt und die Vielfachen dieser Frequenz auch nicht erheblich gedämpft werden. Dies bestätigt somit das **Bandpassverhalten** des Filters.

5.3.2 Anpassung mit Knick im Layout

Im Folgenden wird das Layout des Coupled-Line-Filters angepasst, um den Platzbedarf zu verringern. Dazu wird ein Knick in die Microstrip-Leitungen eingefügt.

5.3.2.1 Berechnung der Länge des Knicks

Um den Platzbedarf des Bandpassfilters zu verringern, wird dieser geknickt konstruiert. Dabei sind jedoch einige Aspekte zu beachten:

- Die Microstrip-Leitungen müssen als Vielfaches der Wellenlänge ausgelegt werden.
- Der Knick bzw. die Ecke kann parasitäre Effekte hervorrufen.

Um diese Effekte zu minimieren, kann beispielsweise die Knickkante abgerundet oder die Geometrie der Ecke angepasst werden.

5.3.2.2 Anpassung des Schematic und Re-Simulation

Das Schematic wird an die neuen Anforderungen mit dem Knick angepasst, damit man die Größe des Filters optimieren kann. Es ergibt sich folgender Aufbau des Schematic:

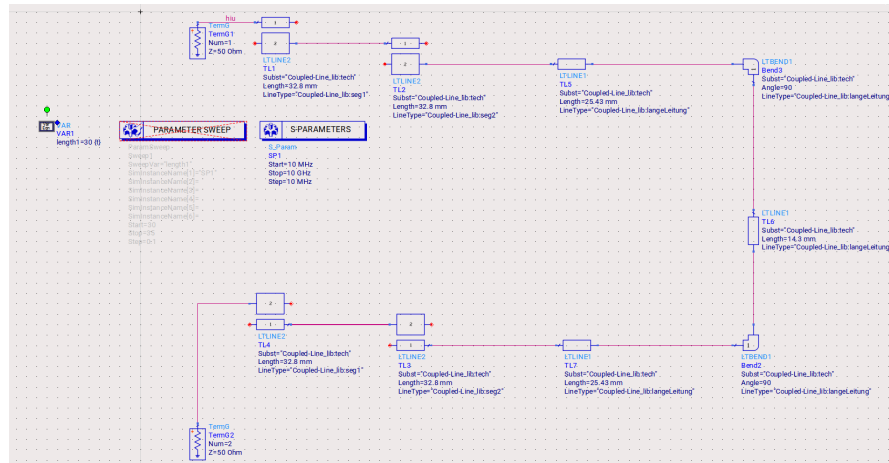


ABBILDUNG 5.7: Schematic des Coupled-Line-Filters mit Knick

Nach dem erneuten Update des Layouts ergibt sich das der echten Schaltung entsprechende Layout:

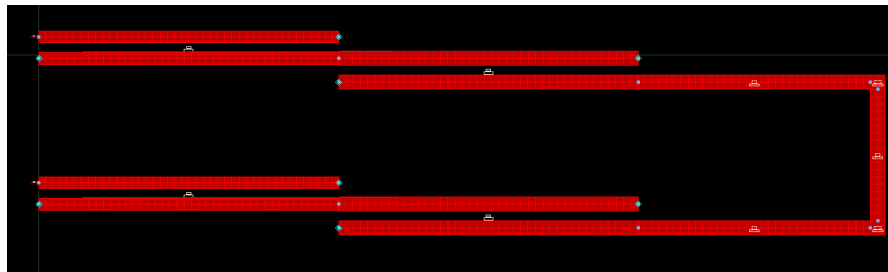


ABBILDUNG 5.8: Layout des Coupled-Line-Filters mit Knick

Daraufhin ergibt sich nach der EM-Simulation des Layouts mit dem Knick folgendes Dämpfungsdiagramm:

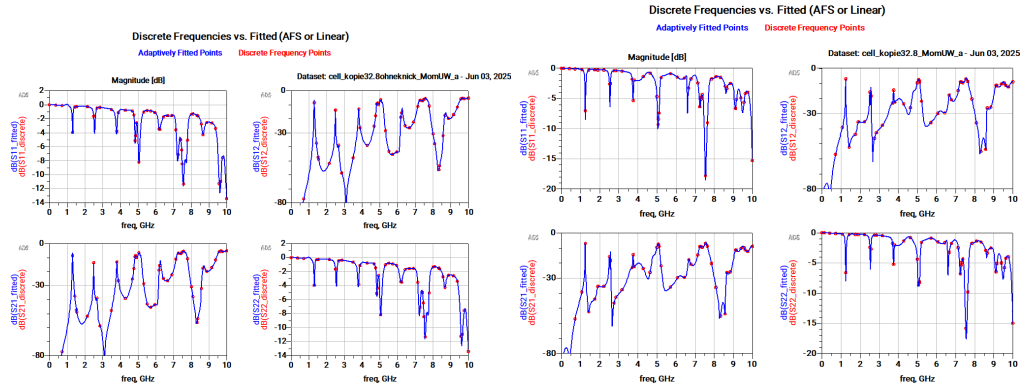


ABBILDUNG 5.9: EM-Simulation des Coupled-Line-Filters mit Knick (links ohne Knick, rechts mit Knick)

Jetzt ist zu erkennen, dass die Dämpfung exakt bei 1,25 GHz und bei den Vielfachen der Basisfrequenz von 1,25 GHz eine schwächere Dämpfung vorliegt. Dementsprechend wurde die Funktionalität des Bandpassfilters nicht durch den Knick beeinträchtigt.

5.3.3 Vergleich der 2.5D EM-Simulation mit der 1D-Simulation

Man erkennt bei der 1D-Simulation eine viel glattere Dämpfungskurve. Dies liegt daran, dass die 1D-Simulation nur die Übertragungsdämpfung in einer Dimension betrachtet, während die 2.5D EM-Simulation auch die Effekte der dritten Dimension berücksichtigt. Die 1D-Simulation ist daher weniger realistisch, da sie die komplexen Wechselwirkungen zwischen den Leitungen und den elektromagnetischen Feldern in der dritten Dimension nicht berücksichtigt. Auch liegt bei der 1D-Simulation der Peak bei der Frequenz von 1,25 GHz, während bei der 2.5D EM-Simulation der Peak leicht verschoben ist. Dies liegt daran, dass die 2.5D EM-Simulation die realen physikalischen Eigenschaften des Filters besser berücksichtigt und somit eine genauere Darstellung der Übertragungsdämpfung ermöglicht. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die 1D-Simulation weniger genau ist und in einigen Fällen zu ungenauen Ergebnissen führen kann, insbesondere bei höheren Frequenzen, bei denen die Effekte der dritten Dimension signifikant sind.

5.3.4 Auswirkungen auf die S-Parameter

Wir sehen, dass das S12-Diagramm vom Filter ohne Knick deutlich glatter verläuft als das Diagramm mit Knick. Das S11-Diagramm mit Knick zeigt eine stärkere Rückreflexion, was auf eine schlechtere Anpassung des Filters hindeutet. Begründet ist dies durch den Knick: Dieser erzeugt eine geometrische Diskontinuität, welche parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten hervorrufen kann. Diese verstärken besonders die Signalreflexion.

Kapitel 6

Fazit

Im Verlauf dieses Versuchs konnten wir die grundlegende Funktionsweise eines Coupled-Line-Filters praktisch nachvollziehen und auch unser theoretisches Wissen erweitern. Es ist sehr interessant zu sehen, wie sich die anfangs unscheinbare Platine zu einem komplexen Konstrukt entwickelt, dessen einzelne Komponenten und deren Zusammenspiel wir nach und nach immer besser verstehen. Auch die Arbeit mit der Simulationssoftware ADS ist äußerst erkenntnisreich und hilft uns, Fehler im praktischen Teil des Versuchs zu identifizieren und zu sehen, wie es unter optimalen Bedingungen aussehen müsste. Es gibt noch vieles zu lernen im Verlauf dieses Praktikums und wir sind gespannt auf das, was noch kommt.

Literaturverzeichnis

- [1] Hong, J.-S.; Lancaster, M. J.: *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 2., überarb. Aufl. Hoboken, NJ: Wiley-Blackwell, 2011. ISBN 978-0-470-40877-3.
- [2] Haussmann, Simon: *Schaltplan_PCB_V4*, 15. April 2024. Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme, Universität Stuttgart. Online verfügbar unter: https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067155 (abgerufen am 19.05.2025).
- [3] Autor unbekannt: *Microstrip*. In: Microwave101. Online verfügbar unter: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/microstrip> (abgerufen am 02.06.2025)
- [4] Cohen, Eyal: *RF Band Pass Filter*. In: Medivague. Online verfügbar unter: <https://medivague.com/bpf-coupled-line-theory/> (abgerufen am 01.06.2025)
- [5] Autor unbekannt: *Parallel Coupled Lines*. In: LibreTexts Engineering. Online verfügbar unter: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_IV%3A_Modules_\(Steer\)/03%3A_Parallel_Coupled-Line_Filters/3.02%3A_Parallel_Coupled_Lines](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_IV%3A_Modules_(Steer)/03%3A_Parallel_Coupled-Line_Filters/3.02%3A_Parallel_Coupled_Lines) (abgerufen am 01.06.2025)
- [6] Latzel, Georg: *SOLT Kalibrierung*. In: dl6gl Amateurfunk. Online verfügbar unter: <https://dl6gl.de/vnwa-kalibrierung.html> (abgerufen am 20.05.2025)
- [7] Denisowski, Paul: S-Parameter verstehen. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, o.J. Online verfügbar unter: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/s-parameter-verstehen_257831.html#gallery-7, abgerufen am 18.05.2025.
- [8] Hesselbarth, Jan: Allgemein Wissen. In: Nachrichtentechnik 1. Nachrichtentechnik 1 Skript. Online verfügbar unter: [Nachrichtentechnik1Skript](#), abgerufen am 20.05.2025.