



Fachhochschule
Bonn-Rhein-Sieg

Max-Planck-Institut
für
Radioastronomie

Diplomarbeit

von

Winfried Johannes

Titel der Diplomarbeit:

„Entwicklung und Bau eines Compline Filters für die Satellitentechnik“

Fachbereich EMT

Studienfach: Elektrotechnik

Studienrichtung: Kommunikationstechnik

Erstbetreuer:

Prof. Dr. Andreas Bunzemeier

Zweitbetreuer:

Prof. Dr. Hans-Helmuth Schäfer

Diese Diplomarbeit entstand im Zeitraum März 2005 bis August 2005
beim

Max-Planck-Institut für Radioastronomie

in Bonn.

Ich danke allen Mitarbeitern dieses Instituts für die Unterstützung meiner Arbeit. Des Weiteren ist mein Dank an die Firma Tesat Spacecom gerichtet, die das Thema dieser Diplomarbeit bereitgestellt hat.

Insbesondere danke ich **Herrn Dr. Reinhard Keller** für die freundliche und professionelle Betreuung der Arbeit.

Erklärung

Ich versichere hiermit, dass ich die Diplomarbeit mit dem Thema „Entwicklung und Bau eines Compline Filters für die Satellitentechnik“ selbständig angefertigt habe. Es wurden keine weiteren als die angegebenen Quellen verwendet.

Bonn, 17.08.2005

Winfried Johannes

1.	Einleitung	1
2.	Grundlagen.....	3
2.1.	Beschreibung von Systemen	3
2.1.1.	Streuparameter.....	3
2.1.1.1.	Herleitung der Streuparameter	3
2.1.1.2.	Eigenschaften von Zweitoren	10
2.1.2.	Signalverzerrungen	11
2.1.3.	Qualitative Betrachtung von Feldern.....	13
2.1.3.1.	Das Magnetische Feld.....	13
2.1.3.2.	Das Elektrische Feld	14
2.2.	Das Tschebyscheff-Filter	17
2.2.1.	Eigenschaften von Filtern.....	17
2.2.1.1.	Klassische analoge Filter.....	18
2.2.1.2.	Das Tschebyscheff-Filter.....	18
2.2.2.	Der Tiefpass-Prototyp	19
2.2.2.1.	Tschebyscheff-Übertragungsfunktion	20
2.2.2.2.	Normierte Elemente von Tiefpass-Prototypen	20
2.2.3.	Der Tschebyscheff-Bandpass	23
2.2.3.1.	Schaltungsvorschlag	24
2.2.3.2.	Tiefpass-Bandpass-Transformation	25
2.2.3.3.	Bestimmung der Ordnung	27
2.2.4.	Schaltungsberechnung mit Invertern	29
2.2.4.1.	Einführung	29
2.2.4.2.	Herleitung und Berechnung.....	30
2.2.4.3.	Praktische Realisierung.....	33
2.3.	Das Comblin Filter.....	34
2.3.1.	Einführung in Resonanzfilter.....	34
2.3.1.1.	Der Leitungsresonator	34
2.3.1.2.	Parallel verkoppelte Leitungsresonatoren	36
2.3.2.	Modellierung des Comblin Filters	37
2.3.2.1.	Eigenschaften des Comblin Filters	37
2.3.2.2.	Herleitung einer Ersatzschaltung.....	40
2.3.2.3.	Mathematische Beschreibung	42
2.3.3.	Leitungstechnik Stripline.....	45
2.3.3.1.	Aufbau und Eigenschaften von Striplines	45
2.3.3.2.	Parallel verkoppelte Striplines	46
2.3.3.3.	Bestimmung von Striplineabmessungen	47
2.3.4.	Dimensionierung des Comblin Filters	52
3.	Realisierung des Comblin Filters	56
3.1.	Geforderte Spezifikationen.....	56
3.1.1.	Elektrische Spezifikationen	56
3.1.2.	Mechanische Spezifikationen.....	57
3.2.	Auslegung des Comblin Filters	57
3.2.1.	Bestimmung der Filterparameter	57

3.2.1.1.	Berechnung von S_{21}	58
3.2.1.2.	Bestimmung der Ordnung	58
3.2.2.	Einfluss der Ordnung auf die Filtereigenschaften.....	60
3.2.2.1.	Programmeinstellungen von „filter solutions“	60
3.2.2.2.	Vergleich der verschiedenen Filter	61
3.2.2.3.	Schlussfolgerung und Fazit	64
3.2.3.	Bestimmung der Abmessungen des Filters.....	65
3.2.3.1.	Festlegung der Resonatorlänge	65
3.2.3.2.	Festlegung der Filterinneraumhöhe.....	71
3.2.3.3.	Berechnung der normierten Tiefpass Elemente g_k ..	71
3.2.3.4.	Berechnung der konzentrierten Bauelemente	72
3.2.3.5.	Bestimmung der Striplineabmessungen	75
3.2.3.6.	Zusammenfassung der Abmessungen	80
3.2.3.7.	Abänderung auf axiale Ein- und Auskopplung.....	81
3.2.3.8.	Untersuchung zur Ein – und Auskopplung	82
3.2.4.	Optimierung der Geometrie des Filters	84
3.2.4.1.	Notwendigkeit einer Optimierung	84
3.2.4.2.	Das Simulationsprogramm μ WAVE WIZARD	85
3.2.4.3.	Programmierung der Compline Struktur.....	86
3.2.4.4.	Feldtheoretische Simulation der Geometrie	87
3.2.4.5.	Feldtheoretische Optimierung der Geometrie.....	88
3.2.4.6.	Zusammenfassung der Abmessungen	90
3.2.5.	Fertigung des Compline Filters.....	91
3.3.	Messtechnische Auswertung des Filters	92
3.3.1.	Erster Abgleich des Filters	93
3.3.2.	Bestimmung der Istmaße des Filters.....	94
3.3.3.	Verbesserung der Ein- und Auskoppelstruktur.....	96
3.3.4.	Vergleich verschiedener Abgleichmöglichkeiten	97
3.3.5.	Auswertung der bestmöglichen Einstellung.....	98
3.3.5.1.	Auswertung bei Raumtemperatur.....	98
3.3.5.2.	Auswertung bei anderen Temperaturen	102
4.	Zusammenfassung und Ausblick	107
5.	Literaturverzeichnis.....	111
6.	Abbildungsverzeichnis	112
7.	Tabellenverzeichnis.....	115
8.	Liste der verwendeten Formelzeichen.....	116
9.	Anhang	121
9.1.	Für diese Arbeit benötigte Diagramme	121
9.1.1.	Bestimmung der Ordnung	121
9.1.2.	Bestimmung von C'_f	122
9.1.3.	Bestimmung von C'_{fe} und ΔC	123
9.1.4.	Bestimmung der Leitungsadmittanz.....	124
9.2.	3D-Darstellungen / Technische Zeichnung	125

1. Einleitung

Die Thematik, der diese Diplomarbeit zu Grunde liegt, ist im Bereich der Filterentwicklung für die Satellitentechnik anzusiedeln. Dabei soll ein sog. Combine Filter konstruiert werden, welches aus raumfahrtspezifischen Gründen sehr hohe Anforderungen erfüllen muss. Unter anderem müssen neben den temperaturstabilen elektrischen Eigenschaften auch das sehr geringe Gewicht und die kleine Bauform bei dem in dieser Arbeit beschriebenen Filterdesign berücksichtigt werden.

Das zu entwerfende Combine Filter wird als Vorfilter in einem sog. Input Multiplexer verwendet. Ein Input Multiplexer soll aus einem durch einen Vorfilter vorselektierten Frequenzband eine bestimmte Anzahl von Kanälen herausselektieren. Dies kann für drei Kanäle im Frequenzbereich wie folgt dargestellt werden:

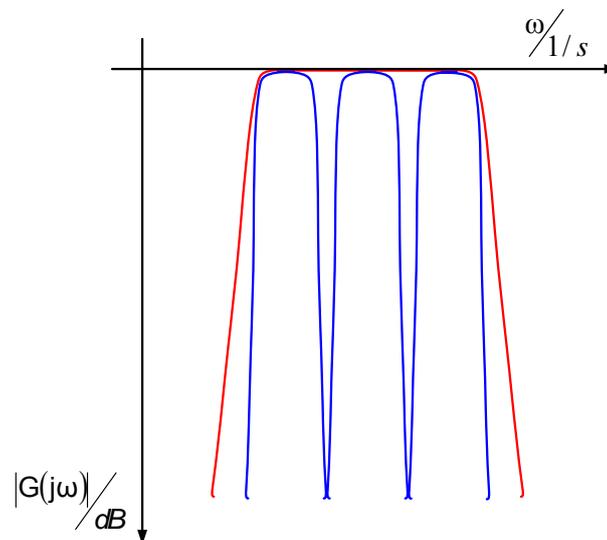


Abbildung 1 Systemverhalten eines Input Multiplexers im Frequenzbereich

In dieser Abbildung stellt der rote Graph das vorselektierte Frequenzband des Vorfilters dar, und der blaue Graph die Frequenzbänder der Kanäle.

Dieses Systemverhalten wird mit dem im folgenden Blockschaltplan dargestellten Input Multiplexer umgesetzt:

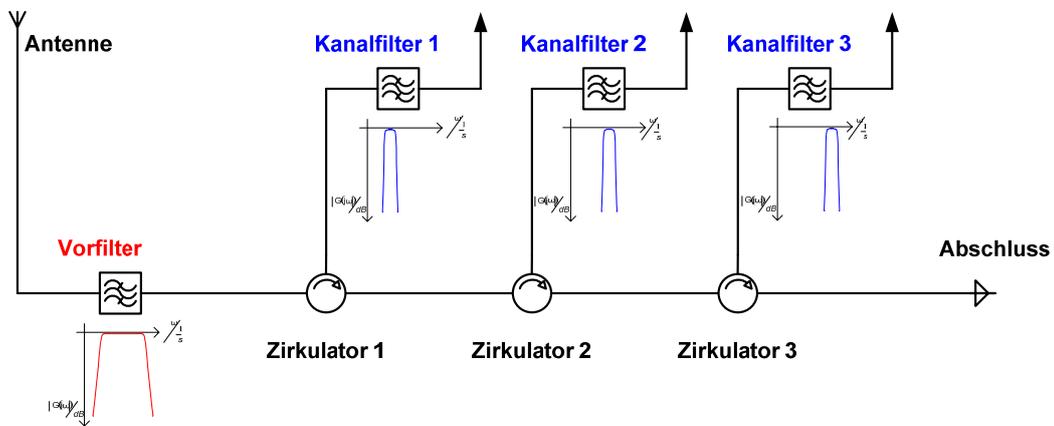


Abbildung 2 Blockschaltbild eines Input Multiplexers

Das in dieser Abbildung dargestellt Vorfilter selektiert aus dem Frequenzgehalt des Signals von der Antenne das erwünschte Frequenzband aus, und führt es zum ersten Zirkulator weiter. Dieser leitet es in Pfeilrichtung zum ersten Kanalfilter, welcher die Frequenzanteile des ersten Kanals herausfiltert. Alle weiteren Frequenzen werden vom ersten Kanalfilter zurückreflektiert, und durch den ersten Zirkulator zum zweiten Zirkulator weitergeleitet. Der weitere Ablauf dieses Systems erfolgt sinngemäß mit der eben beschriebenen Funktion.

Das Ziel dieser Diplomarbeit ist es nun, den Vorfilter dieses Systems nach vorgegebenen Spezifikationen bestmöglich zu entwerfen.

Dabei wird in dieser Arbeit wie folgt vorgegangen:

Nach der Beschreibung der benötigten Grundlagen im ersten Kapitel, geht es im zweiten Kapitel um den Entwurf bzw. die Realisierung eines Combine Filters nach vorgegebenen Spezifikationen. Das so entworfene Filter soll dann messtechnisch auf die Einhaltung dieser Spezifikationen hin untersucht und analysiert werden.

2. Grundlagen

Wie in der Einleitung schon erwähnt, wird in dieser Arbeit ein Compline Filter entworfen. Dabei ist es unumgänglich auf die in der Literatur vorgegebenen Grundlagen einzugehen. Deshalb werden in diesem Kapitel die Beschreibungsformen von Systemen, die Berechnungsmöglichkeiten des geforderten Filtertyps, sowie alle nötigen Information zum Compline Filter erwähnt.

2.1. Beschreibung von Systemen

Wie in der Niederfrequenztechnik die Beschreibung von Ein- oder Mehrtoren durch Vierpolparameter üblich ist, so ist es in der Hochfrequenztechnik üblich die Ein- oder Mehrtore durch die Streuparameter zu beschreiben.

2.1.1. Streuparameter

Zur Bestimmung von Streuparametern (S-Parametern) wird das zu beschreibenden Objekt ein- und ausgangsseitig mit einer Leitung mit bekanntem Wellenwiderstand (dies ist meist ein Widerstand von 50Ω) beschaltet. Die ermittelten Größen werden im folgenden Text beschrieben und in einer Matrix zusammengestellt.

2.1.1.1. Herleitung der Streuparameter

Als besonders zweckmäßig hat es sich erwiesen sich bei der Bestimmung dieser Streumatrix auf den sog. Reflexionsfaktor zu beziehen.

Der Reflexionsfaktor beschreibt das Verhältnis von rücklaufender zu hinlaufender Spannungswelle an einem beliebigen Ort einer einseitig abgeschlossenen Leitung. Für alle nachfolgenden Betrachtungen ist es jedoch ausreichend, wenn der Reflexionsfaktor am Ende der Leitung, also der Abschlussreflexionsfaktor r_A , verwendet wird.

Diese normierten Wellen können dann gemäß Literatur [3] und [7] wie folgt berechnet werden:

Die Gesamtspannung ergibt sich aus:

$$U = U_a + U_b = a \cdot \sqrt{Z_w} + b \cdot \sqrt{Z_w} = \sqrt{Z_w} \cdot (a + b) \quad (2.1-2)$$

oder normiert:

$$u = \frac{U}{\sqrt{Z_w}} \quad (2.1-3)$$

$$\Rightarrow u = a + b$$

Der Gesamtstrom berechnet sich wie folgt:

$$I = I_a - I_b = \frac{a}{\sqrt{Z_w}} - \frac{b}{\sqrt{Z_w}} = \frac{1}{\sqrt{Z_w}} \cdot (a - b) \quad (2.1-4)$$

oder normiert:

$$i = I \cdot \sqrt{Z_w} \quad (2.1-5)$$

$$\Rightarrow i = a - b$$

Die einlaufende normierte Welle a errechnet sich dann:

$$\left. \begin{array}{l} a = u - b \\ b = a - i \end{array} \right\} \Rightarrow a = u - a + i \quad (2.1-6)$$

$$\Rightarrow a = \frac{1}{2} \cdot (u + i) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U}{\sqrt{Z_w}} + I \cdot \sqrt{Z_w} \right)$$

Die auslaufende normierte Welle b ergibt sich aus:

$$\left. \begin{array}{l} b = u - a \\ a = i + b \end{array} \right\} \Rightarrow b = u - i - b \quad (2.1-7)$$

$$\Rightarrow b = \frac{1}{2} \cdot (u - i) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U}{\sqrt{Z_w}} - I \cdot \sqrt{Z_w} \right)$$

Folglich ergibt sich nun die deutlich vereinfachte Darstellung von Wellen einer einseitig abgeschlossenen Leitung:

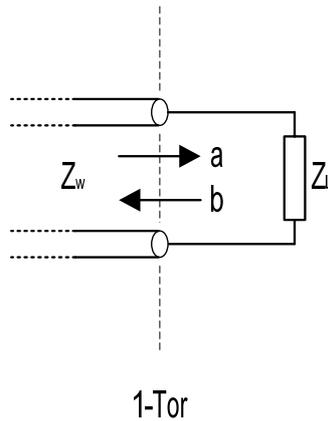


Abbildung 4 Normierte Wellen einer einseitig abgeschlossenen Leitung

Es soll nun gezeigt werden, dass sich der Reflexionsfaktor auch aus den normierten Wellen a und b berechnen lässt:

$$\begin{aligned} U_a &= a \cdot \sqrt{Z_w} \\ U_b &= b \cdot \sqrt{Z_w} \end{aligned} \quad (2.1-8)$$

In die obige Gleichung zur Berechnung des Reflexionsfaktors eingesetzt ergibt sich:

$$\begin{aligned} r_A &= \frac{U_b}{U_a} = \frac{b \cdot \sqrt{Z_w}}{a \cdot \sqrt{Z_w}} \\ \Rightarrow r_A &= \frac{b}{a} \end{aligned} \quad (2.1-9)$$

Dieses Konzept von normierten Wellen an einem Eintor soll nun auf ein Zweitor erweitert werden (nachfolgende Ergebnisse können dann auch auf Mehrfore übertragen werden):

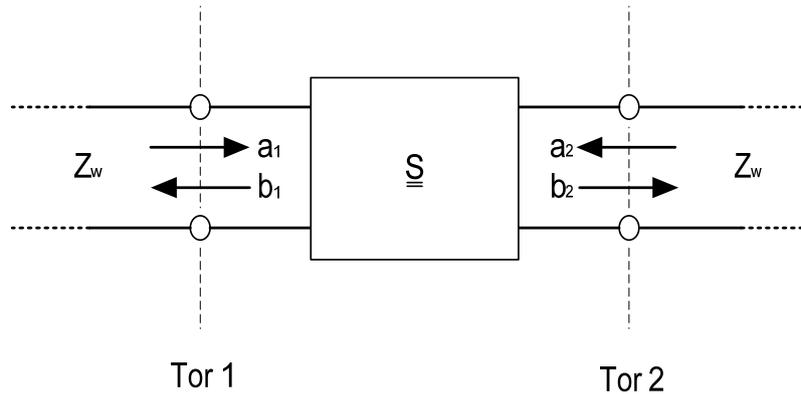


Abbildung 5 Normierte Wellen an den Toren eines Zweitors

In der obiger Abbildung fallen im Allgemeinen an beiden Toren Wellen ein, und es laufen an beiden Toren Wellen aus. Die Streumatrix verknüpft nun die auslaufenden mit den einlaufenden Wellen in folgender Form:

$$\underline{\underline{b}} = \underline{\underline{S}} \cdot \underline{\underline{a}} \quad (2.1-10)$$

Die in dieser Definition verwendeten Parameter kennzeichnen die Vektoren \underline{a} und \underline{b} und die Matrix \underline{S} . Diese stellen sich wie folgt dar:

$$\underline{\underline{b}} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}$$

$$\underline{\underline{a}} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.1-11)$$

$$\underline{\underline{S}} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

Der erste Index der einzelnen Streuparameter kennzeichnet das Tor, an welchem die Welle einläuft, und der zweite Index kennzeichnet das Tor, an welchem die Welle ausläuft.

Die Streuparameter können zum einen sehr einfach messtechnisch und zum andern durch anschauliche Überlegungen ermittelt werden. Die nun folgenden Herleitungen, basierend auf der Literatur [3] und [7], stellen eine mathematische Bestimmung der Streuparameter dar. Hierzu kann die obige Definitionsgleichung der Streumatrix so umgeformt werden:

$$b_1 = a_1 \cdot S_{11} + a_2 \cdot S_{12} \quad (2.1-12)$$

$$b_2 = a_1 \cdot S_{21} + a_2 \cdot S_{22} \quad (2.1-13)$$

Durch sinnvolle Beschaltung des Zweitors soll nun dafür gesorgt werden, dass immer eine Welle aus den beiden obigen Gleichungen zu Null wird, so dass je ein S-Parameter berechnet werden kann.

Folgende Schaltungen ermöglichen diese Forderung:

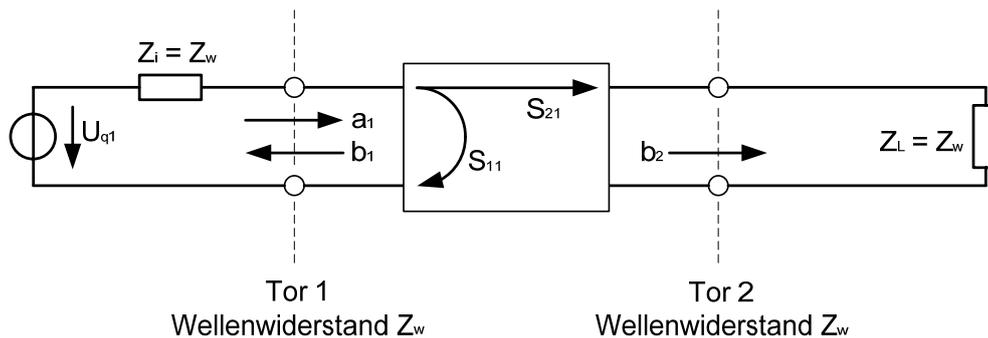


Abbildung 6 Quellenlose Leistungsanpassung an Tor 2 eines Zweitors

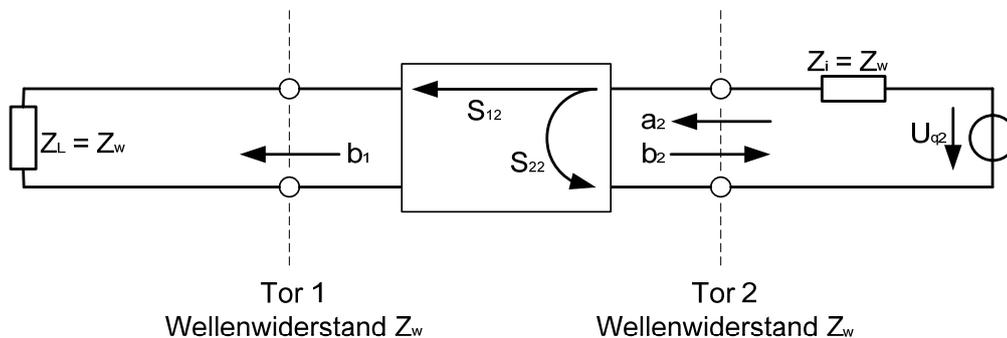


Abbildung 7 Quellenlose Leistungsanpassung an Tor 1 eines Zweitors

Es ist an den beiden Abbildungen sehr gut zu erkennen, dass es durch die quellenlose Leistungsanpassung zu keinerlei Reflexionen an diesem Tor kommen kann – es treten also keine rücklaufenden Wellen auf, und der Reflexionsfaktor ist hier Null.

In den Gleichungen (2.1-12) und (2.1-13) sieht das dann so aus:

Für die Gleichung (2.1-12) gilt:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.1-14)$$

Für die Gleichung (2.1-13) gilt:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.1-15)$$

Folglich beschreiben die Parameter S_{11} und S_{22} Reflexionen am Tor 1 und 2, wenn das jeweils gegenüberliegende Tor quellenlos mit Z_w abgeschlossen ist (siehe oben: Vergleich zu Reflexionsfaktor). Durch diese Parameter ist eine Aussage über die Anpassung an diesem Tor möglich.

Weiterhin ergibt sich eine zweite Lösung der beiden Gleichungen:

Für die Gleichung (2.1-13) gilt:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.1-16)$$

Für die Gleichung (2.1-12) gilt:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.1-17)$$

Die Parameter S_{12} und S_{21} stellen also eine Beziehung zwischen einer an Tor 1 bzw. Tor 2 auslaufenden Welle zu einer am jeweils gegenüberliegenden Tor einlaufenden Welle her (sie stellen also das Übertragungsverhalten des Zweitors dar). Hierbei ist das jeweilige Tor, an dem die Welle ausläuft, quellenlos mit Z_w abgeschlossen.

2.1.1.2. Eigenschaften von Zweitoren

Nach Literatur [4] und [7] sind die Eigenschaften von Zweitoren:

- **Reziprozität:**

$$S_{12} = S_{21} \quad (2.1-18)$$

Falls das Zweitor an beiden Toren reflexionsfrei abgeschlossen ist, verursacht hierbei die einlaufende Welle an Tor 1 eine auslaufende Welle an Tor 2, welche der auslaufenden Welle an Tor 1 entspricht, die durch eine einlaufende Welle an Tor 2 verursacht wird. Reziprozität tritt im Allgemeinen bei allen passiven Komponenten auf, die aus Induktivitäten, Gegeninduktivitäten, Kapazitäten und Leitungen bestehen.

- **Verlustlosigkeit:**

$$\begin{aligned} |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \\ |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (2.1-19)$$

Falls das Zweitor an beiden Toren reflexionsfrei abgeschlossen ist, ist hierbei die Summe der eingespeisten Leistungen gleich der Summe der ausgekoppelten Leistungen – es wird keine Leistung durch das Zweitor absorbiert. Verlustlosigkeit tritt bei realen Komponenten wie Leitungen, Filter oder Richtkoppler in erster Näherung auf. In erster Näherung bedeutet hierbei, dass diese Komponenten nur sehr geringe Verluste aufweisen.

- **Symmetrie:**

$$|S_{11}| = |S_{22}| \quad (2.1-20)$$

Falls das Zweitor an beiden Toren reflexionsfrei abgeschlossen ist, verursacht hierbei eine einlaufende Welle an Tor 1 die gleiche auslaufende Welle an Tor 1, wie eine einlaufende Welle an Tor 2 eine auslaufende Welle an Tor 2 hervorruft. Symmetrie ist immer dann gegeben, wenn Systeme die Eigenschaft der Verlustlosigkeit besitzen.

2.1.2. Signalverzerrungen

Jedes Signal erfährt bei der Übertragung durch ein lineares Zweitor Veränderungen, welche richtig charakterisiert das Systemverhalten dieses Zweitors wiedergeben können. Diese Signalveränderungen werden auch als Verzerrungen bezeichnet, und in zwei verschiedene Gruppen aufgeteilt:

- **Lineare Verzerrungen**

Lineare Verzerrungen entstehen dadurch, dass die verschiedenen Frequenzen in Amplitude und Phase durch das System unterschiedlich übertragen werden. Diese entstehen meist in passiven Schaltungen durch die Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion.

- **Nichtlineare Verzerrungen**

Nichtlineare Verzerrungen sind Veränderungen des Frequenzgehaltes eines Signals in Form von zusätzlichen Frequenzen. Diese entstehen meist in aktiven Schaltungen durch Nichtlinearitäten des Übertragungssystems. Unter anderem werden diese durch den Klirrfaktor beschrieben, der das Verhältnis vom Effektivwert der Oberschwingungen zum Effektivwert des Gesamtsignals wiedergibt.

Von besonderer Bedeutung sind in dieser Arbeit die linearen Verzerrungen, da es hierzu bei der Systementwicklung zum Teil hohe Anforderungen gibt.

Wie schon angedeutet entstehen lineare Verzerrungen durch unterschiedliche Laufzeit und durch unterschiedliche Dämpfungen der verschiedenen Frequenzen.

Unter Zuhilfenahme des Frequenzganges ist es möglich eine Bewertung des Amplitudenganges und des Phasenganges hinsichtlich linearer Verzerrungen vorzunehmen. So liegt eine verzerrungsfreie Übertragung dann vor, wenn alle Frequenzen die gleichen Veränderungen in Amplitude und Laufzeit erfahren, so dass der Amplitudengang konstant und der Phasengang linear ist.

Am interessantesten ist die Bestimmung der unterschiedlichen Laufzeiten der Frequenzen (Phasenverzerrungen). Hierzu wird der Phasengang zu Hilfe genommen und nach Literatur [5] wie folgt in eine Zeitverschiebung umgerechnet:

$$\tau_p = \frac{\angle G(j\omega)}{\omega} \quad (2.1-21)$$

Eine weitaus üblichere Bewertung der erwähnten Phasenverzerrungen ist die

Gruppenlaufzeit,

die nach Literatur [5] wie folgt berechnet wird:

$$\tau_g = -\frac{d}{d\omega} \cdot \angle G(j\omega) \quad (2.1-22)$$

Die Bezeichnung $G_{(j\omega)}$ drückt in dieser Arbeit immer Verstärkungen aus.

Eine mögliche Interpretation dieser Gleichung ist die Aussage, dass die linearen Verzerrungen umso kleiner werden, je kleiner die Änderung der Phase ist. Verzerrungsfreiheit in Bezug auf die Phase liegt bei einer für alle Frequenzen konstanten Gruppenlaufzeit vor.

2.1.3. Qualitative Betrachtung von Feldern

Die Eigenschaften elektrischer - und magnetischer Felder können mit Vektoren beschrieben werden, die mit einer Länge (Intensität des Feldes) und einer Richtung (Orientierung des Feldes) die genauen Feldverläufe wiedergeben. Werden die Vektoren als Tangenten einer Linie betrachtet, so entstehen die sog. Feldlinien, die die Felder qualitativ beschreiben können, und folgende Eigenschaften besitzen:

- Die Dichte der Feldlinien beschreibt die Intensität des Feldes (Je Dichter die Feldlinien, desto höher ist die Intensität).
- Die Pfeile kennzeichnen die Richtung / Orientierung des Feldes.
- Materialeigenschaften beeinflussen die Feldlinien (also auch das Feld) in Richtung und Intensität, wodurch die Abschirmung von elektrischen- oder magnetischen Feldern diskutiert werden kann.
- Die Ursache von Feldlinien ist abhängig, die Wirkung ist unabhängig von der Art des Feldes.
- Feldlinien schneiden einander nicht

Mit dieser Beschreibungsform sollen in diesem Kapitel das elektrische – und das magnetische Feld behandelt werden.

2.1.3.1. Das Magnetische Feld

Die Feldlinien eines magnetischen Feldes können am Beispiel eines stromdurchflossenen Leiters beschrieben werden:

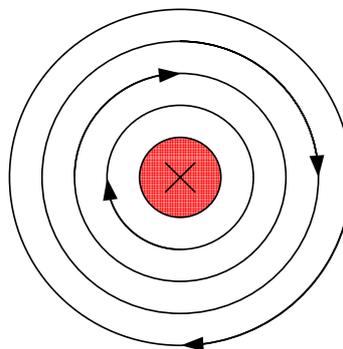


Abbildung 8 Magnetisches Feld einer Leitung

Das Zeichen auf der Stirnseite des Leiters kennzeichnet die Flussrichtung des Stromes. Bei einem Kreuz fließt der Strom in die Leitung hinein, und bei einem Punkt fließt der Strom aus der Leitung heraus.

Nun können die folgenden Eigenschaften von magnetischen Feldern aufgeführt werden:

- Magnetische Felder werden durch bewegte Ladungen erzeugt, und besitzen folglich keine Quellen.
- Je größer der fließende Strom ist, desto größer ist das entstandene magnetische Feld.
- Die Maßeinheit der magnetischen Feldstärke ist A / m
- Die Feldlinien verlaufen immer parallel zu der Geometrie, die das magnetische Feld verursacht.
- Je nach Art des verursachenden Stromes sind bei Magnetfeldern Gleich- und Wechselfelder möglich.

2.1.3.2. Das Elektrische Feld

Die Feldlinien eines elektrischen Feldes können am Beispiel einer positiv geladenen Punktladung und einer negativ geladenen Fläche wie folgt dargestellt werden:

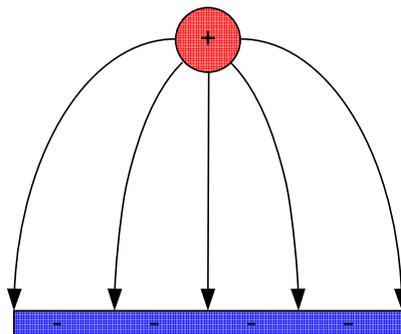


Abbildung 9 Elektrisches Feld einer Punktladung

Anhand dieser Zeichnung können die folgenden Eigenschaften von elektrischen Feldern aufgeführt werden:

- Das elektrische Feld wird durch unterschiedliche Ladungen mit gewissem Abstand zueinander erzeugt.
- Je stärker dieser Ladungsunterschied, und je kürzer der Abstand ist, desto stärker ist das resultierende el. Feld.
- Es hat somit eine Quelle (positive Ladungen) und eine Senke (negative Ladungen)
- Die Maßeinheit der elektrischen Feldstärke ist V / m
- Die Feldlinien treten senkrecht an der Oberfläche der Pole ein und aus
- Sie verlaufen vom positiven Pol zum negativen Pol und haben folglich ein Anfang und ein Ende (Quelle und Senke)
- Verlaufen alle Feldlinien parallel, so wird das Feld homogenes Feld genannt, andernfalls inhomogenes Feld
- Bei elektrischen Feldern gibt es Gleich (statische Felder)- und Wechselfelder.

Diese, sowie weitere interessante Informationen zur qualitativen Betrachtung von Feldern sind unter der Literaturangabe [6] zu finden.

Es soll nun noch kurz auf die Thematik eingegangen werden, wie sich mehrere elektrische Felder bei gegenseitiger Beeinflussung verhalten. Hierzu werden zwei Punktladungen zwischen zwei Platten mit Bezugspotential angeordnet, und zwei mögliche Fälle untersucht.

Nach Literatur [10] ist zum einen der Even Mode (Gleichtakt-Mode) möglich, der dadurch gekennzeichnet ist, dass sich zwei elektrische Felder gleichsinnig verhalten und abstoßend aufeinander wirken. Hier kann die sog. Magnetische Wand definiert werden, die bei Symmetriebetrachtungen von Feldern hilfreich ist. Grund für diese Definition ist, dass dort die Feldlinien genau wie beim magnetischen Feld parallel verlaufen:

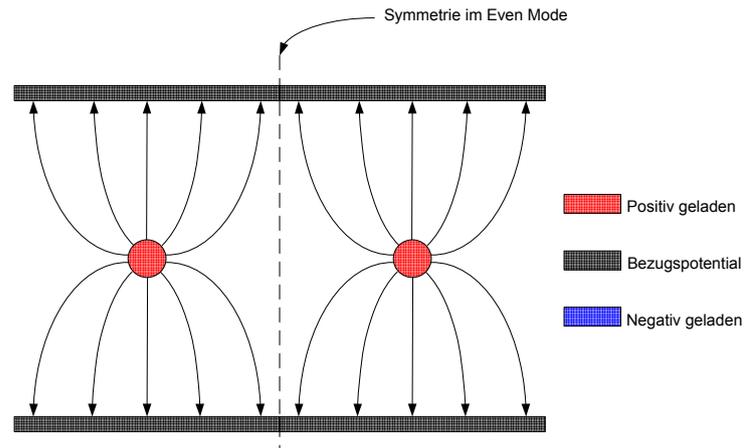


Abbildung 10 Even Mode elektrischer Felder

Und zum anderen ist der Odd Mode (Gegentakt-Mode) möglich, der dadurch gekennzeichnet ist, dass sich die Felder gegensinnig verhalten und anziehend aufeinander wirken. Hier kann die sog. Elektrische Wand definiert werden, die auch bei Symmetriebetrachtungen hilfreich ist. Grund für diese Definition ist, dass die Feldlinien genau wie beim elektrischen Feld senkrecht auf dieser Ebene stehen:

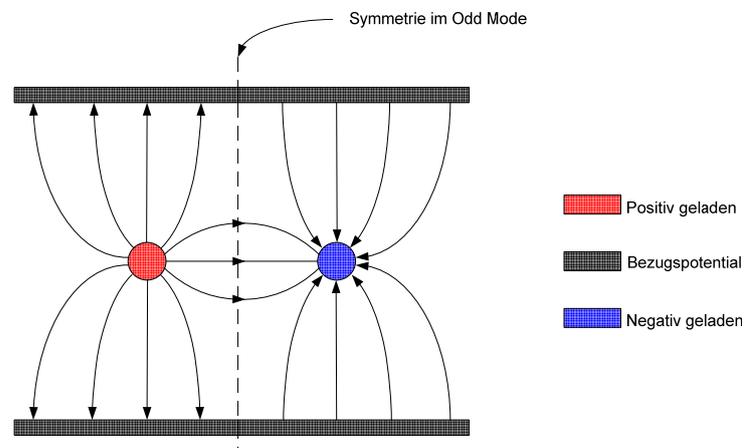


Abbildung 11 Odd Mode elektrischer Felder

Die magnetische und die elektrische Wand kann zur Vereinfachung von Feldberechnungen bei vielen feldtheoretischen Simulationsprogrammen in der zu simulierenden Struktur als Symmetrieebene definiert werden.

2.2. Das Tschebyscheff-Filter

Zweitore, deren Übertragungsfunktionen frequenzabhängig sind, werden Filter genannt. Sie dienen der Selektion von Frequenzen, die dann den jeweiligen Anwendung bereitgestellt werden können.

Für die Auslegung solcher Filter gibt es verschiedene Kriterien, die in diesem Kapitel beschrieben werden.

2.2.1. Eigenschaften von Filtern

Zur Beschreibung der Eigenschaften von verschiedenen Filterarten wird sich auf das sog. Toleranzschema bezogen, welches den Frequenzgang schematisch am Beispiel eines Tiefpasses wie folgt darstellt:

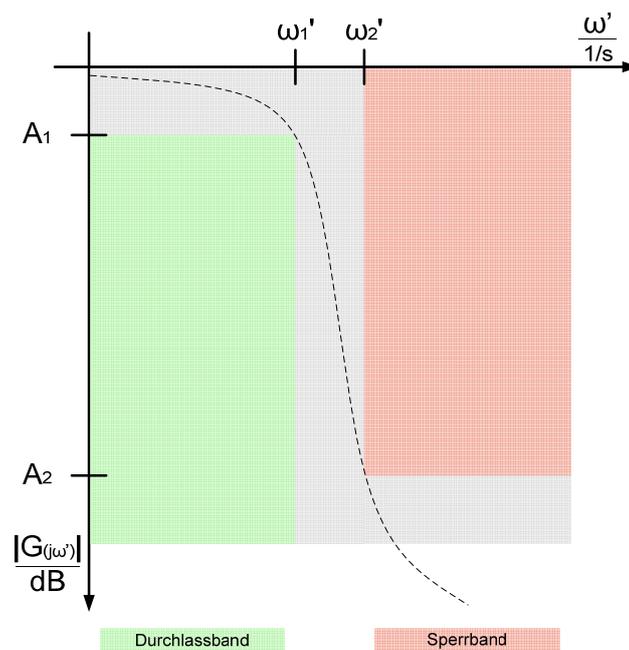


Abbildung 12 Toleranzschema eines Tiefpasses

Es ist ein sog. Sperrband („unerwünschte“ sog. Kreisfrequenzen, die größer als ω'_2 sind, werden stärker gedämpft) und ein sog. Durchlassband („erwünschte“ Kreisfrequenzen, die kleiner als die sog. Eckkreisfrequenz ω'_1 sind, werden weniger gedämpft) abgebildet.

2.2.1.1. Klassische analoge Filter

Es gibt in der Signalfilterung verschiedenen Filterformen, deren Frequenzgänge auf unterschiedliche Anforderungen hin optimiert sind.

Zu diesen analogen Filtern zählen nach Literatur[5] unter anderem:

- **Butterworth-Filter**
Der Frequenzgang dieses Filters ist auf bestmögliches Verhalten im Durchlassband optimiert.
- **Bessel-Filter**
Der Frequenzgang dieses Filters ist auf geringste mögliche Phasenverzerrungen optimiert.
- **Tschebyscheff-Filter**
Der Frequenzgang dieses Filters ist auf bestmögliche Flankensteilheit optimiert.

Jeder dieser drei Filtertypen hat entsprechend der Optimierung seine Anwendung. Da in den Spezifikationen, denen diese Diplomarbeit zu Grunde liegt, ein Tschebyscheff-Filter gefordert ist, soll dieser hier näher untersucht werden.

2.2.1.2. Das Tschebyscheff-Filter

Zu den wichtigsten Merkmalen eines Tschebyscheff-Filters gehören:

- Sehr gute Flankensteilheit, was den Vorteil hat, dass der Übergangsbereich zwischen Durchlass- und Sperrband sehr schmal ist und genaue Frequenzselektion möglich ist.
- Restwelligkeit der Dämpfung im Durchlassband, was die Ursache in der Approximation auf hohe Flankensteilheit hat
- Hohes Maß an Phasenverzerrungen, worunter die Signalqualität im Sinne von linearen Verzerrungen leidet.

Die beiden ersten Punkte sind in der folgenden Abbildung dargestellt:

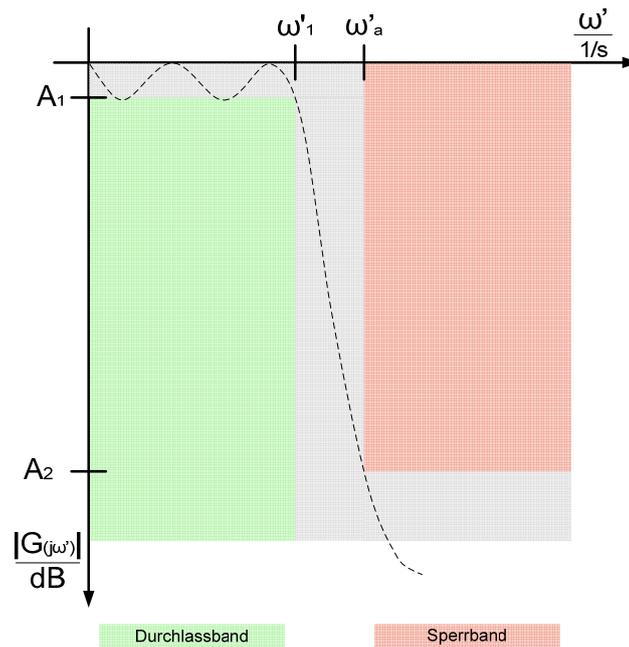


Abbildung 13 Toleranzschema eines Tschebyscheff-Tiefpasses

In dieser Abbildung sind sehr gut die Restwelligkeit A_1 mit der entsprechenden Eckkreisfrequenz ω'_{1} zu erkennen. Im nächsten Kapitel wird darauf eingegangen, wie dieser Frequenzgang mathematisch beschrieben werden kann.

2.2.2. Der Tiefpass-Prototyp

Bei der Berechnung von Tschebyscheff-Filtern ist es üblich zuerst einen Tiefpass, wie in der vorherigen Abbildung zu sehen, mit einer Eckkreisfrequenz von $\omega'_{1} = 1 \frac{1}{s}$, einer gewünschten Restwelligkeit im Durchlassband A_1 und einer Ordnung N zu dimensionieren. Danach kann dann mit Hilfe einer Transformationsvorschrift das gewünschte Filter errechnet werden. Das hat den Vorteil, dass ein so bestimmter Tiefpass leicht in Tiefpass, Hochpass, Bandpass oder Bandsperre mit beliebiger ‚Grenzfrequenz‘ oder ‚Bandbreite und Bandmittenfrequenz‘ umgewandelt werden kann.

2.2.2.1. Tschebyscheff-Übertragungsfunktion

Die hohe Flankensteilheit dieses Filtertyps ist nur durch die Restwelligkeit im Durchlassband möglich. Deshalb gilt folgende Approximation des idealen Frequenzgangs in Abhängigkeit von Ordnung, Restwelligkeit und Kreisfrequenz nach Literatur [10]:

$$L_A(\omega') = \begin{cases} 10 \cdot \log \left\{ 1 + \varepsilon \cdot \cos^2 \left[N \cdot \cos^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right) \right] \right\} & \text{für } \omega' \leq \omega'_1 \\ 10 \cdot \log \left\{ 1 + \varepsilon \cdot \cosh^2 \left[N \cdot \cosh^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right) \right] \right\} & \text{für } \omega' \geq \omega'_1 \end{cases} \quad (2.2-1)$$

$$\varepsilon = 10^{\frac{A_1}{10}} - 1$$

Hierbei entsprechen, wie in der vorherigen Abbildung dargestellt, ω'_1 der Eckkreisfrequenz und ω' der variablen Kreisfrequenz. Die Filterordnung entspricht dem Parameter N .

In diesen Formeln entfällt die komplexe Einheit „j“, da es sich hier um eine auf die Eckfrequenz ω'_1 normierte Darstellung des Amplitudengangs handelt. Die Bezeichnung $L_{A(j\omega')}$ bzw. in diesem Fall $L_{A(\omega')}$ drückt in dieser Arbeit immer Dämpfungen aus.

2.2.2.2. Normierte Elemente von Tiefpass-Prototypen

Es besteht die Möglichkeit, Filter mit Hilfe von Serieninduktivitäten und Parallelkapazitäten darzustellen und zu berechnen. Es werden nun Elemente definiert, die sich als normierte Induktivität oder als normierte Kapazität interpretieren lassen. Folglich wird die Berechnung eines Filters sehr viel einfacher, da es vorerst keine Rolle spielt, ob es sich um Induktivitäten oder Kapazitäten handelt.

Diese Elemente sind nach Literatur [10] so definiert:

- $g_k \Big|_{k=1} \text{ bis } N$
Induktivität einer Serieninduktivität, oder eine Kapazität einer Parallelkapazität

- g_0
 - falls g_1 eine Kapazität ist,
dann ist g_0 der Innenwiderstand des Generators R'_0
 - falls g_1 eine Induktivität ist,
dann ist g_0 der Innenleitwert des Generators G'_0
- g_{N+1}
 - falls g_N eine Kapazität ist,
dann ist g_{N+1} der Lastwiderstand R'_{N+1}
 - falls g_N eine Induktivität ist,
dann ist g_{N+1} der Lastleitwert G'_{N+1}

Verständlich werden diese Definitionen, wenn die dazugehörigen Schaltungen betrachtet werden. Da die Topologie des Filters noch nicht eindeutig ist, sind zwei Schaltungen möglich, die aber in ihrer jeweiligen Funktion identisch sind. Der Aufbau dieser Schaltungen ist von der Anzahl der Elemente, also von der Ordnung N des Filters, abhängig:

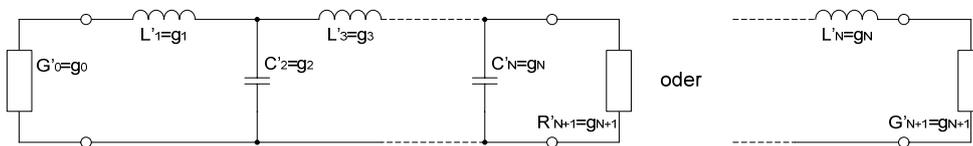


Abbildung 14 Schaltung 1 eines Tiefpass Filters mit den Elementen g_k

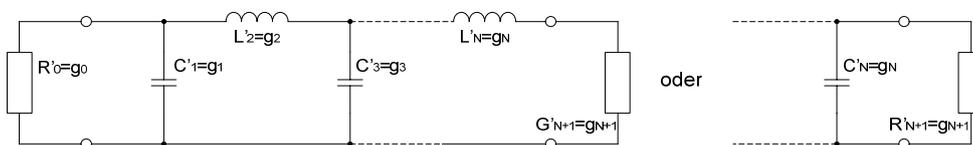


Abbildung 15 Schaltung 2 eines Tiefpass Filters mit den Elementen g_k

Für die Berechnung dieser normierten Filterelemente eines Tschebyscheff-Tiefpass-Prototypen, die von der Restwelligkeit und von

der Filterordnung abhängen, werden folgende Formeln aus der Literaturangabe [10] Seite 99 verwendet:

$$g_1 = \frac{2 \cdot a_1}{\gamma} \quad (2.2-2)$$

$$g_k = \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \quad k = 2, 3, \dots, N \quad (2.2-3)$$

$$g_{N+1} = 1 \quad \text{für } N = \text{ungerade} \quad (2.2-4)$$

$$g_{N+1} = \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \quad \text{für } N = \text{gerade}$$

Hierbei entsprechen:

$$\beta = \ln\left(\coth\left(\frac{A_1}{17,37}\right)\right) \quad (2.2-5)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2 \cdot N}\right) \quad (2.2-6)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k \cdot \pi}{N}\right) \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (2.2-7)$$

$$a_k = \sin\left(\frac{(2 \cdot k - 1) \cdot \pi}{2 \cdot N}\right) \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (2.2-8)$$

Bei diesen Formeln werden folgende Spezifikationen festgelegt:

- g_0 erstes Element (beim Prototyp gleich 1)
- ω'_1 Eckkreisfrequenz (beim Prototyp gleich 1)
- A_1 Restwelligkeit im Durchlassband in dB
- N Ordnungszahl (siehe Kapitel 2.2.3.2 und Kapitel 2.2.3.3)

Eine Transformation diese normierten Filterelementwerte ist nötig, um das gewünschte Filter zu erhalten. Dabei resultieren reale Bauteilgrößen, also tatsächliche Kapazitäten und Induktivitäten, die dann direkt bei der praktischen Umsetzung verwendet werden können. Diese Transformationsvorschrift ist abhängig vom gewünschten Filtertyp, und wird im folgenden Kapitel für einen idealen und einen realen Tschebyscheff-Bandpass betrachtet.

2.2.3. Der Tschebyscheff-Bandpass

In diesem Kapitel soll die Vorgehensweise zur Berechnung eines Tschebyscheff-Bandpasses aufgezeigt werden. Als Grundlage wird das folgende Toleranzschema verwendet:

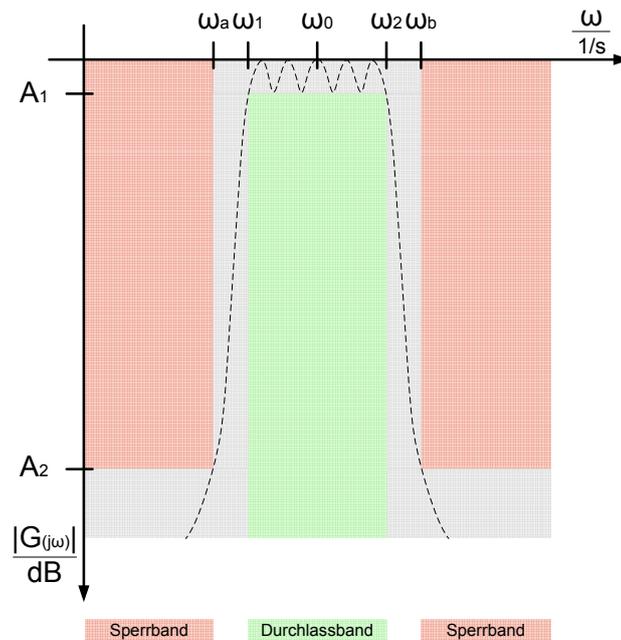


Abbildung 16 Toleranzschema eines Tschebyscheff-Bandpasses

Bei dieser Darstellung entsprechen ω_1 und ω_2 den Eckkreisfrequenzen, ω_0 der Bandmittenkreisfrequenz und ω_a und ω_b spezifizierten Kreisfrequenzen.

Auch bei der nun folgenden Realisierung eines idealen und eines realen Tschebyscheff-Bandpasses wird von dem Tiefpass-Prototypen ausgegangen. Hierbei werden, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, die Elemente eines Tiefpasses mit gewünschter Ordnung und Restwelligkeit berechnet.

2.2.3.1. Schaltungsvorschlag

Bei der Realisierung eines Bandpasses auf Basis eines normierten Tiefpass-Prototyps ist es nötig eine geeignete Schaltung zu finden, die auf dem Ersatzschaltbild des Prototyps aufbaut, und die geforderten Spezifikationen des gewünschten Bandpasses erfüllt.

Dazu ist folgende Schaltung, mit Vergleich zum Prototyp, geeignet:

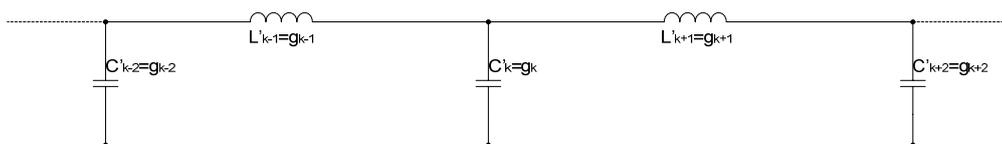


Abbildung 17 Schaltung eines Tschebyscheff-Tiefpasses

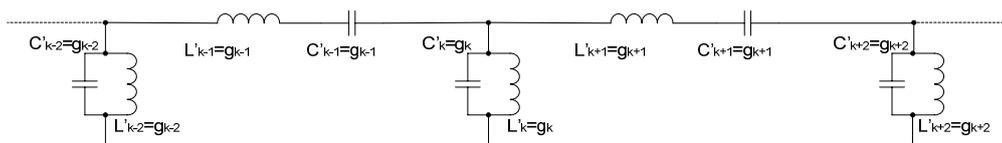


Abbildung 18 Schaltung eines idealen Tschebyscheff-Bandpasses

Es ist sehr gut zu erkennen, dass die Schaltung des Bandpasses aus Serien- und Parallelschwingkreisen besteht, deren Resonanzfrequenzen zum gewünschten Bandpassverhalten führen. Des weiteren hat sich die Ordnung, also die Zahl der Elemente, verdoppelt, was auch nötig ist, um die beiden Flanken des Bandpasses mit der gewünschten Flankensteilheit zu erzeugen.

Das nächste Kapitel beschäftigt sich mit der mathematischen Beschreibung der Tiefpass-Bandpass-Transformation, die dafür sorgt, dass ein idealer oder ein realer Bandpass mit dem gewünschten Filterverhalten entsteht.

2.2.3.2. Tiefpass-Bandpass-Transformation

Damit ein auf Grundlage eines Tiefpass-Prototypen basierender Bandpass berechnet werden kann, wird sich der so genannten Tiefpass-Bandpass-Transformation bedient. Diese sorgt für eine Verschiebung der Bezugsfrequenz und damit des Durchlassbandes auf die gewünschte Frequenz und zusammen mit der im vorherigen Kapitel vorgeschlagenen Schaltung für die Erzeugung der zweiten Flanke mit der gewünschten Flankensteilheit:

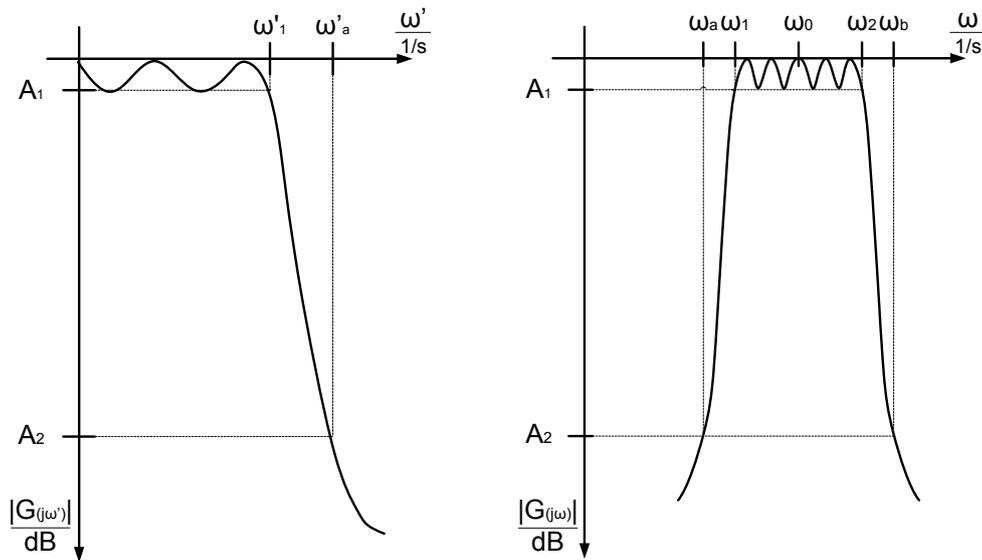


Abbildung 19 Tiefpass – Bandpass – Transformation

In dieser Darstellung entsprechen ω'_1 , und ω'_a den Parametern des Tiefpasses und ω_a , ω_1 , ω_0 , ω_2 , und ω_b den Spezifikation des Bandpasses. Je nachdem wie der Bandpass realisiert werden soll, verweist die Literatur nach Literaturangabe [10] Seite 439 bzw. Seite 499 auf zwei verschiedene Transformationsvorschriften. So wird einerseits auf eine Transformationsvorschrift bei der Realisierung eines idealen Bandpasses (Vergleich Abbildung 18), und andererseits auf eine Transformationsvorschrift bei der Realisierung eines realen Bandpasses in Form von den in dieser Diplomarbeit benötigten sog. Leitungsresonatoren verwiesen.

Beide Vorschriften werden im Folgenden erwähnt:

Für die Tiefpass-Bandpass-Transformation bei Realisierung als idealer Tschebyscheff-Bandpass gilt:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = \frac{1}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.2-9)$$

wobei mit Bezug auf Abbildung 19 gilt:

- Bandmittenkreisfrequenz:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (2.2-10)$$

- Relative Bandbreite:

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.2-11)$$

- ω bzw. ω' entspricht der Kreisfrequenz, für die eine spezifizierte Durchlassdämpfung existiert (zum Beispiel A_2 bei ω_a bzw. ω'_a)

Die in dieser Arbeit benötigte Transformation für die Realisierung eines realen Bandpasses, bestehend aus den sog. Leitungsresonatoren, wird nun näher erläutert.

Für diese Tiefpass-Bandpass-Transformation gilt:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = \frac{2}{W} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \quad (2.2-12)$$

wobei mit Bezug auf Abbildung 19 gilt:

- Bandmittenkreisfrequenz:

$$\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} \quad (2.2-13)$$

- Relative Bandbreite:

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.2-14)$$

- ω bzw. ω' entspricht der Kreisfrequenz, für die eine spezifizierte Durchlassdämpfung existiert (zum Beispiel A_2 bei ω_a bzw. ω'_a)

Mit den Ergebnissen beider Transformationen ist es nun möglich die Ordnung des Bandpasses zu bestimmen. Dies wird im nun folgenden Kapitel behandelt.

2.2.3.3. Bestimmung der Ordnung

Eine wichtige Größe des Filters muss noch bestimmt werden, nämlich die Ordnung. Diese hat Einfluss auf Flankensteilheit, Gruppenlaufzeit und Baugröße des Filters.

Die einfachste Möglichkeit, die Ordnung eines Tschebyscheff-Tiefpasses zu Bestimmung, ist mit Hilfe von Diagrammen (aus Literatur [10] Seiten 88 bis 94), die den Betrag des Frequenzgangs, also der Durchgangsdämpfung, in Abhängigkeit von $\left(\left|\frac{\omega'}{\omega_1}\right| - 1\right)$ darstellen. Da die Eckfrequenz von der Restwelligkeit abhängt, gibt es für jeden gängigen Wert der Restwelligkeit im Durchlassband ein eigenes Diagramm, wo entsprechend den Anforderungen eine Ordnung ermittelt werden kann.

Das für diese Diplomarbeit benötigte Diagramm zur Bestimmung der Ordnung sieht dann so aus, und ist in größerer Darstellung im Anhang zu finden:

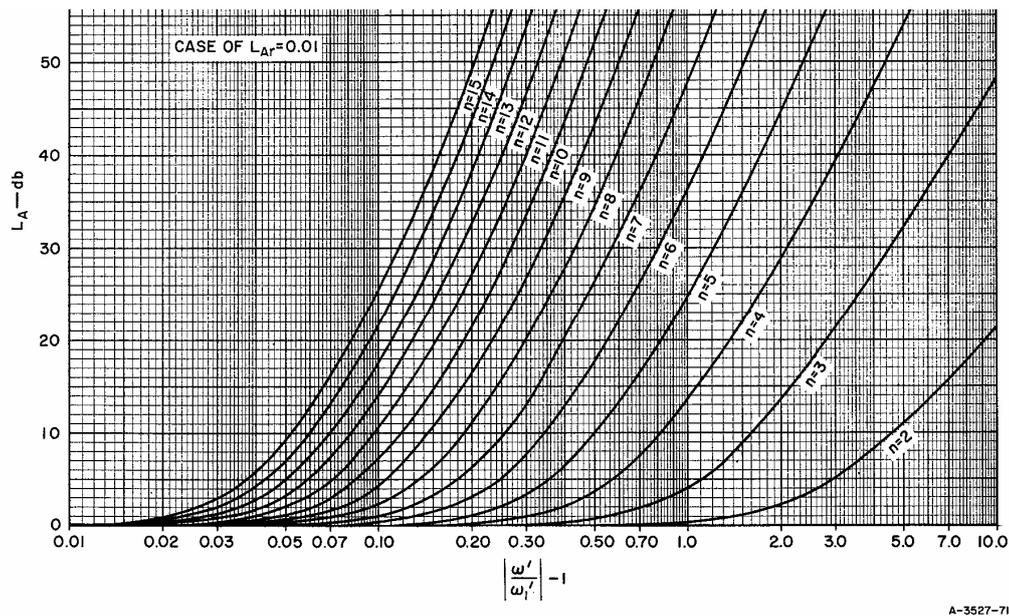


Abbildung 20 Diagramm zur Bestimmung der Ordnung

Um die Ordnung eines Tschebyscheff-Bandpasses zu ermitteln, muss auch hier die Tiefpass-Bandpass-Transformation angewendet werden, um dann die Diagramme der Tschebyscheff-Tiefpässe benutzen zu können. Diese wird entsprechend der Art der Realisierung, wie im vorherigen Kapitel beschrieben, durchgeführt. Durch auftragen der bei der Transformation verwendeten spezifizierten Durchgangsdämpfung bei einer Kreisfrequenz (zum Beispiel A_2 bei ω_a) auf der Ordinate und des Ergebnisses der Transformation auf der Abszisse kann eine Ordnung abgelesen werden. Die resultierende Ordnung ist dann ganzzahlig und größer als der abgelesene Wert.

Als Anmerkung an dieser Stelle sei noch erwähnt, dass in diesen Diagrammen die Dämpfungsmaße mit der Bezeichnung L_A / dB und nicht die Verstärkungen $G_{(j\omega)}$ aufgetragen sind, so dass die Restwelligkeit A_1 in die Dämpfung L_{Ar} umgerechnet werden muss.

2.2.4. Schaltungsberechnung mit Invertern

Filter, die mit Hilfe von Serien- und Parallelschwingkreisen entworfen und realisiert worden sind, sind oft in der Praxis sehr schlecht zu realisieren. Deshalb können diese gemischten Schaltungen in äquivalente Parallelschaltungen bzw. äquivalente Serienschaltungen umgerechnet werden. Dies geschieht mit sog. Invertern.

2.2.4.1. Einführung

Zur Schaltungsberechnung mit Invertern besteht die Möglichkeit Impedanz- (K-Inverter: es entsteht eine äquivalente Schaltung in Serienstruktur) oder Admittanzinverter (J-Inverter: es entsteht eine äquivalente Schaltung in Parallelstruktur) zu verwenden. In diesem Kapitel sollen die Inverter anhand des J-Inverters mit Admittanzen näher beschrieben werden. Die Berechnung eines K-Inverters erfolgt sinngemäß mit Impedanzen. Die nun folgende Abbildung veranschaulicht diese Überlegung:

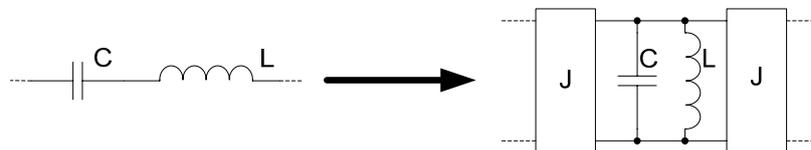


Abbildung 21 Serienschwingkreis → J-Inverter

In dieser Abbildung ist sehr gut zu erkennen, dass es durch die J-Inverter möglich ist, den Serienschwingkreis aus L und C in eine Parallelstruktur aus L, C und J-Invertern umzuwandeln. Wie die dazugehörigen J-Inverter berechnet und in der Praxis realisiert werden, soll in den nächsten Kapiteln angedeutet werden.

2.2.4.2. Herleitung und Berechnung

Bei der Herleitung der Berechnung eines J-Inverters wird sich hier auf die Schaltung der Tiefpass-Prototypen mit den Elementen g_k bezogen, welche in den vorherigen Kapiteln schon berechnet wurden. Sie soll in eine reine Parallelstruktur umgewandelt werden. Dies ist für die weiteren Kapitel ausreichend, da auch eine Bandpassstruktur der Elemente g_k nach dem gleichen Ansatz in eine parallele Struktur umgewandelt werden kann. Darauf wird aber in einem späteren Kapitel bei der Berechnung des Comblin Filters eingegangen.

Die nun folgenden zwei Abbildungen veranschaulichen nach Literatur [9] und [10] die Vorgehensweise zur Berechnung des J-Inverters $J_{k,k+1}$.

Im ersten Schritt muss die Admittanz Y_k von zwei aufeinander folgenden Elementen mit folgendem Ansatz bestimmt werden:

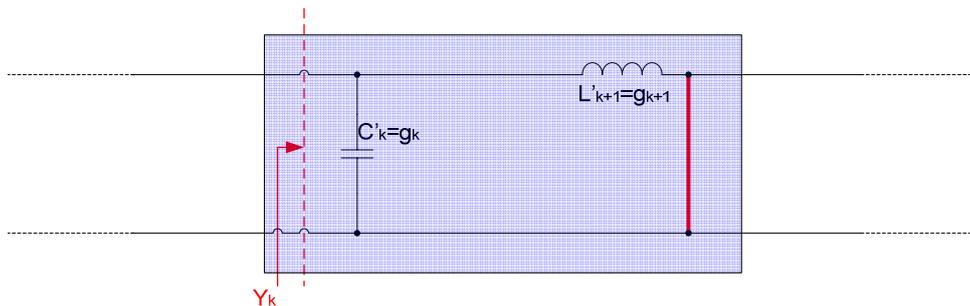


Abbildung 22 Herleitung J-Inverter 1

Die Admittanz Y_k berechnet sich nun mit der folgenden Gleichung:

$$Y_k = j\omega \cdot C'_k + \frac{1}{j\omega \cdot L'_{k+1}} = j\omega \cdot g_k + \frac{1}{j\omega \cdot g_{k+1}} \quad (2.2-15)$$

Im zweiten Schritt muss die Admittanz Y'_k der äquivalenten Ersatzschaltung mit dem J-Invertern $J_{k,k+1}$ und den parallel geschalteten Admittanzen B_k und B_{k+1} berechnet werden. Diese Admittanzen repräsentieren die Eigenschaften der gewünschten physikalischen Struktur.

Näheres hierzu wird im Kapitel Combine Filter behandelt.

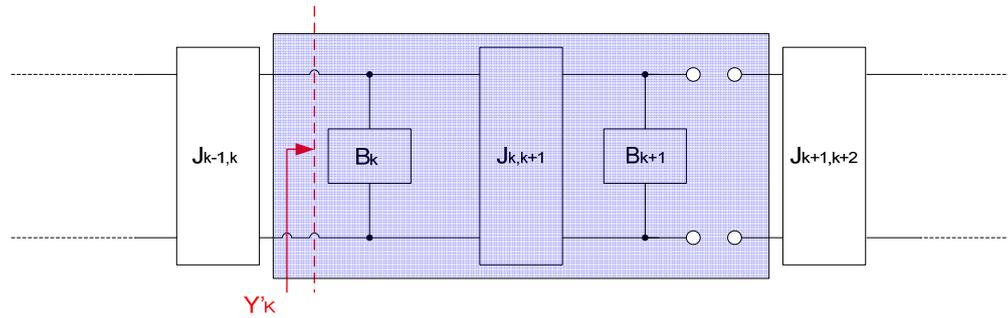


Abbildung 23 Herleitung J-Inverter 2

Für die Berechnung gilt:

$$Y'_k = j\omega B_k + \frac{J^2_{k,k+1}}{j\omega B_{k+1}} \quad (2.2-16)$$

Zuletzt wird durch Gleichsetzen von Y'_k und Y_k und unter Verwendung der Skalierung $\frac{C'_k}{B_k}$ der J-Inverter $J_{k,k+1}$ berechnet:

$$\begin{aligned} j\omega C'_k + \frac{1}{j\omega L'_{k+1}} &= j\omega B_k + \frac{J^2_{k,k+1}}{j\omega B_{k+1}} \\ \Rightarrow j\omega C'_k + \frac{1}{j\omega L'_{k+1}} &= \frac{C'_k}{B_k} \cdot \left(j\omega B_k + \frac{J^2_{k,k+1}}{j\omega B_{k+1}} \right) = j\omega C'_k + \frac{C'_k}{B_k} \cdot \frac{J^2_{k,k+1}}{j\omega B_{k+1}} \\ \Rightarrow \frac{1}{L'_{k+1}} &= \frac{C'_k}{B_k} \cdot \frac{J^2_{k,k+1}}{B_{k+1}} \\ \Rightarrow J^2_{k,k+1} &= \frac{B_k \cdot B_{k+1}}{C'_k \cdot L'_{k+1}} \end{aligned}$$

Damit errechnet sich der J-Inverter $J_{k,k+1}$ so:

$$J_{k,k+1} = \sqrt{\frac{B_k \cdot B_{k+1}}{g_k \cdot g_{k+1}}} \quad (2.2-17)$$

Die Herleitung des nächsten J-Inverters $J_{k+1,k+2}$ erfolgt sinngemäß.

Es muss nun aber die Admittanz Y_{k+1} berechnet werden:

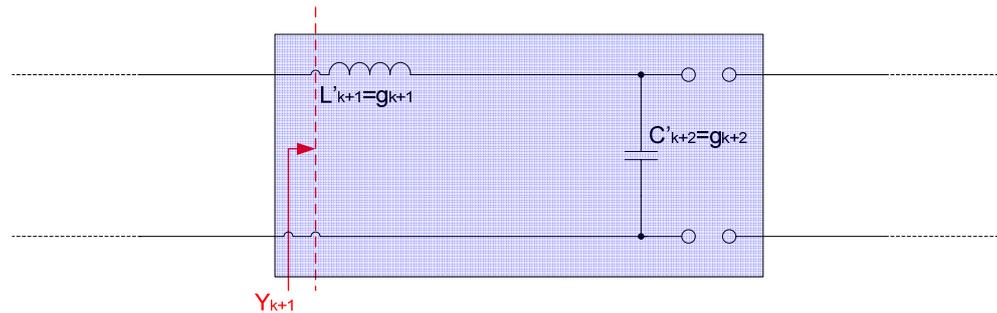


Abbildung 24 Herleitung J-Inverter 3

Für die Berechnung gilt:

$$Y_{k+1} = \frac{1}{j\omega \cdot L'_{k+1}} + j\omega \cdot C'_{k+2} = \frac{1}{j\omega \cdot g_{k+1}} + j\omega \cdot g_{k+2} \quad (2.2-18)$$

Die Berechnung der Admittanz Y'_{k+1} geschieht nach dem gleichen Schema wie zuvor die Berechnung von Y'_k , so dass für $J_{k+1,k+2}$ gilt:

$$J_{k+1,k+2} = \sqrt{\frac{B_{k+1} \cdot B_{k+2}}{L'_{k+1} \cdot C'_{k+2}}} = \sqrt{\frac{B_{k+1} \cdot B_{k+2}}{g_{k+1} \cdot g_{k+2}}} \quad (2.2-19)$$

Der eben berechnete Schaltungsausschnitt sieht dann so aus:

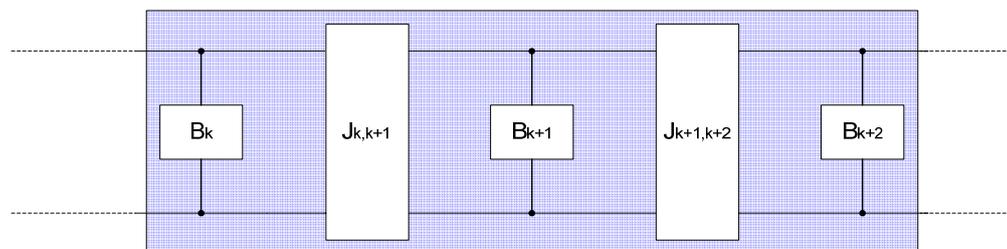


Abbildung 25 Herleitung J-Inverter 4

Als Ergebnis stellt sich heraus, das J-Inverter, unabhängig an welcher Stelle sie berechnet werden, immer mit der gleichen Rechenvorschrift berechnet werden können. Die gleiche Vorgehensweise ist auch für den ersten und letzten Inverter möglich, wo dann die Innen- und Lastleitwerte hinzukommen.

2.2.4.3. Praktische Realisierung

Es stellt sich nun die Frage, wie solch ein J-Inverter in der Praxis realisiert werden kann. Dazu gibt es den in unten stehender Abbildung gezeigten Vorschlag, der auf die Literaturangabe [10] Seite 437 zurückzuführen ist:

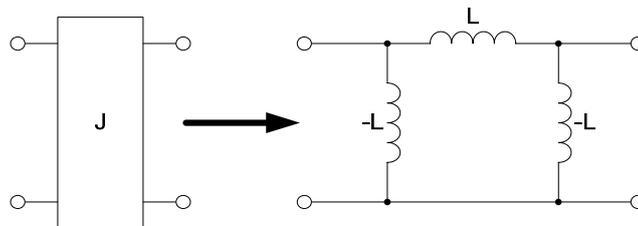


Abbildung 26 Ersatzschaltung eines J-Inverters

Der zu Grunde liegende J-Inverter kann aus dieser Beziehung berechnet werden:

$$J = \frac{1}{\omega \cdot L} \quad (2.2-20)$$

Eine weitere Darstellungsform aus der erwähnten Literaturangabe eines J-Inverters ist mit Hilfe von Leitungen mit einer elektrischen Länge Φ :

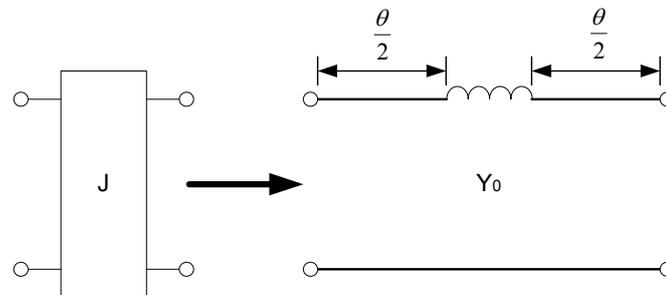


Abbildung 27 Praktische Realisierung eines J-Inverters

Mit Bezug auf diese Darstellung kann der J-Inverter aus der Wellenadmittanz Y_0 und der elektrischen Länge θ mit folgender Beziehung berechnet werden:

$$J = Y_0 \cdot \cot(\theta) \quad (2.2-21)$$

2.3. Das Comblin Filter

Laut den Spezifikationen, denen diese Diplomarbeit zu Grund liegt, ist ein Tschebyscheff-Bandpass als Comblin Filter realisiert gefordert. Dieser soll in diesem Kapitel näher erklärt werden. Um die Zusammenhänge besser erläutern zu können, wird zuerst die Grundfunktion erklärt, auf welche die Wirkungsweise des Comblin Filter zurückzuführen ist.

2.3.1. Einführung in Resonanzfilter

Bandpassfilter basieren häufig auf Strukturen, die unter bestimmten Bedingungen Resonanzverhalten aufweisen. Dazu zählen neben dem Parallel- oder Serienschwingkreis und den Hohlleitern auch Leitungen, die im folgenden Kapitel näher untersucht werden sollen.

2.3.1.1. Der Leitungsresonator

Das Grundprinzip von Resonanzfiltern kann auf verkoppelten Leitungsresonatoren basieren. Diese bestehen aus mehreren Leitungsstücken der Länge l , welche an dem einen Ende kurzgeschlossen sind, und an dem anderen Ende einen Leerlauf besitzen. Bei dieser Struktur bilden sich bei ungeraden Vielfachen von $\frac{\lambda_0}{4}$ Resonanzen, so das l , was der mechanischen Länge des Resonators entspricht, aus der Wellenlänge mit der folgenden Beziehung berechnet werden kann:

$$l = \frac{m \cdot \lambda_0}{4} \quad \text{für } m = 1, 3, 5, \dots \quad (2.3-1)$$

Ferner gilt für die sog. elektrische Länge folgende Berechnung:

$$\theta = \frac{l \cdot 2 \cdot \pi}{\lambda_0} \quad (2.3-2)$$

Ein einzelnes solches Leitungsstück mit der Wellenadmittanz Y_0 kann für $m=1$ so dargestellt werden:

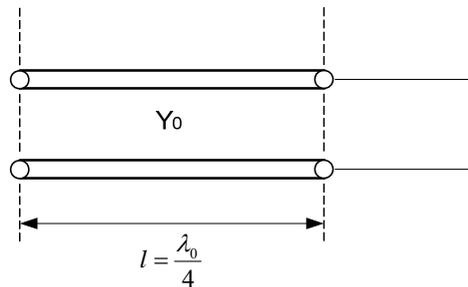


Abbildung 28 Leitungsresonator

Durch hinzuschalten eines Kondensators an dem offenen Ende der Leitung kann die mechanische Leitungslänge bis auf $l = \frac{\lambda_0}{8}$ verkürzt werden, so dass durch Variation der Kapazität die Resonanzfrequenz eingestellt werden kann. Bei der Erklärung dieser Resonatoren wird hier nur der Idealfall ohne Ein- und Auskopplung berücksichtigt.

Die neue Darstellung mit der zusätzlichen Kapazität sieht nun so aus:

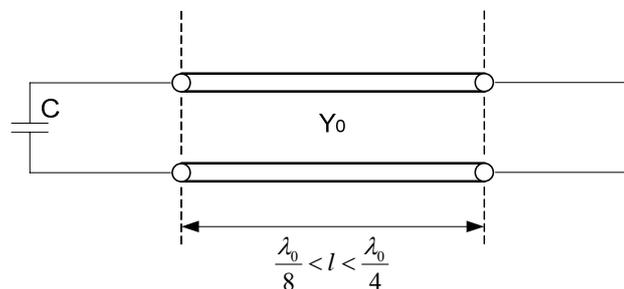


Abbildung 29 Leitungsresonator einstellbar

Als entsprechendes Ersatzschaltbild mit konzentrierten Bauelementen wird ein Parallelschwingkreis aus L , C und G herangezogen:

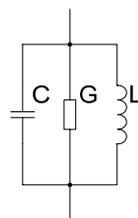


Abbildung 30 Parallelschwingkreis

Weitere Möglichkeiten einen solchen Resonator physikalisch zu realisieren bzw. darzustellen ist in folgender Abbildung zu erkennen:

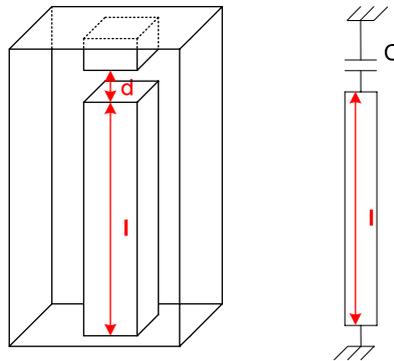


Abbildung 31 Leitungsresonator realisiert als Stab

Es ist jeweils ein Stab der Länge l zu sehen, der an dem unteren Ende kurzgeschlossen ist. Zwischen dem oberen Ende und dem Bezugspotential existiert im linken Teil der Abbildung ein Abstand d , welcher im rechten Teil der Abbildung mit einem Kondensator dargestellt wird. Durch verändern des Abstandes verändert sich die Kapazität C , und somit die Resonanzfrequenz des Resonators.

Im nun folgenden Kapitel wird erklärt, welche Effekte sich bei paralleler Verkopplung mehrerer solcher Leitungen ergeben.

2.3.1.2. Parallel verkoppelte Leitungsresonatoren

Wie in Kapitel 2.3.1.1 bereits erwähnt, ist eine wichtige Eigenschaft von Leitungen, dass sie wie Resonanzkreise wirken können. Durch Parallelschaltung mehrerer Leitungen ist es möglich, das Resonanzverhalten der Leitungen so auszunutzen, dass Bandpassfilter mit spezifizierten Eigenschaften entstehen. Ursache für eine gegenseitige Beeinflussung von parallel verkoppelten Leitungen ist eine durch den Abstand der Leitungen zueinander bestimmte magnetische bzw. induktive Kopplung (also der Wechselwirkungen der dort auftretenden Felder), die unter anderem auch das Resonanzverhalten

der Gesamtstruktur beeinflusst. Durch richtige Wahl dieser Abstände, der Leitungsabmessungen und der Kapazitäten ist es möglich dass die Gesamtstruktur das gewünschte Filterverhalten annimmt.

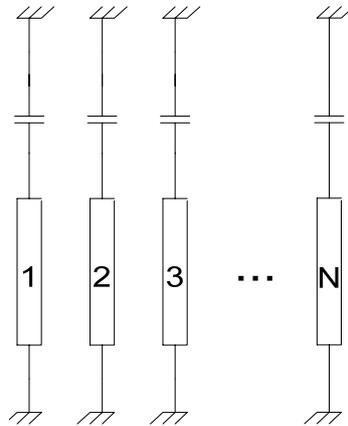


Abbildung 32 Parallel verkoppelte Leitungsresonatoren

In Abbildung 32 stellen die Elemente „1“ bis „N“ die erwähnten Leitungsresonatoren dar und die Abstände zwischen den Elementen symbolisieren eine induktive Verkopplung mit einer bestimmten Permeabilität. N entspricht hier der Ordnung der Struktur.

2.3.2. Modellierung des Comblin Filter

Durch Hinzufügen einer geeigneten Ein- und Auskopplung zur Abbildung 32 entsteht das sog. Comblin Filter, das in diesem Kapitel mit Ersatzschaltungen beschrieben und berechnet werden soll. Ziel soll es sein, einen Comblin Filter mit Hilfe der normierten Tiefpasselemente zu berechnen und zu Dimensionieren.

2.3.2.1. Eigenschaften des Comblin Filters

Die erwähnte radiale Ein- und Auskopplung ist mit je einem weiteren parallel zu den Resonatorstäben geschalteten Ein- und Auskoppelstab möglich. Es entsteht so der schematische Aufbau der physikalischen

Struktur des Comblin Filters nach Literatur [9], der in der nun folgenden Abbildung dargestellt ist:

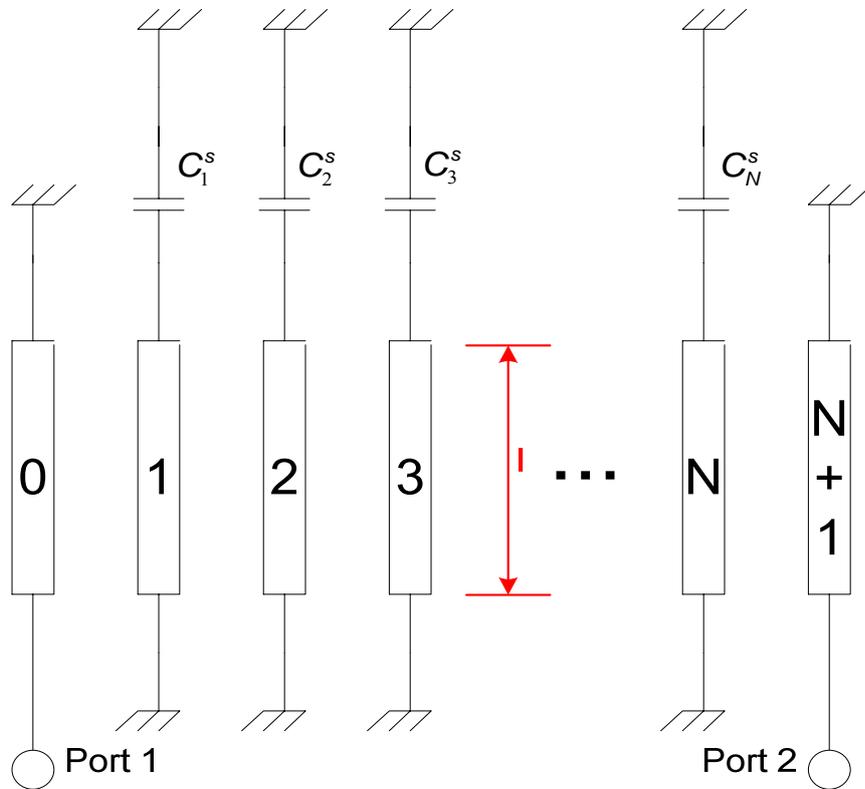


Abbildung 33 Physikalische Struktur des Comblin Filters (Schema)

Aufbauend auf dieser schematischen Darstellung kann nun die echte physikalische Struktur wie folgt dargestellt werden:

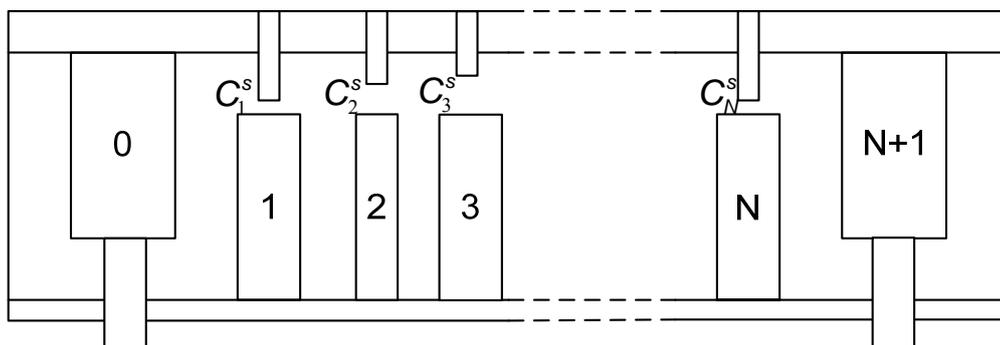


Abbildung 34 Physikalische Struktur des Comblin Filters

In dieser Abbildung ist sehr gut die in Abbildung 31 schon erwähnte Umsetzung der Resonatoren zu erkennen. Die Analogien zu der Abbildung 33 in Bezug auf die Ein- und Auskopplung sind auch sehr deutlich zu sehen.

Mit der physikalischen Struktur nach Abbildung 34 ist es möglich, das Verhalten von den in den vorherigen Kapiteln beschriebenen Analogen Filtern zu erreichen. Im Besonderen ist das mit den Filtern Butterworth und Tschebyscheff möglich. Welcher Filtertyp letztendlich entsteht, soll sich mit der Berechnung der normierten Tiefpasselemente entscheiden. Da für diese Arbeit ein Tschebyscheff-Filter gefordert war, wird auf das Butterworth-Filter an dieser Stelle nicht näher eingegangen.

Dieser Ansatz dient dann als Grundlage für die Berechnung und Dimensionierung des Comblin Filters.

Weitere Merkmale des Comblin Filters, die für die Dimensionierung sehr wichtig sind, können anhand des physikalischen Aufbaus basierend auf Literatur [9] und [10] hergeleitet werden:

- Die Resonatorstäbe 1 bis N können auch als Induktivitäten aufgefasst werden. Diese besitzen die Admittanzen Y_k^s , die je nach Größe Einfluss auf die Schwingkreisgüte, und somit auch auf die Güte des Filters haben. Ein hierfür in der Literatur vorgeschlagener Erfahrungswert für einen Resonatorstab liegt bei:

$$Y_k^s = \frac{1}{70\Omega} \quad \text{für } k=1\dots N \quad (2.3-3)$$

- Die Kapazitäten am Kopfende der Resonatorstäbe haben die Bezeichnung C_k^s , und werden aus der elektrischen Länge der Resonatorstäbe, der Bandmittenfrequenz und der eben angesprochenen Admittanz Y_k^s wie folgt berechnet:

$$C_k^s = \frac{Y_k^s}{\omega_0} \cdot \cot(\theta) \quad \text{für } k=1\dots N \quad (2.3-4)$$

- Die Admittanz des gesamten Schwingkreises bzw. des Leitungsresonators wird mit B_k^s gekennzeichnet, und so berechnet:

$$B_k^s = \frac{1}{2} \cdot Y_k^s \cdot (\cot(\theta) + \theta \cdot \csc^2(\theta)) \quad \text{für } k = 1 \dots N \quad (2.3-5)$$

Eben wurde beschrieben, dass ein Comblin Filter basierend auf normierten Tiefpasselementen dimensioniert werden soll. Deshalb wird im nun folgenden Kapitel eine Ersatzschaltung für den Comblin Filter aus der Schaltung der normierten Tiefpasselemente hergeleitet, um daraus zum einen konzentrierte Bauelemente und zum anderen Filterabmessungen zu berechnen.

2.3.2.2. Herleitung einer Ersatzschaltung

Zum Verständnis und zur Berechnung dieses Filters ist es hilfreich eine Ersatzschaltung zu verwenden. Eine solche kann sehr gut aus dem physikalischen Aufbau nach Abbildung 33 und Abbildung 34 abgeleitet werden. So können dann die oben beschriebenen Stäbe als auch die Kopplungen zwischen den Stäben als Induktivitäten, und die erwähnten Kapazitäten als Kapazität dargestellt werden. Nach Literatur [9] sieht die entsprechende Ersatzschaltung wie folgt aus:

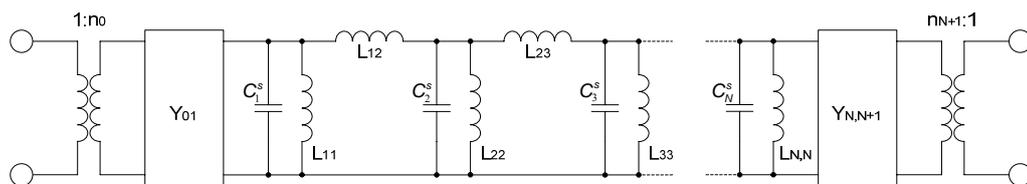


Abbildung 35 Ersatzschaltung des Comblin Filter mit L und C

Hierbei symbolisieren die Übertrager und die Admittanzen Y_{01} bzw. $Y_{N,N+1}$ die Ein- und Auskoppelmimik, $L_{k,k}$ und C_k^s die Parallelschwingkreise und die Induktivitäten $L_{k,k+1}$ die Kopplung zwischen die Leitungsresonatoren.

Zunächst wird ohne Berücksichtigung der Ein- und Auskopplung ein Weg aufgezeigt, mit dem es möglich ist, den Tiefpass-Prototypen in einen Combine Filter umzurechnen. Dazu wird sich wieder auf die Schaltung von Elementen des Tiefpass-Prototyps bezogen, die in eine Schaltung aus J-Invertern und Admittanzen umgewandelt wird:

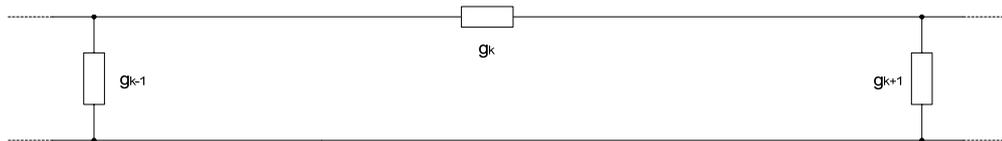


Abbildung 36 Herleitung Ersatzschaltung Combine Filter 1

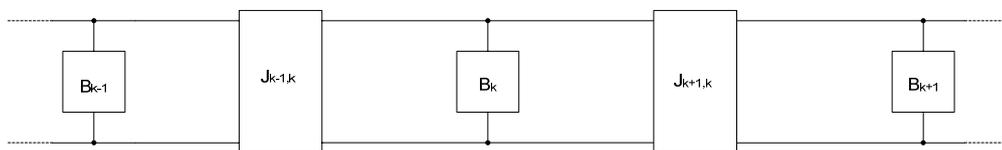


Abbildung 37 Herleitung Ersatzschaltung Combine Filter 2

Bei diesen beiden Abbildungen sind Analogien zwischen den normierten Elementen g_k und den Admittanzen B_k sowie zwischen der Verbindung (Kopplung) der Elemente und den J-Invertern zu erkennen. Somit entsteht eine reine Parallelstruktur. Die dargestellten Paralleladmittanzen B_k der Abbildung 37 können auch durch Parallelschwingkreise ersetzt werden:

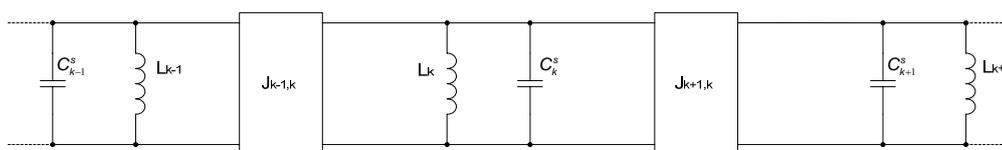


Abbildung 38 Herleitung Ersatzschaltung Combine Filter 3

Im nächsten Schritt wird der J-Inverter mit der in Abbildung 26 dargestellten Ersatzschaltung ersetzt:

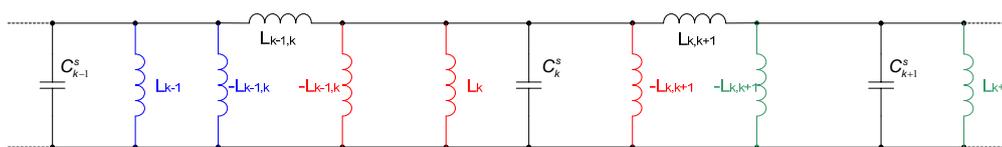


Abbildung 39 Herleitung Ersatzschaltung Combine Filter 4

Durch Zusammenfassen der farblich gleichen Induktivitäten zu einer Gesamtinduktivität ergibt sich der Mittelteil der Ersatzschaltung des Comblaine Filters:

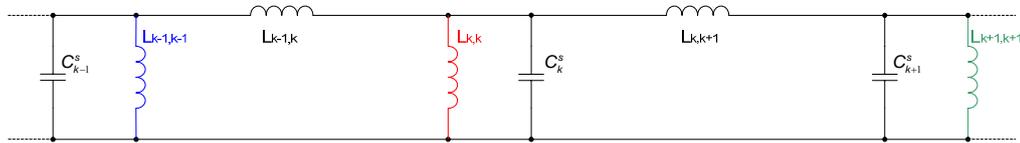


Abbildung 40 Ersatzschaltung Comblaine Filter

Die Herleitung der Ein- und Auskoppelmimik soll hier nicht weiter durchgeführt werden. Es ist nur zu beachten, dass die Ein- und Auskopplung senkrecht zur Achse der Ein- und Auskoppelstäbe stattfindet, und unter zu Hilfenahme von Übertragern und Koppeladmittanzen beschrieben werden kann.

Im nächsten Kapitel wird die in Abbildung 35 dargestellte Schaltung berechnet. Die Ergebnisse werden bei der Dimensionierung des Comblaine Filters in den darauf folgenden Kapiteln benötigt.

2.3.2.3. Mathematische Beschreibung

In diesem Kapitel wird nach Literatur [9] ein Weg zur Berechnung der eben hergeleiteten Ersatzschaltung des Comblaine Filters aufgezeigt. Dazu wird die nun folgende etwas andere Darstellung der Ersatzschaltung des Comblaine Filters verwendet. Hierbei werden die Induktivitäten der Schwingkreise und die der Kopplungen mit den Admittanzen $Y_{k,k}$ und $Y_{k,k+1}$ dargestellt:

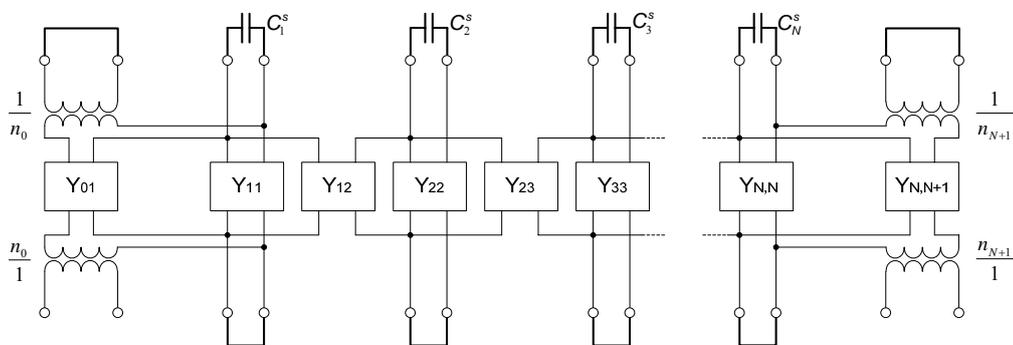


Abbildung 41 Ersatzschaltung des Comblaine Filter mit Admittanzen

Die Darstellung der Kapazitäten sowie der Ein- und Auskopplung mit den Koppeladmittanzen und Übertragern bleibt im Grunde erhalten.

Wie im vorherigen Kapitel gezeigt können die hier mit den Admittanzen $Y_{k,k+1}$ dargestellten Kopplungen mit J-Invertern berechnet werden. Die Berechnung dieser Inverter erfolgt nach der Formel (2.2-17) unter Verwendung der Admittanz der Leitungsresonatoren B_k^s und den normierten Tiefpasselementen g_k .

Zusätzlich wird der J-Inverter mit der aus der Formel (2.2-14) bekannten relativen Bandbreite w skaliert:

$$J_{k,k+1} = w \cdot \sqrt{\frac{B_k^s \cdot B_{k+1}^s}{g_k \cdot g_{k+1}}} \quad \text{für } k=1 \text{ bis } N-1 \quad (2.3-6)$$

Anschaulich ist somit leicht zu erkennen, dass die Admittanzen $Y_{k,k+1}$ die Kopplungen zwischen den Resonatoren darstellen, und demnach leicht aus den entsprechenden J-Invertern berechnet werden können:

$$Y_{k,k+1} = J_{k,k+1} \cdot \tan(\theta) \quad \text{für } k=1 \text{ bis } N-1 \quad (2.3-7)$$

Die Admittanzen $Y_{k,k}$ beziehen sich auf die Schwingkreise, und berechnen sich aus der Admittanz des Resonanzstabes Y_k^s und den dazu angrenzenden Kopplungen, also den dazu angrenzenden J-Invertern:

$$Y_{k,k} = Y_k^s - (J_{k-1,k} \cdot \tan(\theta) + J_{k,k+1} \cdot \tan(\theta)) \quad \text{für } k=2 \text{ bis } N-1 \quad (2.3-8)$$

Da auf die Admittanz des ersten und letzten Schwingkreises nur eine Kopplung einwirkt, berechnen sich diese so:

$$Y_{1,1} = Y_1^s - J_{1,2} \cdot \tan(\theta) \quad (2.3-9)$$

$$Y_{N,N} = Y_N^s - J_{N-1,N} \cdot \tan(\theta) \quad (2.3-10)$$

Für die Koppeladmittanzen der Ein- und Auskopplung sieht das etwas anders aus. Diese werden aus den normierten Tiefpasselementen, dem Skalierungsfaktor w und der Admittanz des einzelnen Leitungsresonators B_k^s berechnet:

$$Y_{01} = \frac{w \cdot B_1^s}{g_0 \cdot g_1} \quad (2.3-11)$$

$$Y_{N,N+1} = \frac{w \cdot B_N^s}{g_N \cdot g_{N+1}} \quad (2.3-12)$$

Um die Berechnung der Ein- und Auskopplung fertig zu stellen, müssen noch die Übertrager berechnet werden. Hierbei gehen die normierten Tiefpasselemente, der Skalierungsfaktor und die normierte Admittanz des einzelnen Leitungsresonators mit ein (Die Bezeichnung Y_A entspricht der sog. Port-Admittanz, auf die hier normiert wird - Bei 50Ω-Systemen ist dies $Y_A = \frac{1}{50\Omega}$):

$$n_0 = \sqrt{\frac{g_0 \cdot g_1}{w \cdot b_1^s}} \quad \text{wobei} \quad b_1^s = \frac{B_1^s}{Y_A} \quad (2.3-13)$$

$$n_{N+1} = \sqrt{\frac{g_N \cdot g_{N+1}}{w \cdot b_N^s}} \quad \text{wobei} \quad b_N^s = \frac{B_N^s}{Y_A} \quad (2.3-14)$$

Da jetzt Admittanzen vorhanden sind ist es sehr gut möglich die dazugehörigen Induktivitäten zu berechnen:

$$L_{k,k} = \frac{1}{\omega_0 \cdot Y_{k,k}} \cdot \tan(\theta) \quad \text{aus} \quad J = \frac{1}{\omega \cdot L} \quad \text{und} \quad J = Y \cdot \cot(\theta) \quad (2.3-15)$$

$$L_{k,k+1} = \frac{1}{\omega_0 \cdot Y_{k,k+1}} \cdot \tan(\theta) \quad \text{aus} \quad J = \frac{1}{\omega \cdot L} \quad \text{und} \quad J = Y \cdot \cot(\theta) \quad (2.3-16)$$

Als Ergebnis dieses Kapitels steht jetzt ein Compline Filter aus konzentrierten Bauelementen, also aus Induktivitäten und Kapazitäten zur Verfügung.

In den nächsten Kapiteln wird die spätere geforderte Struktur im Sinne von mechanischen Abmessungen der physikalischen Struktur berechnet. Dazu wird zuerst auf den verwendeten Leitungstyp eingegangen.

2.3.3. Leitungstechnik Stripline

Wie in den vorherigen Kapiteln schon gezeigt, können zur Realisierung von Bandpässen Leitungen verwendet werden, die Resonanzverhalten aufweisen können. Ein besonderer Typ von Leitungen ist neben der Microstrip die sog. Stripline. Dieser Typ soll hier näher erläutert werden.

2.3.3.1. Aufbau und Eigenschaften von Striplines

Die sog. Stripline ist eine Leitung mit einer bestimmten Länge, deren Kern sich zwischen zwei Flächen mit Bezugspotential befindet. Die nun folgenden Abbildungen stellen den Aufbau einer Stripline dar. Sie kann sich als Draufsicht des bereits erklärten Stabes der Länge l in einem metallischen Gehäuse vorgestellt werden:

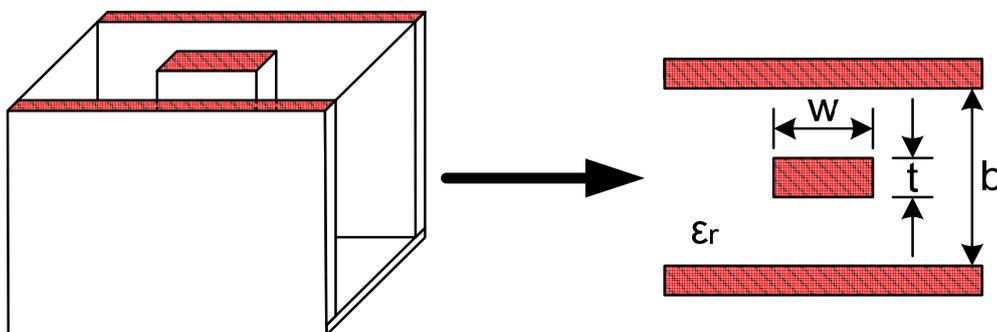


Abbildung 42 Einzelne Stripline

Im rechten Teil der Abbildung ist eine symmetrische Stripline zu sehen, die neben einer Leitungslänge (Stablänge) durch die Parameter W , t , b und ϵ_r bestimmt ist. Je nach Wahl dieser Parameter kann die Impedanz bzw. Admittanz dieser Leitung gezielt beeinflusst werden. Zur Bestimmung dieser Impedanzen ist es unter anderem möglich und

ausreichend, dies mit Hilfe des Diagramms aus Literatur [10] zu bestimmen. Dieses ist im Anhang zu finden und stellt das Verhältnis t/b in Abhängigkeit zum Verhältnis W/b dar.

2.3.3.2. Parallel verkoppelte Striplines

Auch mit diesem Leitungstyp ist eine Parallelschaltung der Innenleiter eingefasst zwischen Wänden mit Bezugspotential möglich. Dies sieht dann bei Striplines wie folgt aus:

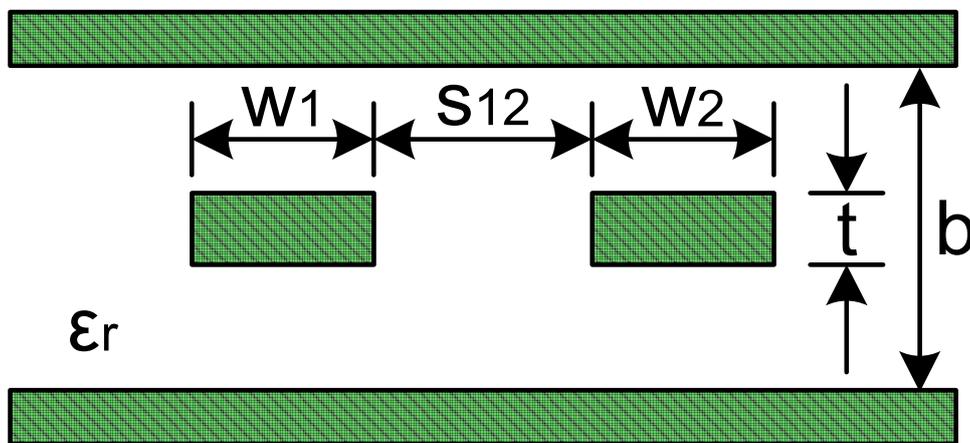


Abbildung 43 Verkoppelte Striplines

Diese Abbildung stellt zwei Stäbe der Länge l mit den dargestellten Dimensionen zwischen zwei Flächen mit Bezugspotential dar.

Wie schon beschrieben, lassen sich durch diese Parallelschaltung die Eigenschaften von Leitungen in Bezug auf das Resonanzverhalten ausnutzen und verbessern. Durch Parallelschaltung mehrerer Leitungen ist es ja möglich durch richtige Wahl der zu diesem Leitungstyp gehörenden Parametern Bandpassfilter mit spezifizierten Eigenschaften zu realisieren. Zu diesen Parameter gehören neben der Leitungslänge, wie in der obigen Abbildung dargestellt, die Breite der Stäbe W_k , die Tiefe der Stäbe t , der Abstand der Stäbe zueinander $S_{k,k+1}$ und der Gesamtabstand b .

2.3.3.3. Bestimmung von Striplineabmessungen

Bei näherer Betrachtung der obigen Abbildung lässt sich erkennen, dass sich dort Kapazitäten definieren lassen, die natürlich von den eben erwähnten Parametern abhängen. So können zum einen Kapazitäten zwischen den Resonatoren selber, und zum anderen zwischen den Resonatoren und den Außenwänden definiert werden. Dies ist in der folgenden Darstellung laut Literatur [10] zu sehen:

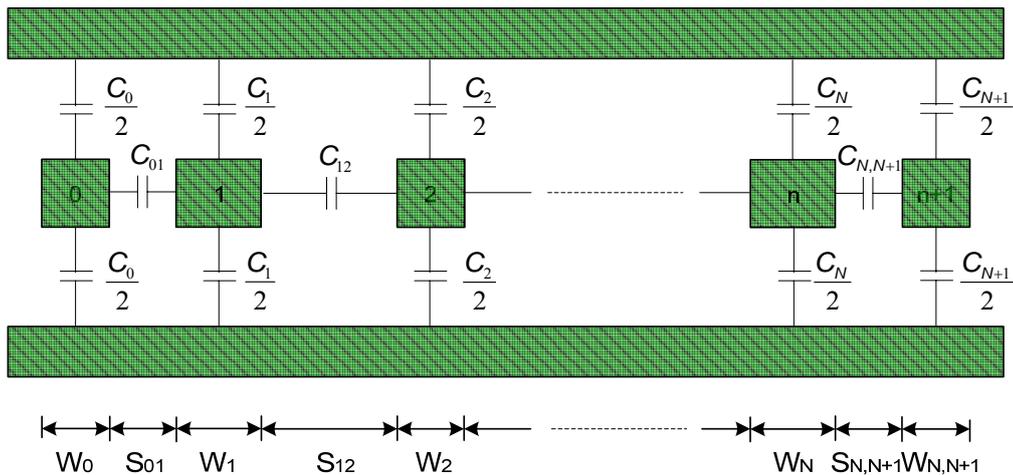


Abbildung 44 Ersatzkapazitäten verkoppelter Striplines

Im Umkehrschluss können durch Berechnung dieser Kapazitäten auf Basis der beschriebenen Ersatzschaltungen die Abmessungen der Stripline und somit des Combine Filters bestimmt werden. Die entsprechende Berechnung dazu wird nun mit Hilfe der folgenden schon bekannten Schaltung näher erläutert:

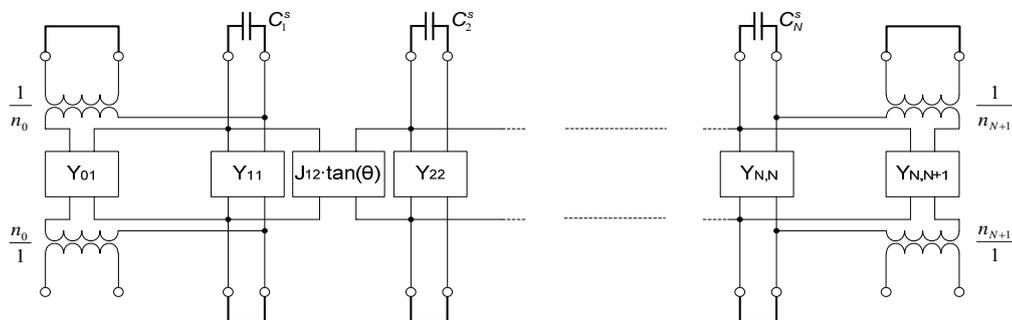


Abbildung 45 Ersatzschaltung des Combine Filter mit Admittanzen

Bei den nachfolgenden Formeln werden die abgebildeten J-Inverter nach Formel (2.3-6), die Resonatoradmittanzen nach Formel (2.3-3) und die Admittanzen der Formeln (2.3-11) und (2.3-12) mit der Normierung auf die Portadmittanz $Y_A = \frac{1}{50\Omega}$ verwendet.

Zuerst werden nach Literatur [10] Seite 498 die Kapazitäten pro Längeneinheit $\frac{C_k}{\varepsilon}$ mathematisch bestimmt:

Die Kapazitäten C_0 und C_{N+1} an den Ein- und Auskoppelstäben sind unter anderem von den Admittanzen dieser Stäbe Y_{01} und $Y_{N,N+1}$ abhängig:

$$\frac{C_0}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{Y_{01}}{Y_A}}\right) \quad (2.3-17)$$

$$\frac{C_{N+1}}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{Y_{N,N+1}}{Y_A}}\right) \quad (2.3-18)$$

Bei den Kapazitäten C_1 und C_N gehen unter anderem die Admittanz Y_k^s der Resonatorstäbe selber, die Kopplungen zum Ein- bzw. Auskoppelstab sowie die Kopplung zum jeweils nächsten Resonatorstab mit ein:

$$\frac{C_1}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(\frac{Y_1^s}{Y_A} - 1 + \frac{Y_{01}}{Y_A} - \frac{J_{12}}{Y_A} \cdot \tan(\theta)\right) + \frac{C_0}{\varepsilon} \quad (2.3-19)$$

$$\frac{C_N}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(\frac{Y_N^s}{Y_A} - 1 + \frac{Y_{N,N+1}}{Y_A} - \frac{J_{N-1,N}}{Y_A} \cdot \tan(\theta)\right) + \frac{C_{N+1}}{\varepsilon} \quad (2.3-20)$$

Alle weiteren Kapazitäten sind unter anderem von der Admittanz Y_k^s der Resonatorstäbe und den Kopplungen zu den jeweils angrenzenden Resonatorstäben abhängig:

$$\frac{C_k}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(\frac{Y_k^s}{Y_A} - \left(\frac{J_{k-1,k}}{Y_A} + \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right) \cdot \tan(\theta) \right) \text{ für } k = 2 \text{ bis } N-1 \quad (2.3-21)$$

Als nächstes werden die Koppelkapazitäten pro Längeneinheit $\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon}$ zwischen den Resonatoren berechnet. Diese werden zum einen für die Ein – und Auskopplung wie folgt berechnet:

$$\frac{C_{01}}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} - \frac{C_0}{\varepsilon} \quad (2.3-22)$$

$$\frac{C_{N,N+1}}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} - \frac{C_{N+1}}{\varepsilon} \quad (2.3-23)$$

Alle weiteren Koppelkapazitäten hängen natürlich von den entsprechenden J-Invertern ab, und werden auch entsprechend berechnet:

$$\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon} = \frac{377\Omega \cdot Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \cdot \tan(\theta) \right) \text{ für } k = 1 \text{ bis } N-1 \quad (2.3-24)$$

Nun ist es möglich mit den Koppelkapazitäten $\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon}$ die Koppelabstände $S_{k,k+1}$ zu bestimmen. Dies kann direkt mit einem im Anhang befindlichen Diagramm (Nach Literatur [10] Seite 188) erfolgen, was $\frac{\Delta C}{\varepsilon}$ in Abhängigkeit von S / b darstellt. Dabei gilt.

$$\frac{\Delta C}{\varepsilon} = \frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon} \text{ für } k = 0 \text{ bis } N$$

Für die Bestimmung der Breite der Resonatorstäbe W_k ist es nach dem in der Literatur [10] aufgezeigten Weg nicht ausreichend lediglich die Kapazitäten C_k zu verwenden. Zusätzlich müssen die Kapazitäten an den Ecken bzw. Kanten der Stäbe berücksichtigt werden. Dazu soll nun die Betrachtung der physikalischen Struktur mit Ersatzkapazitäten verfeinert werden. Dies ist möglich, wenn sich auf die Verteilung des elektrischen Feldes in dieser Struktur bezogen wird (dies entspricht der

bereits erwähnten Struktur von Punktladungen zwischen zwei Platten und den daraus resultierenden Effekten). So treten zwischen Flächen unterschiedlicher Potentiale elektrische Felder im even mode und odd mode auf. Darauf basierend sind die sog. „fringing capacitances“ von besonderer Bedeutung, die hier näher beschrieben werden sollen.

In der folgenden Abbildung sind nach Literatur [10] diese Kapazitäten entsprechend den Feldverläufen an den bedeutendsten Stellen angeordnet:

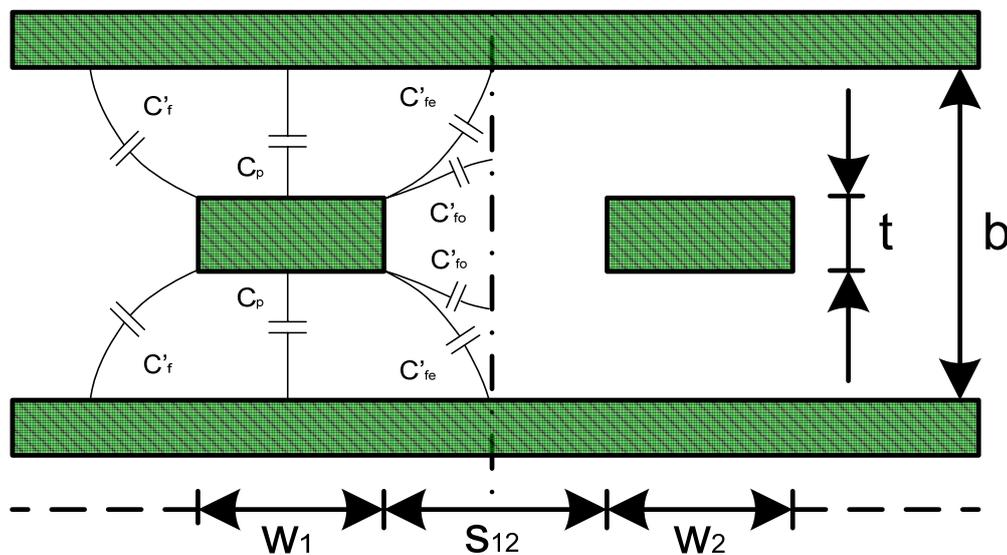


Abbildung 46 fringing capacitances verkoppelter Striplines

Bei genauerer Betrachtung dieser Abbildung ist sehr gut zu erkennen, dass die Kapazität C'_f von t und b abhängt, während die Kapazitäten C'_{fe} und C'_{fo} von S und b abhängen. Daraus resultiert, dass mit dem Verhältnis t / b und den eben bestimmten Abständen $S_{k,k+1}$ die fringing capacitances zur Berechnung der Abmessung W_k bestimmt werden können. Im Anhang sind dazu Diagramme (Nach Literatur [10] Seite 188 bis 190) zu finden, die die folgenden Grafen abbilden:

- C'_f in Abhängigkeit von t / b
- C'_{fe} in Abhängigkeit von S / b
- C'_{fo} in Abhängigkeit von S / b

Da jetzt diese Kapazitäten bestimmt werden können, ist es nach Literatur [10] möglich die Resonatorabmessungen W_k zu berechnen.

Für die Ein- Auskoppelstäbe kann dies mit folgenden Formeln durchgeführt werden:

$$\frac{W_0}{b} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{t}{b}\right) \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{C_0}{\varepsilon}\right) - \frac{C'_f}{\varepsilon} - \frac{(C'_{fe})_{0,1}}{\varepsilon} \right] \quad (2.3-25)$$

$$\frac{W_{N+1}}{b} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{t}{b}\right) \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{C_N}{\varepsilon}\right) - \frac{C'_f}{\varepsilon} - \frac{(C'_{fe})_{N,N+1}}{\varepsilon} \right] \quad (2.3-26)$$

Alle anderen Resonatorstabweiten werden mit dieser Formel berechnet:

$$\frac{W_k}{b} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{t}{b}\right) \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{C_k}{\varepsilon}\right) - \frac{(C'_{fe})_{k-1,k}}{\varepsilon} - \frac{(C'_{fe})_{k+1,k}}{\varepsilon} \right] \quad \text{für } k=1 \text{ bis } N \quad (2.3-27)$$

Damit die in diesem Kapitel beschriebenen Berechnungen durchgeführt werden können, muss noch das Verhältnis t / b festgelegt werden. Dieses Verhältnis hat, wie bereits erwähnt Einfluss auf die Impedanz bzw. Admittanz Y_k^s der Stripline. Deshalb wird dieses Verhältnis auch über die Impedanzbetrachtung der Stripline festgelegt.

Dies ist zum Beispiel mit einem in Kapitel 9.1.4 befindlichen Diagramm (Nach Literatur [10] Seite 170) möglich, was das Verhältnis t / b in Abhängigkeit von W / b für verschiedene Leitungsimpedanzen darstellt.

Es zeichnen sich schon hier erhebliche Probleme beim Bestimmen der Abmessungen ab, da diese sehr stark voneinander abhängen. Deshalb wird im nächsten Kapitel auf den Ablauf der Dimensionierung eines in Stripline-Technologie zu entwerfenden Combine Filters eingegangen.

2.3.4. Dimensionierung des Comblin Filters

In diesem Kapitel sollen alle bisher dargestellten Informationen anhand der Dimensionierung des Comblin Filters zusammengefasst werden. Es ergibt sich so ein Weg, mit dem im nächsten Kapitel ein Comblin Filter nach den theoretischen Vorgaben zunächst mit radialer Ein- und Auskopplung realisiert wird.

In der folgenden Abbildung ist die Draufsicht des zu entwerfenden Comblin Filters mit allen zu bestimmenden Maßen zu sehen:

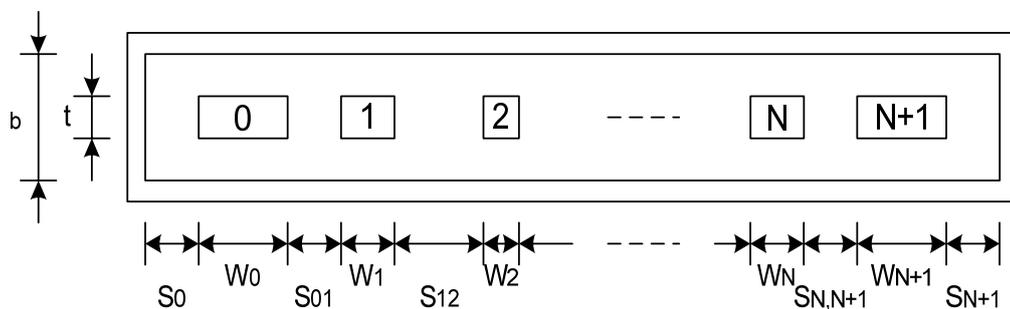


Abbildung 47 Draufsicht des zu konstruierenden Filters

Die Seitenansicht des Filters mit allen Maßen kann so dargestellt werden:

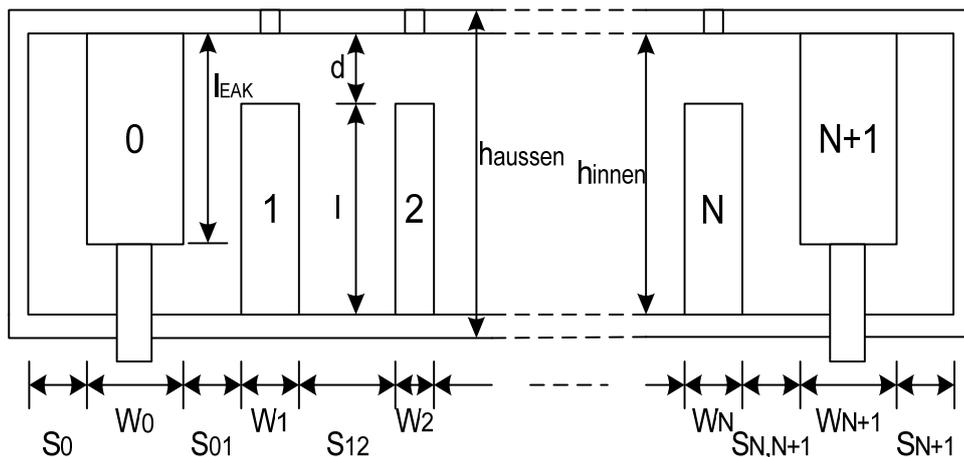


Abbildung 48 Seitenansicht des zu konstruierenden Filters

Und somit kann für die Auslegung eines Comblinle Filters folgende Verfahrensanweisung angewendet werden:

I. Bestimmung der Filterparameter:

- 1) Berechnung der Restwelligkeit mit der Formel (2.1-19)
- 2) Bestimmung der Ordnung:
 - a) Bandmittenfrequenz aus den spezifizierten Eckfrequenzen mit der Formel (2.2-13) berechnen.
 - b) Relative Bandbreite aus den spezifizierten Eckfrequenzen und der Bandmittenfrequenz mit der Formel (2.2-14) berechnen.
 - c) Eine spezifizierte Kreisfrequenz mit einer Durchlassdämpfung auswählen / festlegen.
 - d) Entsprechende Transformation mit der Formel (2.2-12) durchführen.
 - e) Entsprechend des Ergebnisses der vorherigen Punkte ein Diagramm zur Bestimmung der Ordnung auswählen, und eine ganzzahlige aufgerundete Ordnung N festlegen.

II. Bestimmung der Abmessungen des Filters

- 1) Festlegung der elektrischen und mechanischen Länge l der Leitungsresonatoren – Vergleich mit Formel (2.3-1), Formel (2.3-2) und Abbildung 29.

- 2) Berechnung der normierten Tiefpasselemente g_k nach Formel (2.2-2) bis Formel (2.2-8) für $k = 0$ bis $N+1$.
- 3) Berechnung der konzentrierten Bauelemente
 - a) Admittanz der Resonatorstäbe ist bestimmt durch Formel (2.3-3), und ist gleich für $k = 1$ bis N .
 - b) Kapazität nach Formel (2.3-4) für $k = 1$ bis N berechnen.
 - c) Admittanz der Schwingkreise nach Formel (2.3-5) für berechnen für $k = 1$ bis N
 - d) J-Inverter nach Formel (2.3-6) für $k = 1$ bis $N-1$ berechnen.
 - e) Admittanzen mit den Formeln (2.3-7) bis (2.3-12) berechnen für $k = 0$ bis $N+1$.
 - f) Ein- und Auskoppelübertrager mit der Formel (2.3-13) und der Formel (2.3-14) berechnen.
 - g) Induktivitäten mit der Formel (2.3-15) für $k = 1$ bis N und mit Formel (2.3-16) für $k = 1$ bis $N-1$ berechnen.
- 4) Bestimmung der Striplineabmessungen
 - a) Berechnung der Ersatzkapazitäten C_k mit den Formeln (2.3-17) bis (2.3-21) für $k = 0$ bis $N+1$.
 - b) Berechnung der Ersatzkapazitäten $C_{k,k+1}$ mit den Formeln (2.3-22) bis (2.3-24) für $k = 0$ bis N .

- c) Bestimmung der Striplineabmessungen (Vergl. Abbildung 44). Die Vorgehensweise gemäß Kapitel 2.3.3.3 ist in folgender Abbildung dargestellt:

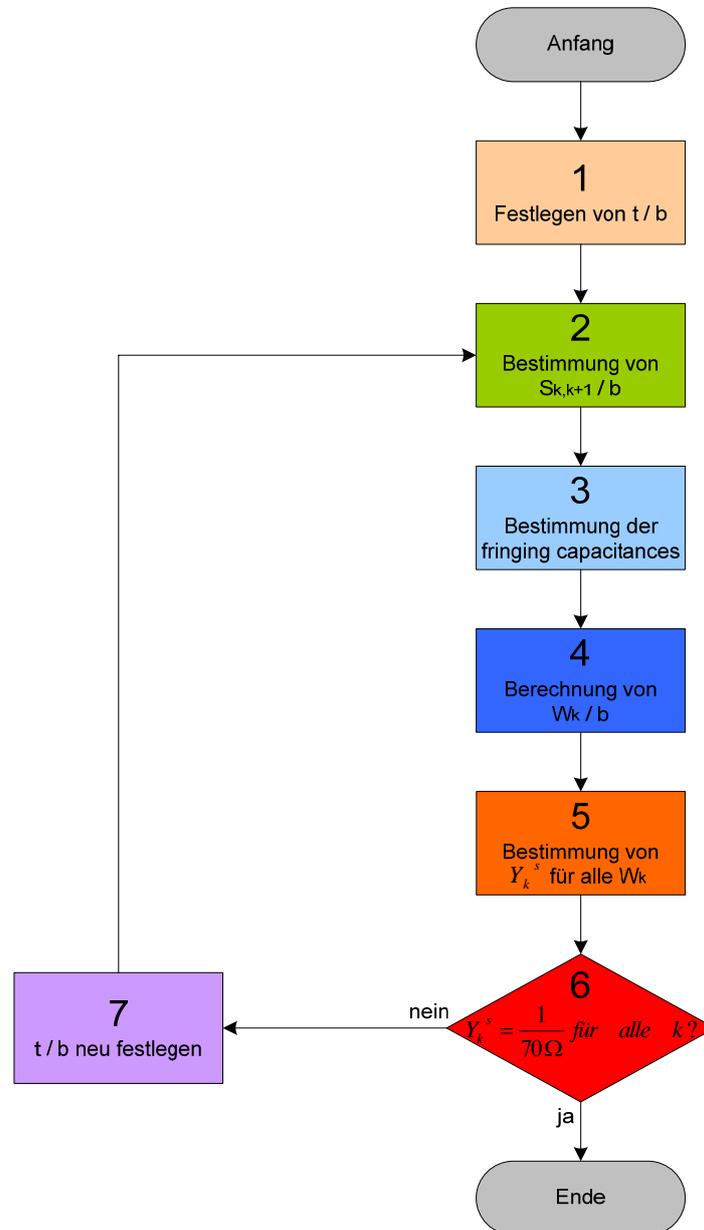


Abbildung 49 Ablauf Striplinedimensionierung

- d) Die Bestimmung aller anderen Abmessungen basiert nicht auf den in den bisherigen Kapiteln beschriebenen theoretischen Grundlagen und wird im nächsten Kapitel bei der Realisierung des geforderten Compline Filters beschrieben.

3. Realisierung des Comblin Filters

Nach der Beschreibung der benötigten Grundlagen zum Comblin Filter geht es nun darum, ein solches Filter zu entwerfen, das spezifizierte Eigenschaften einhalten muss.

Diese Spezifikationen werden im nächsten Kapitel aufgelistet.

3.1. Geforderte Spezifikationen

In diesem Kapitel werden die wichtigsten zu erfüllenden Spezifikationen aufgelistet, wobei zwischen elektrischen und mechanischen Anforderungen unterschieden wird.

3.1.1. Elektrische Spezifikationen

Es werden nun die elektrischen Spezifikationen aufgelistet:

- Tschebyscheff-Bandpass-Filter
- Bandmittenfrequenz: 11GHz
- Untere Grenzfrequenz: 10,5GHz
- Obere Grenzfrequenz: 11,5GHz
- Restwelligkeit und Dämpfung von im Durchlassband:
10,5GHz bis 11,5GHz: 0,3dB
- Dämpfung von S_{11} bzw. S_{22} (in dB) im Durchlassband:
10,5GHz bis 11,5GHz: 23dB
- Dämpfungen von S_{21} bzw. S_{12} (in dB) im Sperrband:
12,465GHz: 40dB
13,255GHz: 60dB
- Gruppenlaufzeit im Durchlassband:
10,5GHz bis 11,5GHz: 0,05ns / 112MHz
- Betriebstemperaturbereiche
Einhaltung der Spezifikationen: -25°C bis +80°C
Ohne Defekte bis: -40°C bis +85°C

3.1.2. Mechanische Spezifikationen

Es werden nun die mechanischen Spezifikationen aufgelistet:

- Ein- und Auskopplung: 50 Ω SMA Buchse - axial
- Gewicht: <50g
- Größe 60mm x 24mm x 18mm
- Material Alu versilbert
- Entlüftung: Bohrung \geq 0,5mm

3.2. Auslegung des Comblin Filters

Das Ziel dieses Kapitels ist es, einen Comblin Filter so zu entwerfen, dass die oben aufgeführten Spezifikationen eingehalten werden. Dazu wird der Ablauf nach Kapitel 2.3.4 verwendet, wodurch zunächst ein Comblin Filter mit radialer Ein- und Auskopplung entsteht. Nach diesem Dimensionierungsprozess wird dieser Filter dann auf axiale Ein- und Auskopplung umgerüstet, und mit Simulationstools simuliert und optimiert. Zusätzlich zu der erwähnten Verfahrensanweisung werden im Laufe dieses Kapitels Simulationen, Berechnungen und Experimente durchgeführt, die einige Zusammenhänge näher erläutern sollen, um eine bestmögliche Filterdimensionierung zu erhalten. Eine entsprechende Begründung hierzu wird im Laufe dieses Kapitels erfolgen.

Im nächsten Kapitel werden nun zunächst die Filterparameter bestimmt.

3.2.1. Bestimmung der Filterparameter

In diesem Kapitel werden alle für den weiteren Konstruktionsprozess nötigen Filterparameter bestimmt. Dazu zählt zum einen die Restwelligkeit im Durchlassband, die sich dadurch berechnen lässt, dass das Filter in erster Näherung die Eigenschaft der Verlustlosigkeit aufweist. Und zum anderen die Ordnung, die unter Zuhilfenahme einer spezifizierten Sperrdämpfung bestimmt werden kann.

3.2.1.1. Berechnung von S_{21}

Neben dem S-Parameter S_{11} , der schon durch die Spezifikationen mit 23dB für das Durchlassband vorgegeben ist, muss der dazugehörige S-Parameter S_{21} , also die Restwelligkeit im Durchlassband, berechnet werden. Dazu wird zunächst S_{11} vom logarithmischen Maß ins lineare Maß umgerechnet:

$$S_{11dB} = -20 \cdot \log|S_{11}| = 23dB$$

$$\Rightarrow |S_{11}| = 10^{-\frac{23}{20}} = 0,071$$

Dann wird der Betrag von S_{21} im Durchlassband mit der Formel (2.1-19) berechnet:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$$

$$\Rightarrow |S_{21}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} = 0,997$$

Danach folgt lediglich die Umrechnung von S_{21} in dB:

$$S_{21dB} = -20 \cdot \log|S_{21}| = 0,022dB$$

Dieser Wert entspricht der Restwelligkeit von S_{21} im Durchlassband. Nach den Spezifikationen ist für die Restwelligkeit und für die Verluste ein maximaler Wert von 0,3dB zulässig.

Im nächsten Kapitel wird die noch fehlende Filterordnung bestimmt.

3.2.1.2. Bestimmung der Ordnung

Die nächste wichtige zu bestimmende Größe ist die Ordnung. Hierfür werden die Eckfrequenzen, die Resonanzfrequenz und eine Frequenz, die die Flankensteilheit vorgibt, verwendet.

Zur Bestimmung der Ordnung wird nun die Tiefpass-Bandpass-Transformation mit den Formeln (2.2-13), (2.2-14) und (2.2-12) unter Verwendung der angegebenen Spezifikationen durchgeführt:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = \frac{2 \cdot \omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega_3 - \omega_0}{\omega_0} \right) = \frac{2 \cdot f_0}{f_2 - f_1} \left(\frac{f_3 - f_0}{f_0} \right)$$

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = \frac{2 \cdot 11\text{GHz}}{11,5\text{GHz} - 10,5\text{GHz}} \left(\frac{12,465\text{GHz} - 11\text{GHz}}{11\text{GHz}} \right) \quad \text{mit} \quad \begin{cases} f_1 = 10,5\text{GHz} \\ f_0 = 11\text{GHz} \\ f_2 = 11,5\text{GHz} \\ f_3 = 12,465\text{GHz} \end{cases}$$

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = 2,930$$

Die Dämpfung bei der Frequenz f_3 beträgt laut den Spezifikationen $L_{A3}=40\text{dB}$, so dass nun mit diesen Ergebnissen in der folgenden Abbildung eine Ordnung abgelesen werden kann:

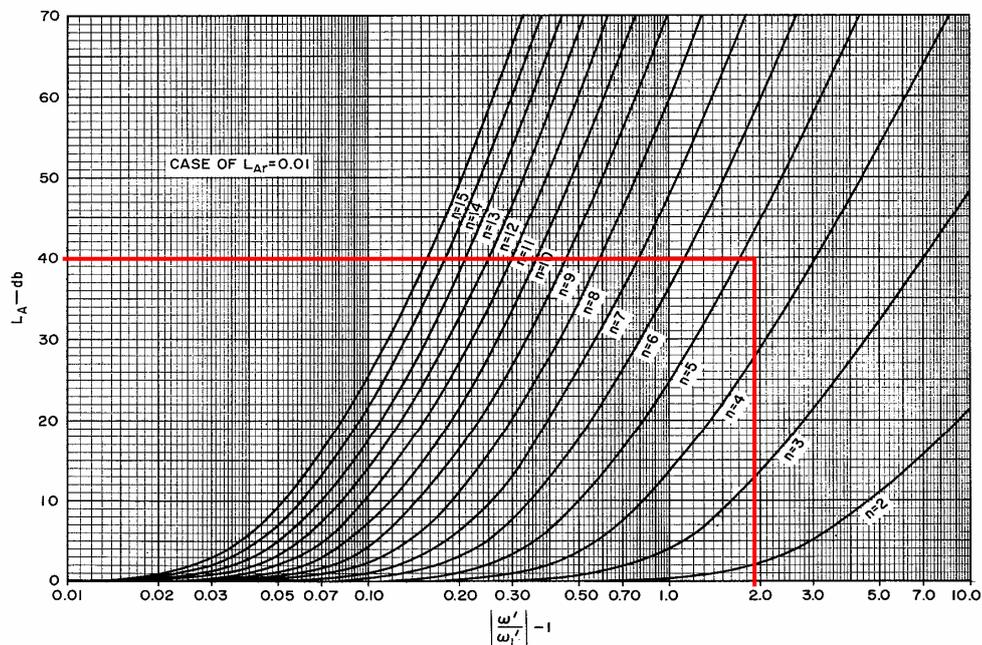


Abbildung 50 Bestimmung der Ordnung des Comblin Filters

Bei dem eben verwendeten Diagramm handelt es sich um das Diagramm für die Tschebyscheff-Filter mit einer Restwelligkeit von $0,01\text{dB}$. Dieser Wert ist ausreichend, da für den zu entwerfenden Filter eine Restwelligkeit von $0,022\text{dB}$ berechnet wurde. In dieser Abbildung zeichnet sich nun eine Auswahlmöglichkeit der Ordnung ab. Sie muss nämlich > 4 gewählt werden.

Im nächsten Kapitel wird nun untersucht werden, welchen Einfluss der Grad der Ordnung auf die Filtereigenschaften hat, und was bei der richtigen Wahl der Filterordnung zu beachten ist

3.2.2. Einfluss der Ordnung auf die Filtereigenschaften

In diesem Kapitel wird experimentell untersucht, wie sich der Grad der Ordnung auf die Filtereigenschaften auswirkt. Im speziellen ist damit die Bandbreite (bei S_{21}), Flankensteilheit (bei S_{21}), Anpassung (bei S_{11}) und die Gruppenlaufzeit gemeint. Zur Untersuchung dieser Frage wurden Tschebyscheff-Bandpässe auf Basis von Parallel- und Serienschwingkreise mit verschiedenen Ordnungen realisiert und mit dem Simulationsprogramm „filter solutions“ erzeugt, simuliert und verglichen.

3.2.2.1. Programmeinstellungen von „filter solutions“

Zuerst werden in diesem Kapitel die wichtigsten Programmeinstellungen erklärt werden. Danach wird auf die Simulationsergebnisse eingegangen. Die nun folgende Abbildung zeigt die Programmoberfläche des Programms „filter solutions“ [12]:

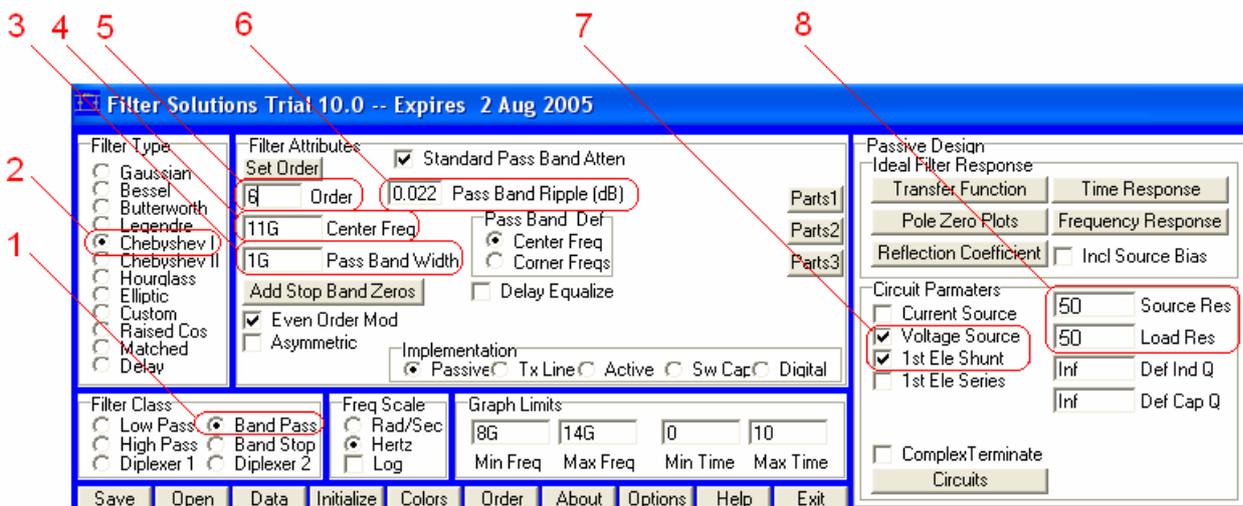


Abbildung 51 Programmoberfläche filter solutions

Die in obiger Abbildung markierten Bereiche veranschaulichen die wichtigsten Programmeinstellungen. Dabei müssen das Filterverhalten (1), der Filtertyp (2), die Bandbreite (3), die Bandmittenfrequenz (4), die Restwelligkeit (6), die Schaltungseigenschaften (7) und die Anpassung (8) in der dargestellten Weise festgelegt werden. Die Ordnung wird für diesen Versuch ganzzahlig zwischen 4 und 8 variiert (5).

Die Schaltung, die durch diese Einstellungen geliefert wird sieht wie folgt aus:

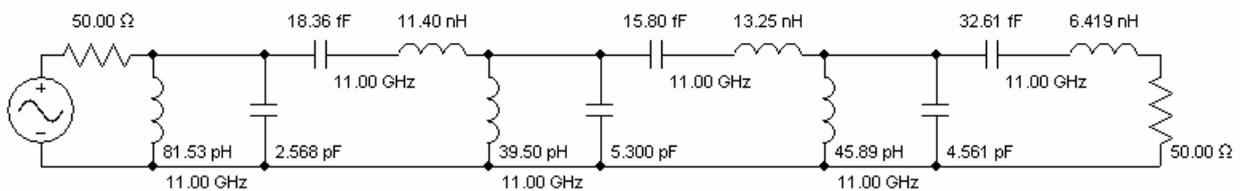


Abbildung 52 Automatisch erzeugte Schaltung mit filter solutions

Bei Betrachtung der Schaltung sind drei Parallelschwingkreise und drei Serienschwingkreise, wie sie in der Theorie beschrieben wurden, zu sehen. Die Anpassung erfolgt an den beiden Toren mit 50Ω . Im nächsten Kapitel werden zur Klärung der beschriebenen Frage der Grad der Ordnung ganzzahlig von 4 auf 8 sowie die Bandbreite verändert. Die Simulationsergebnisse werden dann miteinander verglichen.

3.2.2.2. Vergleich der verschiedenen Filter

Die Bandpässe mit den Ordnungen 4 bis 8 werden in diesem Kapitel in Bezug auf Flankensteilheit und Gruppenlaufzeit miteinander verglichen. Das Ziel dieser Untersuchung soll es sein, zu erkennen, auf welche Eigenschaften und Parameter bei der Auslegung des Filters zu achten ist.

Zunächst wird in der folgenden Darstellung der Einfluss der Ordnung auf die Gruppenlaufzeit abgebildet:

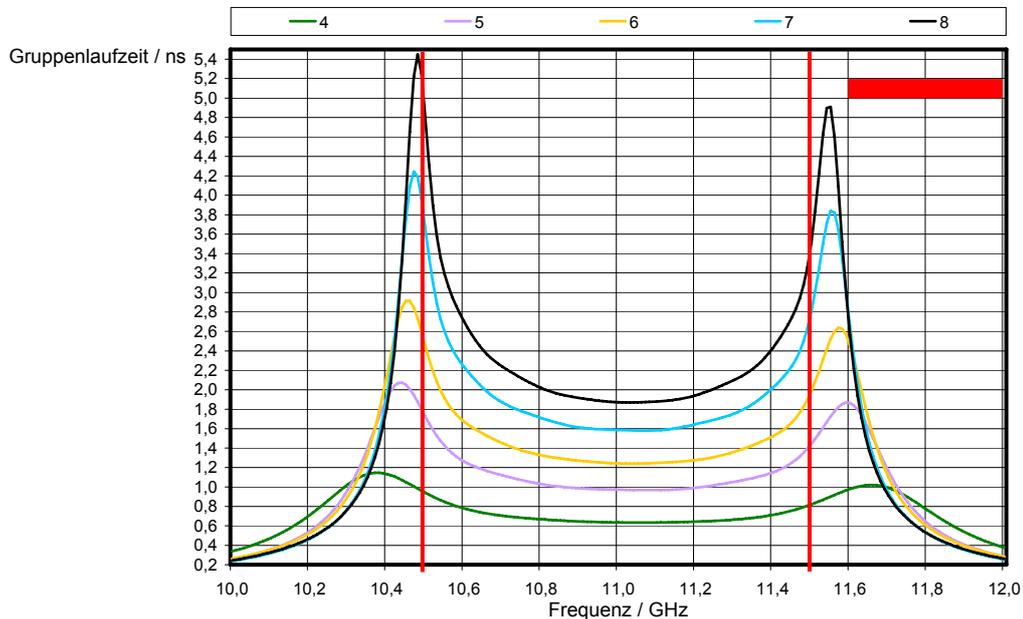


Abbildung 53 Gruppenlaufzeit versus Frequenz für verschiedene Ordnungen

In dieser Abbildung sind folgende Eigenschaften zu erkennen:

- Die senkrechten roten Linien kennzeichnen die spezifizierte Bandbreite (dies entspricht: 10,5GHz bis 11,5GHz).
- Der rechts oben abgebildete rote Block kennzeichnet einen Bereich innerhalb der sich die Gruppenlaufzeit verändern darf (dies entspricht: 0,05ns / 112MHz - wegen einer besseren Darstellung jedoch: 0,2ns / 400MHz).
- Die Steigung der Funktionen innerhalb der beiden senkrechten Linien verändert sich proportional mit der Ordnung → Je höher die Ordnung gewählt wird umso größer werden die linearen Verzerrungen. Das heißt, dass mit zunehmender Flankensteilheit die linearen Verzerrungen in diesem Bereich zunehmen.
- Bei allen Funktionen wird die geforderte Gruppenlaufzeit nur im Bereich von 10,8GHz bis 11,2GHz erreicht.

Bei der Entscheidung über die richtige Wahl der Ordnung ist eine Tendenz eher in Richtung geringerer Ordnung zu erkennen, wobei hierdurch alleine die geforderte Gruppenlaufzeit nicht erreicht werden kann.

Deshalb soll nun versucht werden, durch eine höhere Bandbreite ein besseres Ergebnis zu erreichen. Diese Untersuchung soll anhand von S_{21} durchgeführt werden:

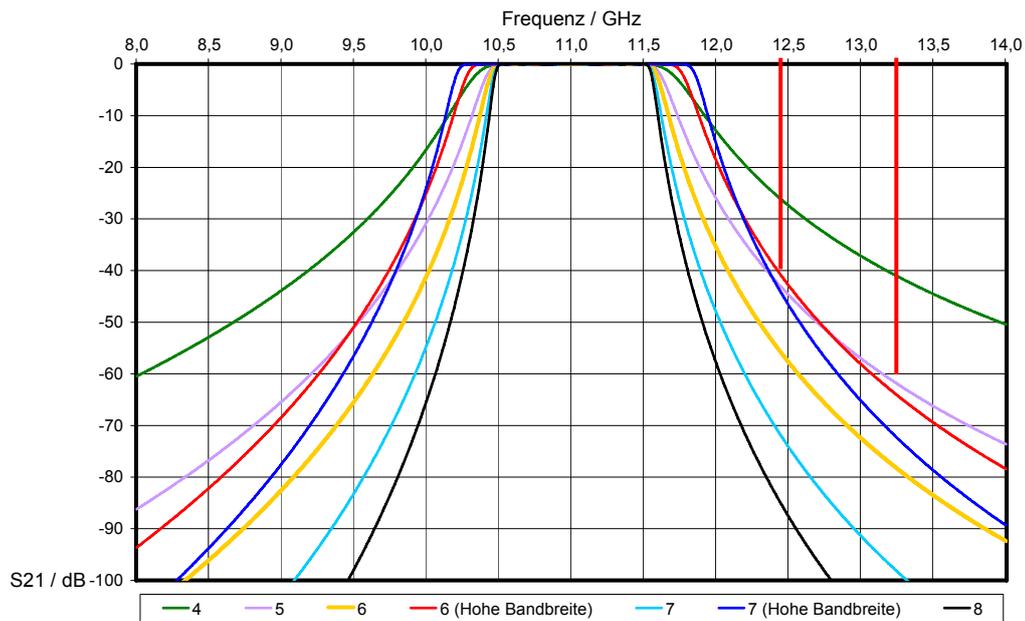


Abbildung 54 S_{21} / dB versus Frequenz für verschiedene Ordnungen

Es ist zu sehen, dass der Filter der Ordnung 4 wie zu erwarten die Spezifikationen an den Stellen mit den senkrechten roten Linien nicht erfüllt. Der Filter der Ordnung 5 erfüllt dieses Kriterium, es ist aber keine Erhöhung der Bandbreite mehr möglich, um die Gruppenlaufzeit im spezifizierten Bereich zu verbessern. Dies ist aber bei den Filtern der Ordnung 6 (wurde auf eine Bandbreite von 1,3GHz ausgelegt), der Ordnung 7 (wurde auf eine Bandbreite von 1,5GHz ausgelegt) und der Ordnung 8 (wurde aus Gründen der bisher gewonnen Informationen bezüglich Gruppenlaufzeit nicht verändert) möglich.

Im nächsten Diagramm werden die aussichtsreichsten Filter erneut dargestellt und in Bezug auf die Gruppenlaufzeit analysiert:

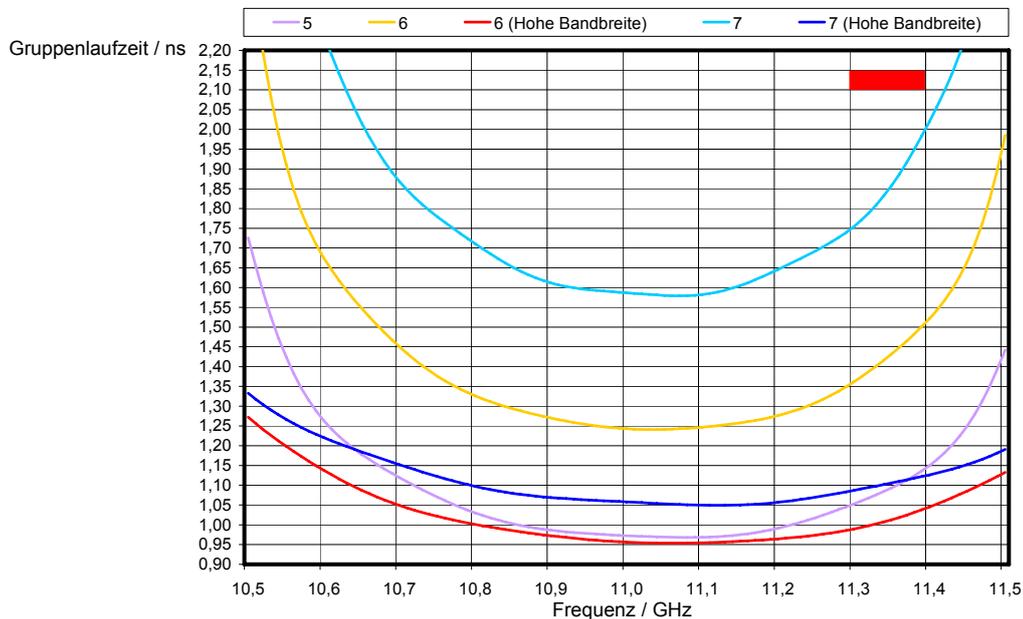


Abbildung 55 Gruppenlaufzeit versus Frequenz für verschiedene Ordnungen

Die Verbesserungen der beiden Filter mit höherer Bandbreite gegenüber den übrigen Filtern sind enorm. Der Unterschied zwischen dem in rot dargestellten zu dem in blau dargestellten Grafen ist eher gering. Beide Filter verletzen weiterhin an den Rändern die mit dem roten Block in der rechten oberen Ecke dargestellte Spezifikation.

3.2.2.3. Schlussfolgerung und Fazit

Als Fazit dieses Versuchs stellt sich heraus, dass ein Kompromiss zwischen Bandbreite, Gruppenlaufzeit und Ordnung gefunden werden muss, weil sich diese Faktoren gegenseitig sehr stark beeinflussen.

So führt eine größere Bandbreite, was sich positiv auf die Gruppenlaufzeit im spezifizierten Bereich auswirkt, zwangsläufig zu einer höheren Ordnung, um die S_{21} -Spezifikationen durch größere Flankensteilheit zu erreichen. Eine Erhöhung der Ordnung mit gleichzeitiger Verbreiterung des Durchlassbandes macht aber nur

bedingt Sinn, da die dadurch erreichten Verbesserungen hinsichtlich der Gruppenlaufzeit unverhältnismäßig gering gegenüber dem dazu nötigen Aufwand (größer Abmessungen, mehr Gewicht, ...) sind. Weiterhin erhöhen sich die auftretenden Verluste mit jedem zusätzlichen Resonator, so dass sich dies negativ auf die Dämpfungen des Durchlassbandes auswirkt. Bei der Auslegung des Filters und vor allem bei einer späteren Optimierung ist also auf eine möglichst geringe Ordnung und eine möglichst große Bandbreite zu achten.

Für die weiteren Berechnungen wird die Filterordnung somit auf den Grad 6 festgelegt.

Im nun folgenden Kapitel werden die in der Theorie beschriebenen Berechnungen und Bestimmungen zum Entwurf eines Comblin Filters durchgeführt.

3.2.3. Bestimmung der Abmessungen des Filters

Nun wird gemäß der Abfolge nach Kapitel 2.3.4 die Berechnung und Bestimmung der Abmessungen des Filters durchgeführt. Dazu werden als Grundlage einige Parameter benötigt, die zuvor festgelegt werden müssen. Dazu gehört die Länge der Leitungsresonatoren, welche im nun folgenden Kapitel festgelegt wird.

3.2.3.1. Festlegung der Resonatorlänge

Die Entscheidung für eine Länge der Leitungsresonatoren kann innerhalb der vorgegebenen Grenzen relativ frei getroffen werden. Es ist nur wichtig, dass der Filter realisierbar und innerhalb der vorgegebenen Spezifikationen bleibt.

So soll zunächst überprüft werden, welchen Einfluss unterschiedliche Stablängen l auf die resultierende Gesamthöhe h_{ausser} des Filters hat.

Zur Klärung dieser Frage wird mit Bezug auf Abbildung 31 die folgende Abbildung verwendet:

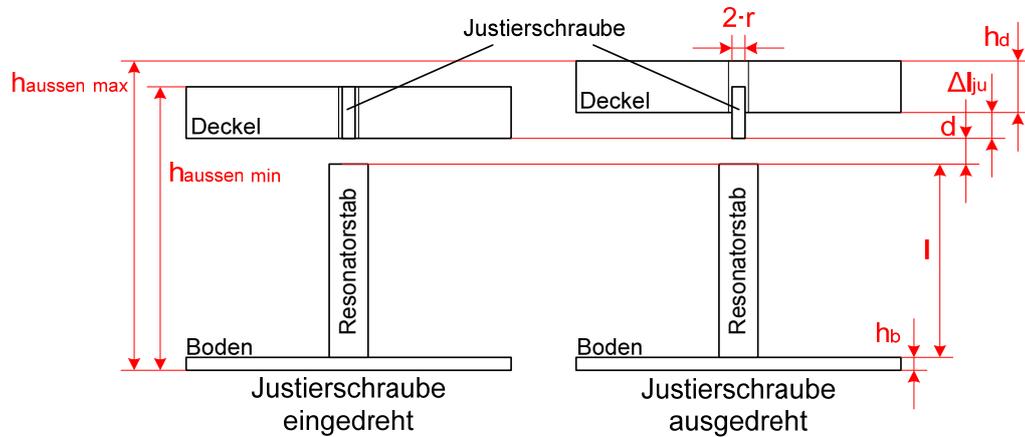


Abbildung 56 Extremfälle für Gesamfilterhöhe

In dieser Abbildung sind zwei Leitungsresonatoren bestehend aus Deckel, Boden, Resonatorstab und Justierschraube zu sehen, die sich darin unterscheiden, wie weit die Justierschraube eingedreht ist.

Die Berechnung der resultierenden Gesamfilterhöhe h_{aussen} ist demnach mit folgender Formel möglich:

$$h_{\text{aussen}} = h_b + l + d + \Delta l_{ju} + h_d \quad (3.2-1)$$

Um nun herauszufinden, welche Gesamfilterhöhe sich mit welcher Länge des Leitungsresonators ergibt, wurde die elektrische Länge θ des Resonators schrittweise verändert und der sich dadurch ergebende Abstand d zwischen Resonatorstab und Justierschraube ermittelt. Dieser kann aus der Formel (2.3-4) und der Kondensatorgleichung wie folgt berechnet werden:

$$C_k^s = \frac{Y_k^s}{\omega_0} \cdot \cot(\theta) = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{d} \quad (3.2-2)$$

$$\Rightarrow d = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A \cdot \omega_0}{Y_k^s \cdot \cot(\theta)} \quad \text{für} \quad \frac{\pi}{4} < \theta < \frac{\pi}{2}$$

Um diese beiden Formeln berechnen zu können, müssen zunächst noch folgende Parameter ermittelt und festgelegt werden:

- Bandmittenfrequenz $f_0 = 11\text{GHz}$ entsprechend $\lambda_0 = 27,273\text{mm}$
- Abmessungen der Justierschraube:
 - Radius $r = 0,9\text{mm}$
 - Länge $6\text{mm} > l_{ju} > 10\text{mm}$
 - Maximale Eintauchtiefe $\Delta l_{ju \max} = 4\text{mm}$
 - Minimale Eintauchtiefe $\Delta l_{ju \min} = 0\text{mm}$
- Einzukalkulierende Höhe des Deckels – entspricht der minimalen Länge der Justierschraube: $h_d \geq 6\text{mm}$
- Einzukalkulierende Höhe des Bodens $h_b \approx 1,5\text{mm}$
- Die benötigte Fläche A kann aus den Abmaßen der Justierschraube berechnet werden:

$$A = r^2 \cdot \pi = (0,9 \cdot 10^{-3} \text{ m})^2 \cdot \pi \quad (3.2-3)$$

$$A = 2,54469 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

- Die Admittanz $Y_k^s = \frac{1}{70\Omega}$ wurde wie schon häufig erwähnt auf diesen Wert gesetzt:

$$Y_k^s = \frac{1}{70\Omega}$$

- Die noch benötigte mechanische Länge des Resonators ist variabel, weil die elektrische Länge variabel ist, und wird so berechnet:

$$l = \frac{\theta \cdot \lambda_0}{2 \cdot \pi} \quad (3.2-4)$$

Durch die Berechnung der Formel (3.2-1) und der Formel (3.2-2) ergibt sich folgendes Diagramm:

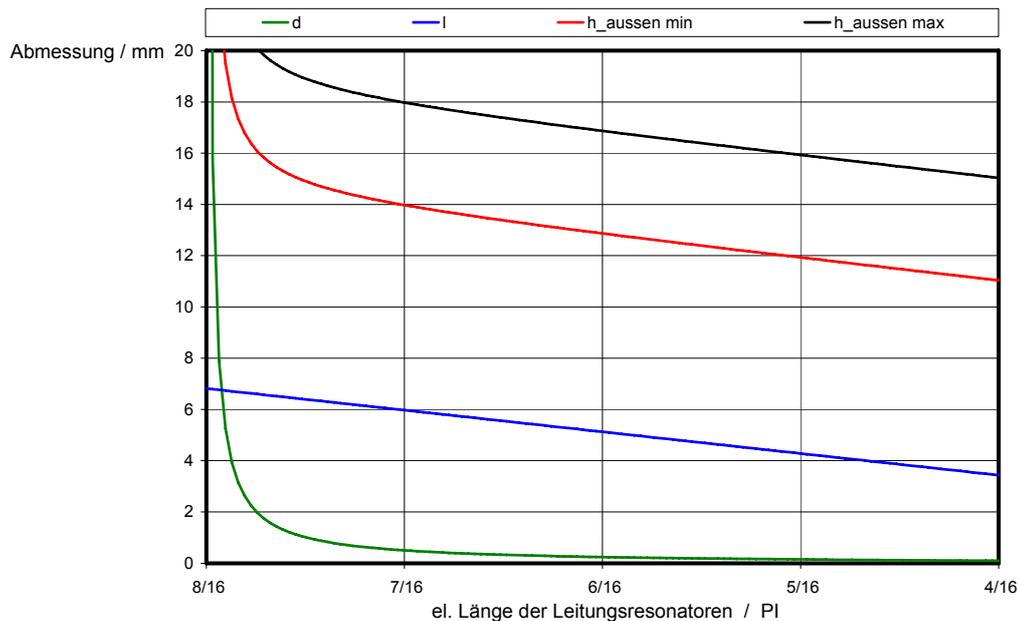


Abbildung 57 Verschiedene Abmessungen versus Stablänge

In dieser Abbildung sind je nach Wahl der elektrischen Länge des Resonators folgende Abmessungen zu sehen:

- Die grüne Linie beschreibt den resultierende Abstand zwischen Resonator und Justierschraube zum Erreichen der Frequenz von 11GHz.
- Die blaue Linie beschreibt die mechanische Länge.
- Die rote Linie stellt $h_{\text{ausser_min}}$ unter Verwendung von $\Delta l_{\text{ju_min}}$ dar, und die schwarze Linie stellt $h_{\text{ausser_max}}$ unter Verwendung von $\Delta l_{\text{ju_max}}$.

Als Ergebnis dieser Untersuchung ist zu nennen, dass nur elektrische Resonatorlängen von $\frac{7}{16}\pi < l < \frac{4}{16}\pi$ realisierbar sind, da sonst im ungünstigsten Fall die spezifizierte Gesamthöhe von 18mm überschritten würde.

Als nächstes wird aufbauend auf diesem Ergebnis für verschiedene elektrische Resonatorlängen untersucht, welche Resonanzfrequenzen

des Leitungsresonators durch verändern des Abstandes d eingestellt werden können, und mit welchem Aufwand dies möglich ist.

Dazu wurde die Formel (3.2-2) nach der Frequenz umgestellt:

$$f_0 = \frac{d \cdot Y_k^s \cdot \cot(\theta)}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A \cdot 2 \cdot \pi} \quad \text{für} \quad \frac{\pi}{4} < \theta < \frac{\pi}{2}$$

Das nun folgende Diagramm veranschaulicht die Frequenz in Abhängigkeit des Abstandes d für verschiedene elektrische Längen:

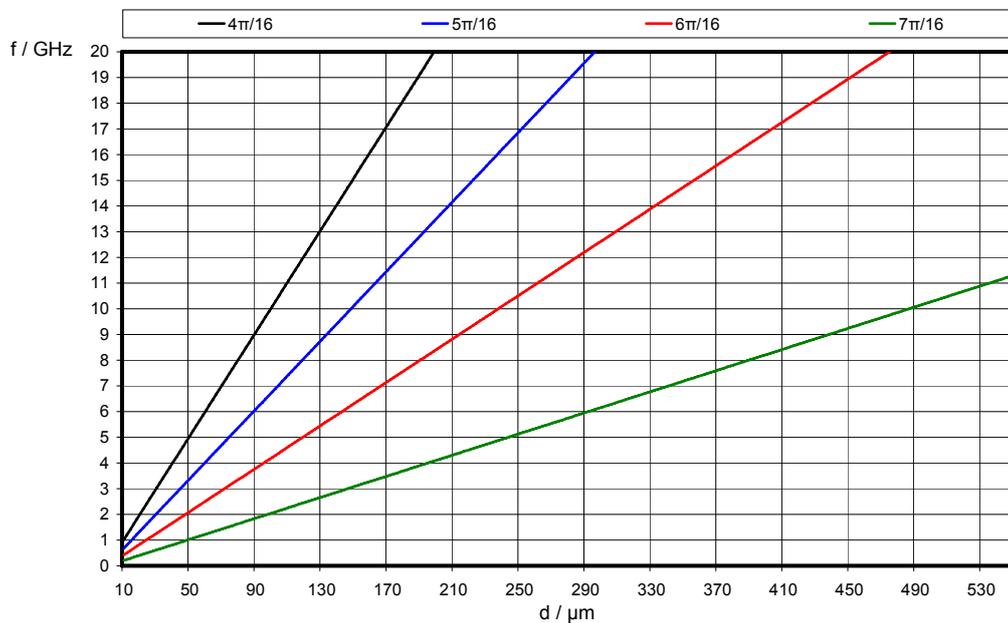


Abbildung 58 Frequenz versus Abstand für verschiedene Stablängen

Anhand dieser Abbildung ist zu erkennen, dass der längere Resonatorstab (grüne Linie) weniger stark mit Frequenzänderungen auf Veränderungen des Abstandes d reagiert als der kürzere (schwarze Linie). So fällt es leichter einen längeren Resonatorstab durch Veränderung des Abstandes d auf die Resonanzfrequenz einzustellen als einen kürzeren Leitungsresonator.

Bevor jetzt eine Resonatorlänge festgelegt wird, sei noch auf einige Fehlerquellen in diesen Untersuchungen hingewiesen. So unterscheidet sich die reale Struktur von der untersuchten Struktur in folgenden Punkten:

- Die Flächen der Kondensatorplatten sind nicht identisch (in Form, Material und Größe).
- Durch die Veränderung von Δl_{ju} ändern sich auch die Kopplungen zu den anderen Resonatoren, wobei die Einstellschrauben sich je nach Eintauchtiefe auch gegenseitig beeinflussen können.

Aus all diesen Erkenntnissen wird eine Resonatorstablänge gewählt, die einen Kompromiss zwischen niedriger Filterhöhe und einem möglichst einfachen Abgleichvorgang ist. Daher wird für die elektrische Länge ein Wert in der Mitte des untersuchten Bereichs gewählt, nämlich:

$$\theta = \frac{3}{8}\pi \quad \text{oder} \quad l = 5,11\text{mm}$$

Die Höhe der Ein- und Auskoppelstege wird aus Gründen der Einfachheit auf die gleiche Höhe gesetzt wie die der Resonatoren, so dass gilt:

$$l_{\text{EAK}} = l = 5,11\text{mm}$$

Im nächsten Kapitel wird die Filterinnenraumhöhe h_{innen} bestimmt, die sehr gut aus den Informationen dieses Kapitels ermittelt werden kann.

3.2.3.2. Festlegung der Filterinneraumhöhe

Es kann sich für die Bestimmung der Filterinnenraumhöhe h_{innen} auf die Abbildung 57 bezogen werden. Sie kann hierbei frei aus dem Bereich zwischen der roten und der schwarzen Linie bei der im vorherigen Kapitel festgelegten Resonatorlänge gewählt werden. Um die Justierschraube möglichst weit in beide Richtungen verändern zu können, sollte h_{innen} in der Mitte dieses Bereichs liegen. Für diesen Fall sieht die Berechnung mit Bezug auf Abbildung 56 so aus:

$$h_{\text{innen}} = l + d + \Delta l_{ju} = \frac{\theta \cdot \lambda_0}{2 \cdot \pi} + \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A \cdot \omega_0}{Y_k^s \cdot \cot(\theta)} + \frac{\Delta l_{ju_{\text{max}}}}{2}$$

$$h_{\text{innen}} = 5,10\text{mm} + 0,24\text{mm} + 2,00\text{mm} \quad (3.2-5)$$

$$h_{\text{innen}} = 7,34\text{mm}$$

Die nächsten Größen, die laut Kapitel 2.3.4 berechnet werden sollen, sind die normierten Tiefpasselemente g_k . Dies wird im nun folgenden Kapitel durchgeführt:

3.2.3.3. Berechnung der normierten Tiefpass Elemente g_k

Der Ablauf laut Kapitel 2.3.4 schlägt für die Berechnung der normierten Filterelemente eines Tschebyscheff Tiefpasses vor, sich auf die Formeln (2.2-2) bis (2.2-8) zu beziehen. Dabei müssen zunächst die beiden folgenden Parameter mit der Formel (2.2-5) und der Formel (2.2-6) berechnet werden:

$$\beta = \ln\left(\coth\left(\frac{A'}{17,37}\right)\right) = \ln\left(\coth\left(\frac{0,022}{17,37}\right)\right)$$

$$\beta = 6,67157$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2 \cdot N}\right) = \sinh\left(\frac{6,657157}{2 \cdot 6}\right)$$

$$\gamma = 0,58505$$

Die Ergebnisse der weiteren Berechnungen sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst (Die mit X bezeichneten Felder sind in den folgenden Tabellen wegen den Definitionen der Formeln nicht belegt):

	Formel: (2.2-7)	Formel: (2.2-8)	Formel: (2.1-2) (2.1-3) (2.1-4)
k	a_k	b_k	g_k
0	X	X	1,00000
1	0,25882	0,59229	0,88477
2	0,70711	1,09229	1,39694
3	0,96593	1,34229	1,79050
4	0,96593	1,09229	1,55285
5	0,70711	0,59229	1,61074
6	0,25882	0,34229	0,76734
7	X	X	1,15305

Tabelle 1 Normierte Filterelemente des Filters 6.Ordnung

In dieser Tabelle sind die normierten Tiefpasselemente g_k für einen Tschebyscheff-Tiefpass 6.Ordnung mit einer Restwelligkeit von 0,022dB zu erkennen. Diese werden in den nächsten Kapiteln für die Berechnung der J-Inverter $J_{k,k+1}$ benötigt.

3.2.3.4. Berechnung der konzentrierten Bauelemente

Da alle nötigen Filterparameter bestimmt sind, können jetzt in diesem Kapitel die konzentrierten Bauelemente berechnet werden.

Dazu werden die folgenden schon bestimmten Parameter verwendet:

- $Y_k^s = \frac{1}{70\Omega}$ für alle Resonatoren
- $\theta = \frac{3}{8}\pi$ für alle Resonatoren

- $\omega_1 = 10,5\text{GHz}$
- $\omega_2 = 11,5\text{GHz}$

Bei dieser Berechnung entsteht ja ein idealer Tschebyscheff-Bandpass, wodurch die Anwendung der entsprechenden Tiefpass-Bandpass-Transformation nötig wird. Dabei kann nach Formel (2.2-13) die Bandmittenfrequenz wie folgt berechnet werden:

$$\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} = 2 \cdot \pi \cdot 10^9 \cdot \frac{11,5 + 10,5}{2} \frac{1}{s} = 2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^9 \frac{1}{s}$$

Die relative Bandbreite kann mit der Formel (2.2-14) berechnet werden:

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (11,5\text{GHz} - 10,5\text{GHz})}{2 \cdot \pi \cdot 10,989\text{GHz}} = 0,091$$

Des Weiteren wird jetzt mit der Formel (2.3-5) die Admittanz der Leitungsresonatoren B_k^s wie folgt berechnet:

$$B_k^s = \frac{1}{2} \cdot Y_k^s \cdot (\cot(\theta) + \theta \cdot \csc^2(\theta)) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{70\Omega} \cdot \left(\cot\left(\frac{3}{8}\pi\right) + \frac{3}{8}\pi \cdot \csc^2\left(\frac{3}{8}\pi\right) \right)$$

$$B_k^s = 0,01282\text{S}$$

Jetzt können die Kapazitäten der Leitungsresonatoren mit der Formel (2.3-4) berechnet werden:

$$C_k^s = \frac{Y_k^s}{\omega_0} \cdot \cot(\theta) = \frac{1}{70 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^9} \cdot \cot\left(\frac{3}{8}\pi\right) F$$

$$C_k^s = 85,6158\text{fF}$$

Die weitere Vorgehensweise zur Berechnung der konzentrierten Bauelemente ist unter Verwendung der normierten Tiefpasselemente aus Tabelle 1 in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

	Formel: (2.3-7) (2.3-11) (2.3-12)	Formel: (2.3-8) (2.3-9) (2.3-10)	Formel: (2.3-6)	Formel: (2.3-16)	Formel: (2.3-15)
k	$Y_{k,k+1}/mS$	$Y_{k,k}/mS$	$J_{k,k+1}/mS$	$L_{k,k+1}/nH$	$L_{k,k}/nH$
0	1,32	X	X	X	X
1	2,53	11,76	1,05	13,8	2,97
2	1,78	9,98	0,74	19,6	3,50
3	1,69	10,82	0,70	20,7	3,23
4	1,78	10,82	0,74	19,6	3,23
5	2,53	9,98	1,05	13,8	3,50
6	1,32	11,76	X	X	2,97
7	X	X	X	X	X

Tabelle 2 Berechnung der konzentrierten Bauelemente

Die Berechnung der Übertrager kann als letzter Punkt unter Verwendung der Formel (2.3-13) und der Formel (2.3-14) durchgeführt werden:

$$n_0 = \sqrt{\frac{g_0 \cdot g_1}{w \cdot b_1^s}} = n_N = \sqrt{\frac{g_N \cdot g_{N+1}}{w \cdot b_N^s}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 0,88477}{0,091 \cdot 0,01282 \cdot 50}}$$

$$n_0 = n_N = 3,89$$

Es steht nun die komplett berechnete Ersatzschaltung entsprechend der Abbildung 35 des Comblin Filters zur Verfügung.

Im nächsten Kapitel werden gemäß der Verfahrensanweisung die Abmessungen des realen als Comblin Filter realisierten Tschebyscheff-Bandpass bestimmt.

3.2.3.5. Bestimmung der Striplineabmessungen

In diesem Kapitel werden gemäß der Verfahrensanweisung aus Kapitel 2.3.3.3 die Abmessung einer parallel verkoppelten Stripline t , b , $S_{k,k+1}$ und W_k bestimmt.

Hierbei müssen zuerst die die Kapazitäten $C_{k,k+1}$ und C_k berechnet werden. Dieser Vorgang ist in folgender Tabelle dargestellt:

	Formel: (2.3-6) bzw. aus Tabelle 3	Formel (2.3-7) (2.3-11) (2.3-12) bzw. aus Tabelle 3	Formel: (2.3-22) (2.3-23) (2.3-24)	Formel: (2.3-17) (2.3-18) (2.3-19) (2.3-20) (2.3-21))
k	$J_{k,k+1}/mS$	$Y_{k,k+1}/mS$	$\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon} / \frac{F}{m}$	$\frac{C_k}{\varepsilon} / \frac{F}{m}$
0	X	1,32	1,93	5,601
1	1,05	2,53	0,95	2,991
2	0,74	1,78	0,67	3,758
3	0,70	1,69	0,64	4,076
4	0,74	1,78	0,67	4,076
5	1,05	2,53	0,95	3,758
6	X	1,32	1,93	2,991
7	X	X	X	5,601

Tabelle 3 Berechnung der Kapazitäten C_k und $C_{k,k+1}$

Nun gilt es mit dem in Abbildung 49 vorgeschlagenen Weg die Parameter $\frac{t}{b}$, $\frac{W_k}{b}$ und $\frac{S_{k,k+1}}{b}$ zu bestimmen, da jetzt alle nötigen Vorberechnungen abgeschlossen sind.

Die bei diesem Ablauf verwendeten Farben und Nummerierungen werden auch bei den folgenden Ausführungen verwendet, so dass hier die Analogien zu dieser Abbildung erhalten bleiben.

1

Dieser Ablauf sieht dabei vor im ersten Schritt das Verhältnis t / b vorzugeben. Dies kann ein willkürlicher aber dennoch sinnvoller Wert sein, der sich aber im Laufe des Verfahrens an das Optimum anpasst. Da hier nur das Endergebnis vorgestellt wird, wird der weitere Ablauf für den letzten Durchlauf der Verfahrensanweisung mit dem besten Ergebnis für t / b vorgestellt.

Im Laufe des Verfahrens zeichnete sich hierfür der folgende bestmögliche Wert ab: $\frac{t}{b} = 0,23$

2 / 3

Das nun folgende Diagramm aus Kapitel 9.1.3 stellt die beiden nächsten Punkte des Verfahrens dar, nämlich die Bestimmung der Abstände $S_{k,k+1} / b$ und die Bestimmung der fringing capacitances C'_{fe} / ϵ :

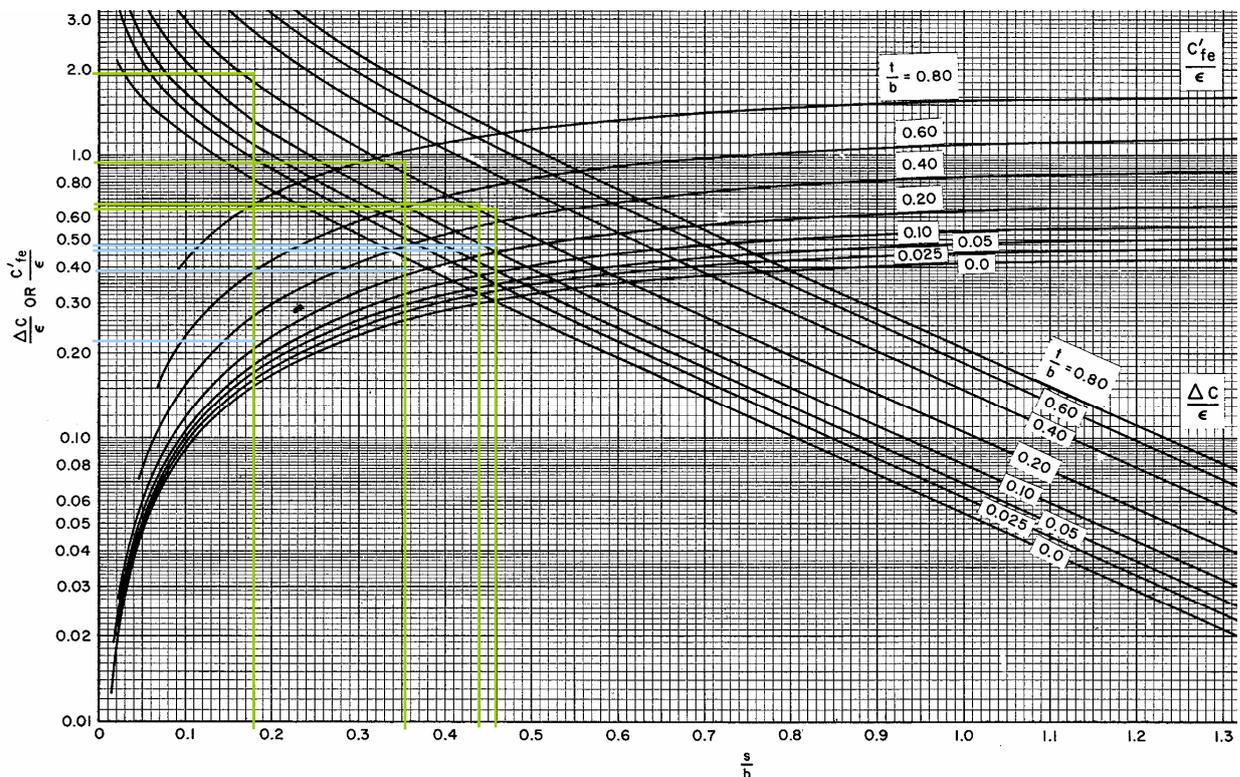


Abbildung 59 Bestimmung von C'_{fe} und $S_{k,k+1}$

3

Bestimmung der fringing capacitances C'_f ist in der folgenden Grafik zu erkennen:

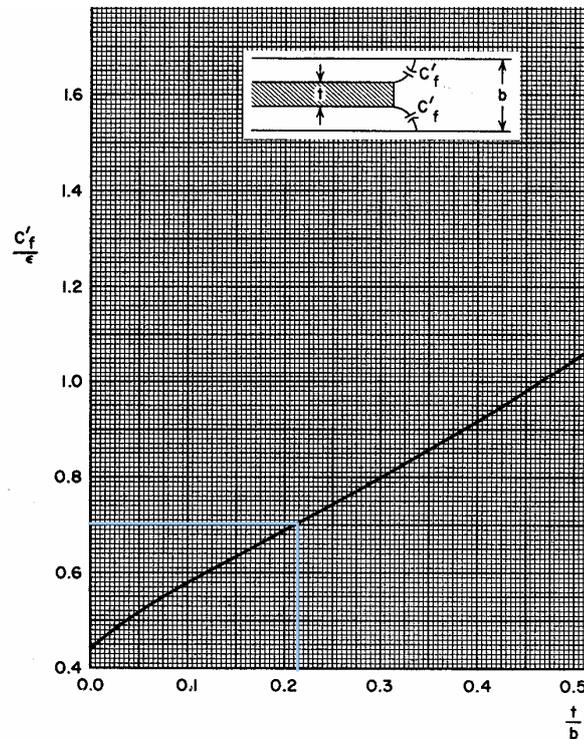


Abbildung 60 Bestimmung von C'_f

4

Nach der Verfahrensanweisung folgt nun die Berechnung der Weiten W_k . Dies ist mit den folgenden Formeln möglich:

- Formel (2.3-25)
- Formel (2.3-26)
- Formel (2.3-27)

Die Ergebnisse dieser Berechnungen sind mit allen anderen bisherigen Ergebnissen in einer Tabelle zusammengefasst, die weiter unten in diesem Kapitel zu finden ist.

5

Nachdem die Weiten W_k unter Punkt 4 berechnet wurden, kann nun die Admittanz Y_k^s der Resonatorstäbe aus W_k / b und t / b bestimmt werden. Hierzu wurde in der Theorie ein Diagramm vorgeschlagen, was in Kapitel 9.1.4 zu finden ist, und t / b in Abhängigkeit von W / b für verschiedene Admittanzen, bzw. Impedanzen darstellt.

Eine Erleichterung dieses Vorgangs ist mit dem Programm appCAD [1] möglich, welches hier vorgestellt und verwendet werden soll.

Die Programmoberfläche dieses Programms sieht wie folgt aus:

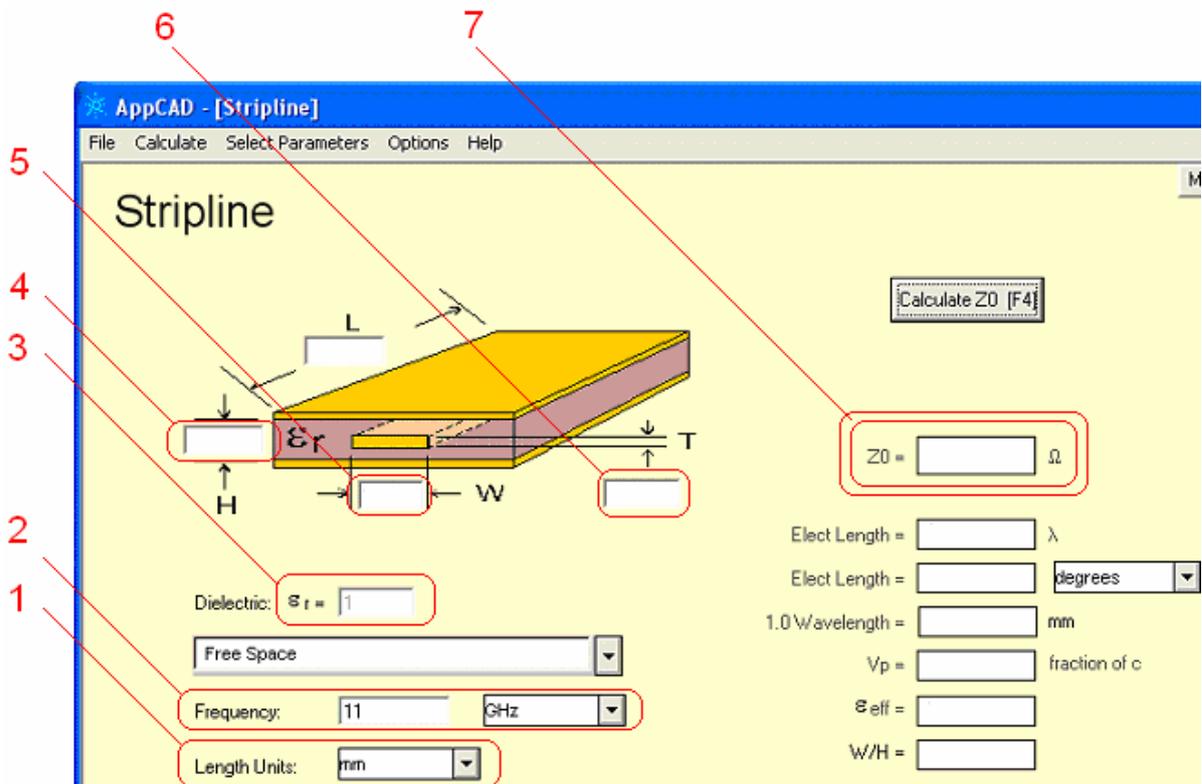


Abbildung 61 Programmoberfläche appCAD

Die in obiger Abbildung markierten Bereiche veranschaulichen die wichtigsten Programmeinstellungen. Dabei müssen die Einheit der Abmessungen auf mm (1), die Bandmittenfrequenz auf 11GHz (2), und die relative Dielektrizitätskonstante auf 1 (3) festgelegt werden. Die Abmessung b (ist in dem Programm mit H gekennzeichnet) (4), und die

Abmessung t (6) müssen entsprechend auf die Werte gesetzt werden, die beim aktuellen Verfahrensablauf verwendet werden. Das Programm muss nun für jedes zuvor berechnete W_k , welche in die Position (5) eingetragen werden, die Resonatoradmittanz nacheinander berechnen. Das Ergebnis wird an der Position (7) dargestellt, und zwar als Impedanz Z_0 und nicht als Admittanz Y_k^s .

Alle bisherigen Ergebnisse des Verfahrensablaufs sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

	Aus Abbildung 59 abgelesen	Aus Abbildung 59 abgelesen	Aus Abbildung 60 abgelesen	Formel: (2.3-25) (2.3-26)	Mit Programm aus Abbildung 61 bestimmt
k	$\frac{s_{k,k+1}}{b}$	$\frac{C'_{fe}}{\varepsilon} / \frac{F}{m}$	$\frac{C'_f}{\varepsilon} / \frac{F}{m}$	$\frac{W_{k,k+1}}{b}$	$Z_k = \frac{1}{Y_k^s} / \Omega$
0	0,180	0,220	0,700	0,71982	X
1	0,355	0,390	X	0,33899	84,3
2	0,440	0,460	X	0,39395	78,8
3	0,460	0,480	X	0,42030	76,5
4	0,440	0,460	X	0,42030	76,5
5	0,355	0,390	X	0,39395	78,8
6	0,180	0,220	X	0,33899	84,3
7	X	X	0,700	0,71982	X

Tabelle 4 Bestimmung von C'_{fe} , C'_f , $s_{k,k+1} / b$, W_k / b und Y_k^s

6

In diesem Punkt der Verfahrensanweisung steht nun die Entscheidung, ob die dargestellten Admittanzen Y_k^s , die durch die jeweilig aktuellen Abmessungen bestimmt sind, ausreichend gleich groß sind, und ausreichend nah an dem Wert von $1/70\Omega$ liegen. Ist dies der Fall ist das Verfahren beendet, und die Abmessungen der Stripline stehen fest. Ist dies nicht der Fall, muss gemäß Punkt 7 das Verhältnis t / b neu festgelegt werden, und das Verfahren beginnt ab Punkt 2 neu.

In der Tabelle 4 sind die für das gewünschte Comblin Filter bestmöglichen Werte dargestellt, die sich durch mehrmalige Anwendung des Verfahrens abgezeichnet haben.

Im nächsten Kapitel werden alle Abmessungen des dimensionierten Filters, die das Filterverhalten beeinflussen, zusammengefasst.

3.2.3.6. Zusammenfassung der Abmessungen

In den vorherigen Kapiteln wurden die Abmessungen eines radial Ein- bzw. Ausgekoppelten Comblin Filters bestimmt. Gemäß der Abbildung 47 und der Abbildung 48 sind das die folgenden:

- Abmessungen der Justierschrauben:
 - Radius $r = 0,9\text{mm}$
 - Länge $6\text{mm} > l_{ju} > 10\text{mm}$
- Eigenschaften des SMA-Anschlusses:
 - Innenradius $r_i = 0,32\text{mm}$
 - Außenradius $r_a = 1,07\text{mm}$
 - Relative Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 2,2$
- $t = 6,4\text{mm}$
- $b = 1,5\text{mm}$
- $l = l_{EAK} = 5,11\text{mm}$
- $h_{innen} = 7,35\text{mm}$

Die Abmessungen $S_{k,k+1}$ und W_k sind in der folgenden Tabelle dargestellt:

k	$S_{k,k+1}$ / mm	W_k / mm
0	1,15	4,61
1	2,27	2,17
2	2,82	2,52
3	2,94	2,69
4	2,82	2,69
5	2,27	2,52
6	1,15	2,17
7	X	4,61

Tabelle 5 Zusammenfassung der Abmessungen der Stripline

- Die Abmessung S_0 und S_{N+1} sind in den Grundlagen nicht definiert, und können sinnvoll gewählt werden.

Damit sind nun alle Abmessungen, die das Filterverhalten beeinflussen, bestimmt worden.

Im nächsten Kapitel wird der hier bestimmte radial Ein- und Ausgekoppelte Filter auf eine axiale Ein- und Auskopplung umgerüstet.

3.2.3.7. Abänderung auf axiale Ein- und Auskopplung

Wie in den Spezifikationen gefordert muss die radiale Ein- und Auskopplung in eine axiale Ein- und Auskopplung abgeändert werden. Dazu wird in diesem Kapitel untersucht, ob sich durch unterschiedliche Ankopplungen unterschiedliche Filtereigenschaften ergeben. Zunächst wird der neue physikalische Aufbau des Comblin Filters mit allen Abmessungen beschrieben. Dies ist in folgender Abbildung dargestellt:

bestmöglichen Abgleich bei axialer Ankopplung in dem nun folgenden Diagrammen abgebildet:

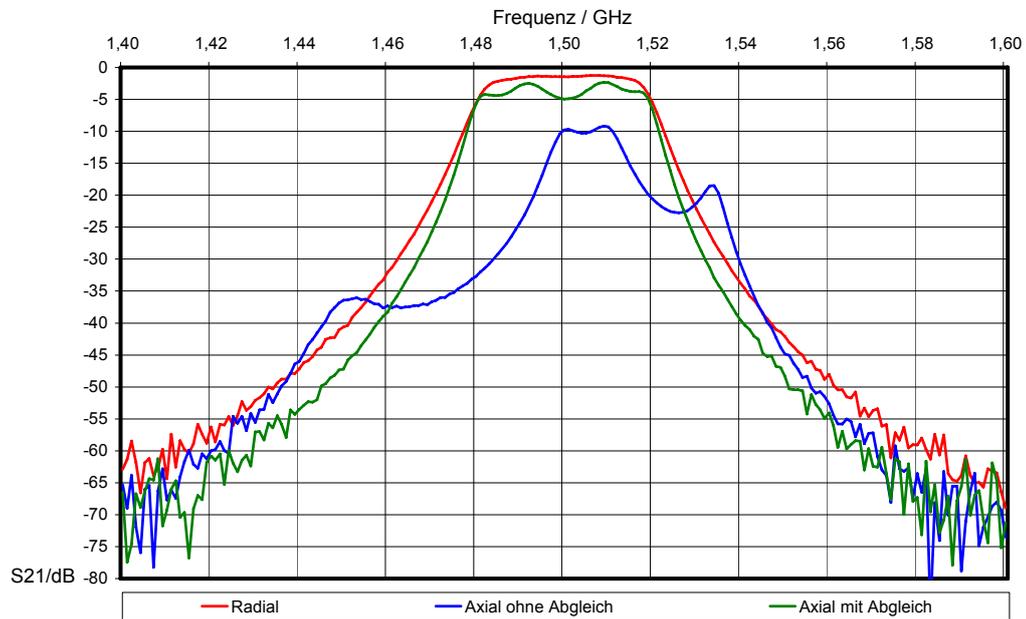


Abbildung 63 S_{21} des Combine Filters 1,5GHz

Das Ergebnis für die Anpassung ist in dieser Abbildung dargestellt:

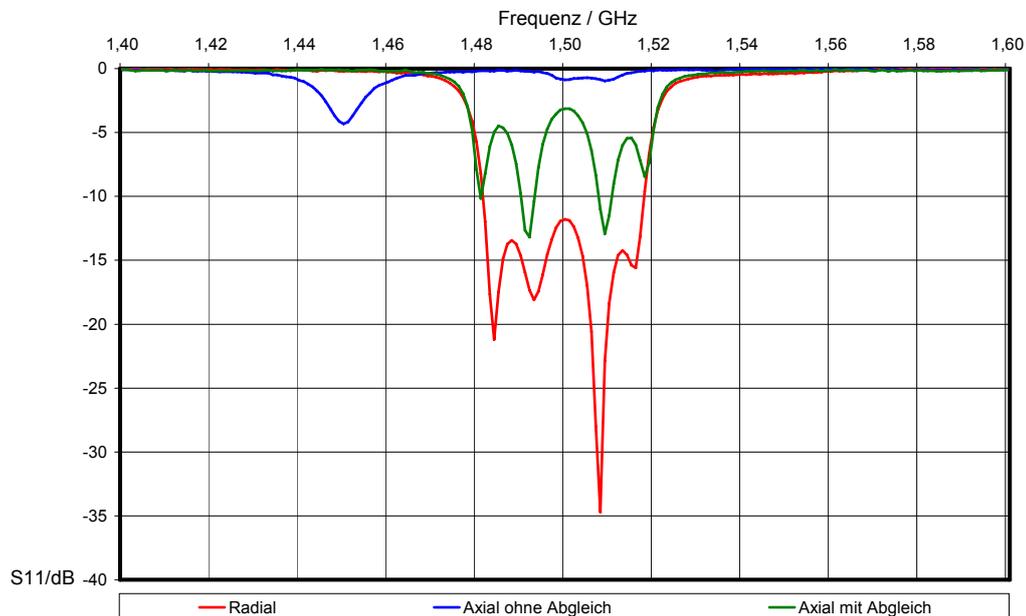


Abbildung 64 S_{11} des Combine Filters 1,5GHz

In diesen Abbildungen ist sehr gut zu erkennen, dass es sehr wohl einen Unterschied macht, ob die Ein- und Auskopplung wie in der Theorie radial oder wie in den Spezifikationen gefordert axial ist.

Selbst nach einem bestmöglichen Abgleich des axial gespeisten Filters können die Ergebnisse des radial gespeisten nicht erreicht werden. Folglich ist eine Optimierung der auf Grundlage eines Radial gekoppelten berechneten Comblin Filters mit Hilfe von Feldtheoretischen Simulationsprogrammen unumgänglich.

Weitere Gründe, die für eine solche Optimierung der Abmessungen sprechen, sowie der Optimierung selber und deren Ergebnisse werden im nächsten Kapitel behandelt.

3.2.4. Optimierung der Geometrie des Filters

Aus den Ergebnissen der Untersuchung des vorherigen Kapitels, wird in diesem Kapitel auf die Optimierung der Geometrie des Comblin Filters mit radialer Ein- und Auskopplung auf eine Struktur mit axialer Ein- und Auskopplung eingegangen.

Zunächst werden aber weitere Gründe zusammengefasst, die für eine Optimierung sprechen.

3.2.4.1. Notwendigkeit einer Optimierung

Bei genauerer Betrachtung der in den vorherigen Kapiteln beschriebenen Theorie zum Comblin Filter, sowie den vorhergehenden Untersuchungen hinsichtlich Ordnung und Ein- und Auskopplung ist der Schluss nahe liegend, dass die Genauigkeit der so ermittelten Abmessungen nicht ausreicht, um den Filter zu fertigen. Belegt wird diese Aussage zum einen, dass viele Parameter aus Diagrammen abgelesen werden müssen, wie:

- Die Ordnung N
- Das Verhältnis S / b
- Die fringing capacitances zur Berechnung von W / b

und zum anderen, dass viele Parameter mehr oder weniger frei gewählt werden können, wozu zählen:

- Die Länge der Leitungsresonatoren, nämlich: $\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{4}$
- Das Verhältnis t / b , was so gewählt werden muss, dass eine Impedanz von 70Ω entsteht (Dies ist aber nur bedingt möglich, da diese Impedanz auch von der Stabweite W_k abhängt)
- Die Höhe des Filterinnenraums (Diese hängt von der Resonatorhöhe, der Eintauchtiefe der Justierschraube sowie des Abstandes zwischen Kopfende des Resonators und der Justierschraube ab)

Weitere Fehlerquellen liegen auch in der Berechnung selber, da eine exakte Abbildung der Realität auf das hier verwendete Modell nicht möglich ist. Als Fazit all dieser Punkte kann gelten, dass die so bestimmten Filterabmessungen nur als Grundlage für eine Simulation und Optimierung gelten können.

3.2.4.2. Das Simulationsprogramm μ WAVE WIZARD

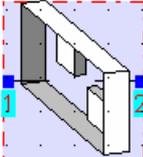
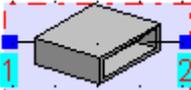
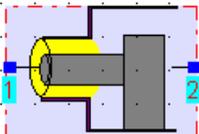
Das zur Simulation und Optimierung der Struktur verwendete Simulationsprogramm ist das Programm μ WAVE WIZARD [11].

Mit dem sog. Mode-Matching-Verfahren werden bei diesem Programm die Feldverläufe von Hohlleiterschaltungen berechnet. Dabei wird die zu simulierende Struktur in Blöcke unterteilt, bei denen wiederum die elektrischen und magnetischen Feldanteile mit Sinusfunktionen ausgedrückt werden können (Anwendung der sog. orthogonalen Reihenentwicklung). Zur Simulation der gewünschten physikalischen Gesamtstruktur, muss diese mit von dem Programm vorgegebenen Einzelstrukturen dargestellt und programmiert werden, was bedeutet, dass nicht jede Struktur simuliert werden kann. Der Vorteil dieses Programm liegt aber vielmehr in der Performance, mit der hier Feldtheoretische Berechnungen sehr genau durchgeführt werden können.

3.2.4.3. Programmierung der Comblin Struktur

Aus dieser Funktionsweise des Programms geht also hervor, dass die Struktur des Comblin Filters aus Abbildung 62 in Blöcke unterteilt werden muss.

Dies ist unter Verwendung der folgenden Blöcke sehr gut möglich:

- Die Leitungsresonatoren bilden je einen Block: Dazu kann dieses vorgefertigte Modul verwendet werden (Bez.: Ir_rfr_rwpost2), welches u.a. zwei gegenüberstehende rechteckige Pfosten mit beliebigem Querschnitt berechnet: 
- Die Abstände zwischen den Resonatoren und zu den Ein- und Auskoppelstäben bilden je einen Block: Dazu kann folgendes Modul verwendet werden (Bez.: emptyw1), welches einen Rechteckhohlleiter berechnet: 
- Die Ein- und Auskopplung bildet je einen Block: Dazu wird dieses Modul verwendet (Bez.: clf_mp2), welches den axialen Übergang vom Koaxialleiter auf die hier verwendete Ankopplung berechnet: 
- Die vom Programm benötigten Ports an den Enden der Schaltungen werden so dargestellt: 

Der berechnete Filter ist ein symmetrischer Filter. Folglich kann auch bei der Programmierung des Comblin Filters diese Symmetrie ausgenutzt werden. Dies hat den Vorteil, dass sich die Anzahl der Feldberechnungen halbieren, und dadurch wertvolle Rechenperformance (und somit Simulationszeit) eingespart wird - Vergleich hierzu mit Kapitel 2.1.3.

Somit kann die wie folgt programmierte Teilschaltung von der Hauptschaltung zweimal aufgerufen werden:

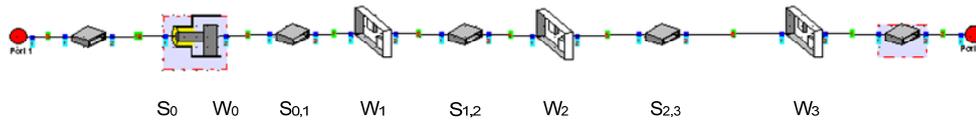


Abbildung 65 µWave Wizard – Teilschaltung

In dieser Teilschaltung sind die dargestellten Abmessungen und Blöcke programmiert worden. Um die komplette Struktur des Comblinle Filters zu erhalten, wird diese Teilschaltung einmal in der gezeigten Weise und einmal horizontal gespiegelt in der Hauptschaltung aufgerufen. Die dann noch fehlende Abmessung genau in der Mitte des Comblinle Filters S_{34} wird auch in der Hauptschaltung realisiert.

Somit kann die Hauptschaltung wie folgt aufgebaut werden:

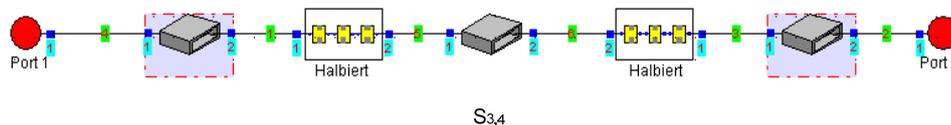


Abbildung 66 µWave Wizard - Hauptschaltung

Jetzt ist die Programmierung der physikalischen Struktur abgeschlossen. Im nächsten Kapitel wird nun diese Programmierung richtig parametrisiert und dann simuliert.

3.2.4.4. Feldtheoretische Simulation der Geometrie

Zur Simulation der programmierten Schaltung werden für die wichtigsten Parameter Variablen verwendet. Zum einen sind das die schon in Kapitel 3.2.3.6 erwähnten Abmessungen, und zum andern sind das mit Bezug auf Abbildung 62 noch fehlende Abmessungen:

- Die ein- und ausgangsseitigen Abstände werden so festgelegt:
 $S_0 = S_{N+1} = 1,5\text{mm}$
- Die Höhe der Ein- und Auskopplung wird wie folgt festgelegt:
- $h_0 = l_{\text{EAK}} = 5,11\text{mm}$. Abzüglich des Innenleiterradius der SMA-Buchse ergibt sich: $h_0 = 4,77\text{mm}$

- Die Abstände zwischen Justierschraube und Resonatorstab werden so festgelegt: $d = 0,25\text{mm}$

Nach der Berechnung dieser so festgelegten Struktur ergibt sich für die S-Parameter S_{11} und S_{21} das folgende Ergebnis:

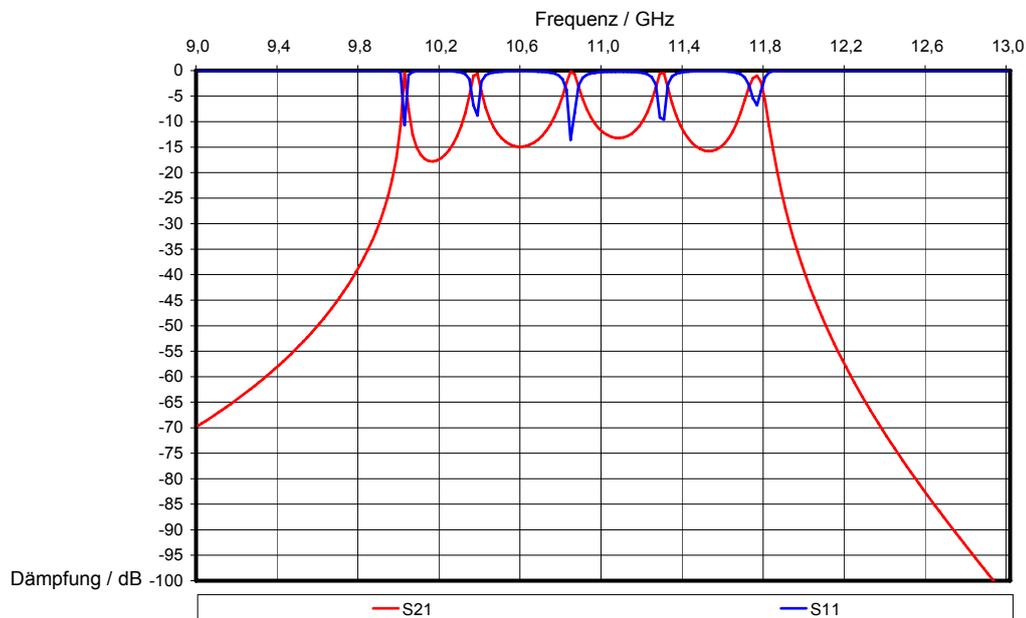


Abbildung 67 Simulationsergebnis μ Wave Wizard vor der Optimierung

In dieser Abbildung ist eine sehr schlechte Anpassung S_{11} zu erkennen. Für den Verlauf von S_{21} ist in Bezug auf die Bandmittenfrequenz, auf die Bandbreite und auf die spezifizierte Sperrdämpfung, bei 12,365GHz eine Dämpfung von 40dB, schon eine gute Tendenz zu erkennen.

Im folgenden Kapitel wird nun die Geometrie nach der richtigen Wahl der sog. Optimierungsziele auf die vorgegebenen Spezifikationen hin optimiert.

3.2.4.5. Feldtheoretische Optimierung der Geometrie

Das Programm μ Wave Wizard bietet mehrere Optimierungsverfahren an, die je nach Anwendung Ihre Vorteile haben. Zur Optimierung der Comblin Struktur wird die Random Optimierung benutzt. Dieses Verfahren beruht darauf, dass die zur Optimierung freigegebenen

Variablen innerhalb vorgegebener Grenzen zufällig verändert werden, um so eine Verbesserung der vorzugebenden sog. Optimierungsziele zu erreichen. Bei jeder Änderung dieser Variablen wird die Struktur immer wieder neu berechnet und das Ergebnis mittels einer Fehlerbetrachtung ausgewertet. Die Optimierungsziele wurden nun so gewählt, dass neben den vorgegebenen Spezifikationen und den Ergebnisse der vorangegangenen Untersuchungen auch die Differenzen zwischen Simulation und Realität mit berücksichtigt werden. Für die Optimierung des entworfenen Filters wurden somit folgende Optimierungsziele verwendet:

- S_{11} soll im Frequenzbereich von 10,2GHz bis 11,8GHz kleiner als -31dB sein
- S_{21} soll bei der Frequenz 9,6GHz kleiner als -25dB sein
- S_{21} soll bei der Frequenz 12,4GHz kleiner als -40dB sein

Nach dem Optimierungsprozess konnte das in dem folgenden Diagramm dargestellt Ergebnis erzielt werden:

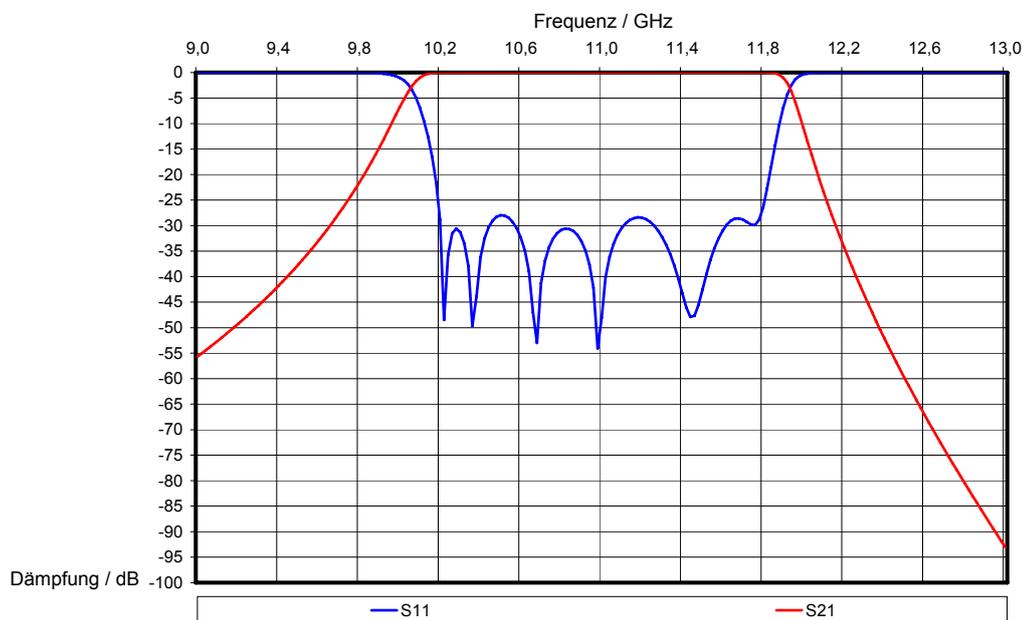


Abbildung 68 Simulationsergebnis μ Wave Wizard nach der Optimierung

An dieser Abbildung ist sehr gut zu erkennen, dass die Spezifikationen von S_{11} und S_{21} erfüllt werden können. Dies ist aber mit einer Unsymmetrie des Filterverhaltens verbunden, obwohl das Filter von der Geometrie her symmetrisch ist.

3.2.4.6. Zusammenfassung der Abmessungen

Es folgt nun eine Zusammenfassung der Abmessungen, die sich durch die Optimierung ergeben haben. Die Änderung zu den Ausgangswerten durch die Optimierung ist in Prozent angegeben:

- $l = 4,93\text{mm}$ (-3,5%)
- Länge der Ein- und Auskoppelstäbe: $l_{\text{EAK}} = 5,9\text{mm}$ (+15,5%)
- $h_{\text{innen}} = 7\text{mm}$ (-4,6%)
- $h_0 = 4,32\text{mm}$ (-25,5%)
- $S_0 = S_{N,N+1} = 1,35\text{mm}$ (-10%)
- Die Abmessungen $S_{k,k+1}$ und W_k sind in der folgenden Tabelle dargestellt:

k	$S_{k,k+1} / \text{mm}$	Änderung $\Delta S_{k,k+1}$	W_k / mm	Änderung ΔW_k
0	1,10	-4,30%	5,30	+15,0%
1	2,71	+19,4%	1,92	-11,5%
2	2,85	+1,10%	2,02	-19,8%
3	2,77	-5,80%	2,70	+0,4%
4	2,85	+1,10%	2,70	+0,4%
5	2,71	+19,4%	2,02	-19,8%
6	1,10	-4,30%	1,92	+11,5%
7	X	X	5,30	+15,0%

Tabelle 6 Abmessungen nach der Optimierung

Bei Betrachtung der neuen Abmessung mit Vergleich zu den Ausgangswerten ist sehr deutlich zu erkennen, dass sich die größten

Änderungen an den Abmessungen im Bereich der Ein- und Auskoppelstellen ergeben haben. Dies ist auch in Anbetracht der geänderten Ankopplung nachzuvollziehen.

Im nächsten Kapitel wird das so konstruierte Comblin Filter für die Fertigung vorbereitet.

3.2.5. Fertigung des Comblin Filters

In diesem Kapitel geht es darum, die im vorherigen Kapitel bestimmten Abmessungen in eine technische Zeichnung zu übertragen. Dazu müssen zuerst gewisse Vorüberlegungen zu der Frage getroffen werden, wie das konstruierte Filter gefertigt werden kann. Daraus hat sich die folgende Methode herauskristallisiert:

- Um möglichst wenig Übergangsstellen zu erhalten, wird der Filter lediglich aus zwei Teilen gefertigt. Zu viele Übergangsstellen können das Filterverhalten negativ beeinflussen (Teil1 mit Einstellschrauben und Teil2 mit Ein- und Auskopplung und den Resonatoren).
- Strukturen von Teil1 und Teil2 werden aus dem Vollmaterial Aluminium gefräst, was den Vorteil hat, dass dadurch sehr wenige Radien im Filterinnenraum entstehen. Zu viele Radien können sich negativ auf die Filtereigenschaften auswirken.
- Ein- und Auskoppelstab werden separat gefertigt, da es nicht möglich ist, diese wie die Resonatorstäbe auszufräsen (Grund: Die Tiefe, die eine Fräser maximal erreichen kann, ist vom Durchmesser abhängig. Dabei gilt für sehr kleine Fräser das Verhältnis 3 zu 1. Das heißt, dass die Abstände $S_0 = 1,35\text{mm}$ und $S_{01} = 1,1\text{mm}$, deren Tiefe durch das Maß $l_{\text{EAK}} = 5,9\text{mm}$ bestimmt ist, nur ca. 3mm tief gefräst werden können).

Die Verbindung zwischen den Stäben und dem Teil2 wird als Nut und Feder Verbindung gefertigt und durch Klebung hergestellt.

- Der verwendete Aluminiumkleber hat die Bezeichnung:
Polytec H20E

- Die Einstellschrauben werden in das Teil1 eingesenkt
- Zur Gewichtsersparnis wird alles überflüssige Material weggefräst.
- Die Verbindung zwischen Teil1 und Teil2 wird mit 12 Schrauben hergestellt, um eine möglichst gute elektrische Verbindung beider Teile zu erreichen.
- Die SMA-Buchsen werden mit den Koppelstäben verklebt. Eine Bohrung an den Stäben hilft bei der Ausrichtung dieser Buchsen.
- In Teil2 sind 4 Bohrungen für eine Befestigungsmöglichkeit des Filters vorgesehen.
- Das sog. Venting-Hole ist realisiert als 0,5mm-Bohrung in Teil1 vorgesehen, und zwar an einer Stelle, die möglichst wenig Störungen bei den Filtereigenschaften verursacht.

Die mit dem Programm INVENTOR [2] erzeugten technischen Zeichnungen sowie die 3-Dimensionalen Darstellungen der Einzelteile und des Zusammenbaus der Einzelteile sind im Kapitel 9.2 zu finden.

3.3. Messtechnische Auswertung des Filters

Nach der Fertigung der Komponenten folgte nun der richtige Zusammenbau des Filters, wobei es vor allem auf die genaue Ausrichtung und saubere Klebung der Ein- und Auskoppelmimik ankam. Anschließend wurde die Inbetriebnahme und der erste Abgleich des Comblin Filters durchgeführt. Hierbei, sowie bei allen weiteren Messungen, wurde ein vektorieller Network Analyzer von HP mit der Bezeichnung 8720B verwendet. Dieser kann nach einer Kalibration in einem maximal möglichen Bereich von 130MHz bis 20GHz das angeschlossene System ausmessen, und unter anderem die S-Parameter und die Gruppenlaufzeit anzeigen. Bei dem ersten Abgleich wurden zwei mögliche Abgleichvarianten eingestellt. Dies war einerseits der Abgleich auf eine bestmögliche Anpassung und andererseits der Abgleich auf eine möglichst hohe Bandbreite. Die Ergebnisse hierzu sind im folgenden Kapitel zusammengefasst.

3.3.1. Erster Abgleich des Filters

In der folgenden Abbildung ist die Anpassung für zwei verschiedene Abgleichvarianten des gefertigten Filters zu erkennen. Zum einen wurde auf bestmögliche Anpassung abgeglichen, und zum anderen auf eine größtmögliche Bandbreite:

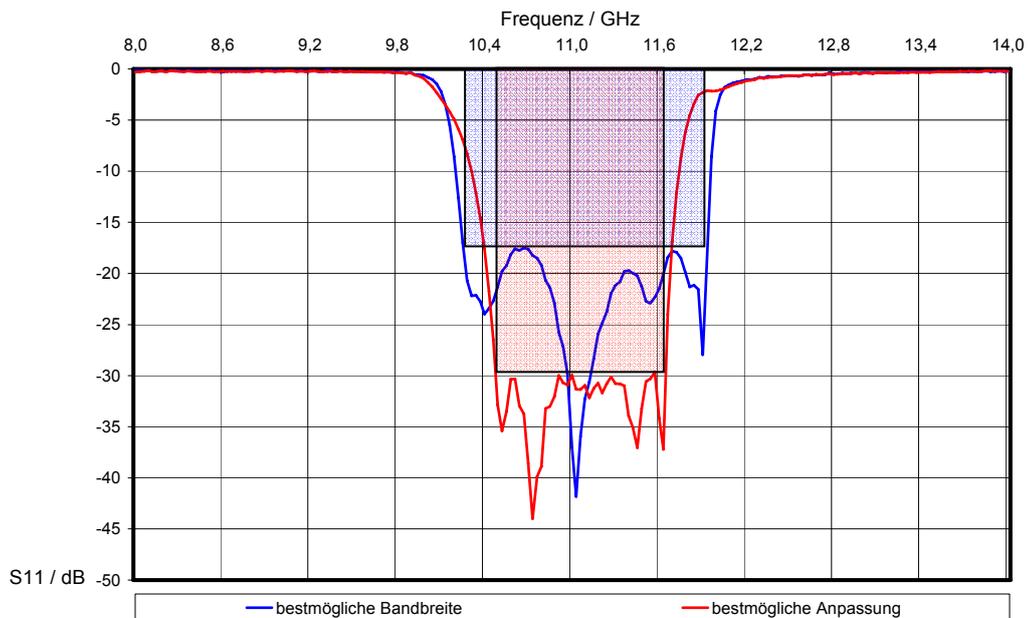


Abbildung 69 Erster Abgleich des Filters

Anhand des roten Graphen dieser Abbildung ist zu erkennen, dass eine maximale Dämpfung von S_{11} von 29dB erreicht werden kann. Dies ist aber nur durch eine leichte Unsymmetrie zur geforderten Bandmittenfrequenz von 11GHz und mit der Breite der markierten Fläche von ca.1,2 GHz möglich.

Der blau Graph stellt den Abgleich auf größtmögliche Bandbreite dar. Hierbei hat sich zwar die markierte Fläche auf ca.1,7GHz vergrößert, aber gleichzeitig könnte nur eine maximale Dämpfung von nun mehr 17dB bei gleich bleibender Unsymmetrie zur geforderten Bandmittenfrequenz von 11GHz erreicht werden.

Hinsichtlich der Bandbreite entspricht dieses Ergebnis schon eher dem der Simulation, aber nicht in Bezug auf die Anpassung, so dass nun untersucht werden soll, wodurch diese Differenzen verursacht worden sind. Dazu werden im nächsten Kapitel die Istmaße des Filters bestimmt, um herauszufinden, welche Abweichungen zwischen den optimierten Abmessungen und den gefertigten Abmessungen bestehen.

3.3.2. Bestimmung der Istmaße des Filters

Bei der Bestimmung der Abmessungen des Filters wurde ein sog. Messmikroskop verwendet. Dabei wurde wie folgt vorgegangen:

- Wahl der richtigen Auflösung und einstellen des Messmikroskops auf die Sehschärfe des Benutzers.
- Ausrichten des Messobjekts.
- Suchen einer Kante, die als Bezugskante dient.
- Suchen der zweiten Kante um den gewünschten Abstand zur Bezugskante zu ermitteln.
- Entweder neue Bezugskante wählen und Abstand zur nächsten Kante bestimmen, oder neue Kanten suchen und Abstand zu der alten Bezugskante messen.

Bei dieser Messmethode treten zwei Schwierigkeiten auf, wodurch es zu Messfehlern kommen kann:

- Die Erkennung einer Kante kann sich durch die hohe Auflösung des Mikroskops und durch die verwendeten Fertigungsverfahren (Grad, Fasen,...) als schwierig herausstellen.
- Die Erkennung einer Kante ist nur in einer Ebene (Höhe) korrekt möglich. Andernfalls kann die Höhendifferenz zu Fehlern führen.

Da es sich nur um eine grobe Abschätzung der Istmaße des Filters handelt, um eine Tendenz hinsichtlich der Fertigungstoleranzen zu erhalten, ist es ausreichend die Messung nur einmal durchzuführen.

Somit konnten folgende Istmaße bestimmt werden:

k	SOLL $s_{k,k+1}$ / mm	IST $s_{k,k+1}$ / mm	Fehler / %	SOLL w_k / mm	IST w_k / mm	Fehler / %
0	1,10	1,060	-3,64	5,30	5,280	-0,38
1	2,71	2,698	-0,44	1,92	1,939	0,99
2	2,85	2,820	-1,05	2,02	2,056	1,78
3	2,77	2,720	-1,81	2,70	2,749	1,81
4	2,85	2,820	-1,05	2,70	2,747	1,74
5	2,71	2,680	-1,11	2,02	2,055	1,73
6	1,10	1,150	4,55	1,92	1,988	3,54
7	X	X	X	5,30	5,305	0,09
	SOLL / mm	IST / mm	Fehler / %			
S_0	1,35	1,330	-1,48			
S_N	1,35	1,390	2,96			
l_{EAK_0}	5,9	5,960	1,02			
l_{EAK_N}	5,9	6,020	2,03			
l	4,93	4,930	0			

Tabelle 7 Istmaße des gefertigten Comblin Filters

Bei Betrachtung dieser Messwerte ist zu erkennen, dass an den rot markierten Stellen in der Spalte der Fehler relativ hohe Toleranzen auftreten. Bei den in der Tabelle grün markierten Istmaßen ist es im Gegensatz zu den rot markierten relative leicht möglich, den Fehler durch mechanische Bearbeitung zu verringern.

Bei der Simulation der Abmessungen des Filters und bei der danach folgenden Optimierung hat sich ja gezeigt, dass die Abmessungen der Ein- und Auskoppelmimik sehr stark das Filterverhalten beeinflussen. Aus diesem Grund bewirken hohe Fertigungstoleranzen in diesen Bereichen eine starke Veränderung des Filterverhaltens.

Deshalb wird im nächsten Kapitel der Vorgang erläutert, wie durch mechanische Bearbeitung, der grün markierten Maße versucht wurde, das Filterverhalten zu verbessern.

3.3.3. Verbesserung der Ein- und Auskoppelstruktur

Wegen der erhöhten Sensibilität der Abmessungen im Ein- und Auskoppelbereich wird in diesem Kapitel auf die Nachbearbeitung der entsprechenden Stellen eingegangen. Dabei wurde auf Grundlage der gemessenen Istwerte versucht, diese Abmessungen auf das Sollmaß zu ändern.

Bei den Ein- und Auskoppelstäben ergab sich durch erneute maschinelle Bearbeitung das folgende Ergebnis:

	SOLL / mm	IST / mm	FEHLER / %
l_{EAK_0}	5,9	5,840	-1,02
l_{EAK_N}	5,9	5,850	-0,85

Es ist zu erkennen, dass durch diese Maßnahme die Ein- und Auskoppelstäbe zu kurz geworden sind. Daher wurden genau wie bei den Leitungsresonatoren Einstellschrauben am Kopfende dieser Stäbe angebracht, um somit weitere Einstellmöglichkeiten im Ein- und Auskoppelbereich zu erhalten.

Die Änderung im Bereich der Abmessung S_{01} war nicht wie bei der Änderung zuvor maschinell durchzuführen, sondern musste unter zu Hilfenahme von Schmirgelpapier durchgeführt werden. Eine Messung des neuen Maßes war nur schwer machbar, da das Material durch diese Bearbeitungsmethode nicht gleichmäßig abgetragen werden konnten. Es entstand somit in diesem Bereich eine Nichtparallelität. Nach diesen Änderungen konnten weitere Abgleichvorgänge durchgeführt werden. Die wichtigsten, sowie der bestmögliche Abgleich, werden im nun folgenden Kapitel näher untersucht.

3.3.4. Vergleich verschiedener Abgleichmöglichkeiten

Da es durch die Einstellmöglichkeiten der Schrauben zu verschiedenen Abgleichmöglichkeiten des Filters kommen kann, werden in diesem Kapitel nur die Filtereinstellungen erwähnt, die die meisten der vorgegebenen Spezifikationen erfüllen.

In dem folgenden Diagramm werden die Gruppenlaufzeit, die Transmissionsdämpfung S_{21} und Reflexionsdämpfung S_{11} für 4 verschiedene Abgleichmöglichkeiten dargestellt:

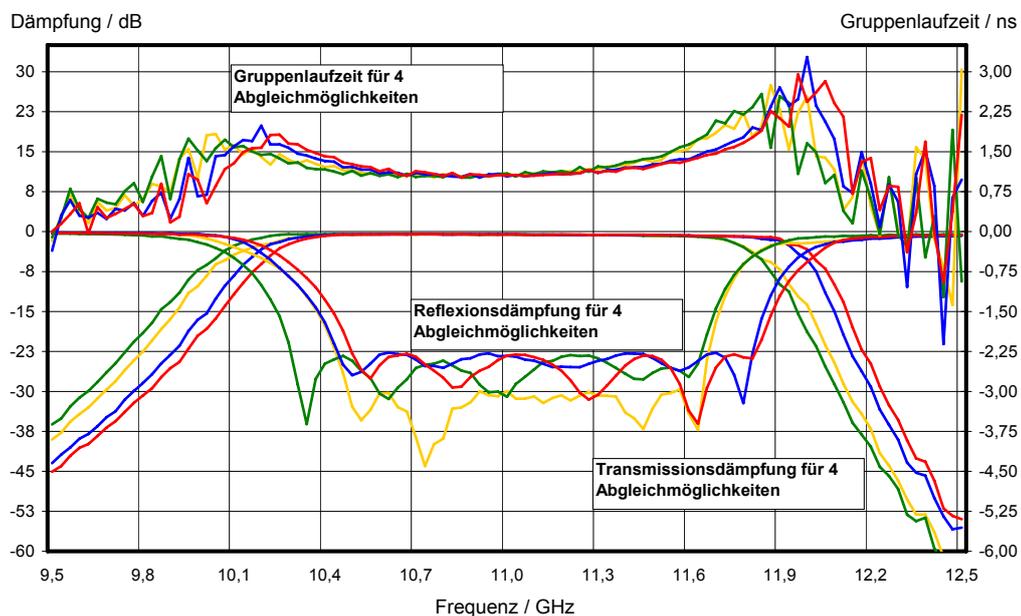


Abbildung 70 Vier Abgleichmöglichkeiten des Compline Filters

Bei dieser Abbildung ist sehr gut zu erkennen, dass die Bandmittenfrequenz innerhalb gewisser Grenzen verschiebbar ist, ohne dass sich die Anpassung oder die Bandbreite von S_{21} wesentlich ändert. Die Entscheidung über die beste Einstellung des Filters kann bei der Auswertung der entsprechenden Gruppenlaufzeiten getroffen werden. Hierbei zeichnet sich ab, dass bei der Einstellung des in rot gekennzeichneten Versuchs sich die Gruppenlaufzeit am nächsten an die geforderte Spezifikationen annähert. Eine genaue Untersuchung dieser Einstellung wird im nächsten Kapitel durchgeführt.

3.3.5. Auswertung der bestmöglichen Einstellung

Die in dem vorherigen Kapitel ermittelte bestmögliche Einstellung soll nun nach einer Feinabstimmung näher untersucht werden. Dazu zählt die Auswertung hinsichtlich der vorgegebenen Spezifikationen, die in den entsprechenden Diagrammen markiert sind. In den Spezifikationen wird vorgegeben, dass die messtechnische Auswertung des Filters bei verschiedenen Temperaturen durchgeführt werden muss. Daher wird zunächst die Auswertung bei Raumtemperatur, und dann bei 3 weiteren Temperaturen durchgeführt.

3.3.5.1. Auswertung bei Raumtemperatur

In diesem Kapitel geht es um die messtechnische Auswertung der gefundenen Filtereinstellung bei Raumtemperatur und Umgebungsluftdruck. Zunächst soll die Transmissionsdämpfung bei diesen Umgebungsverhältnissen genauer untersucht werden:

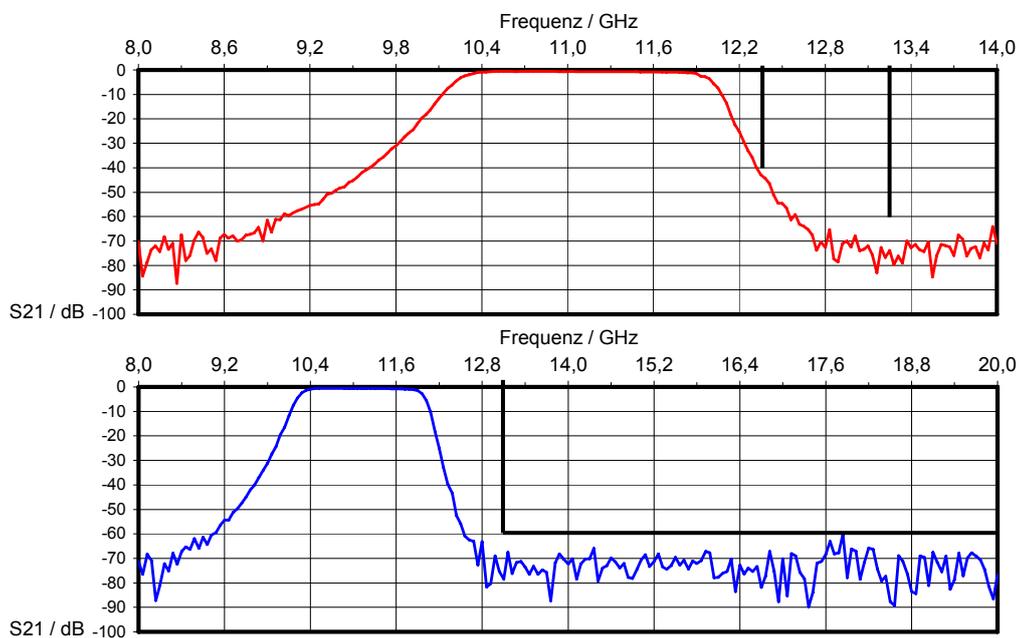


Abbildung 71 Auswertung der Transmissionsdämpfung1

In den Simulations- bzw. Optimierungsergebnissen zeichnete sich ab, dass eine Unsymmetrie hinsichtlich der Transmissionsdämpfung auftritt. Das Ergebnis dieser feldtheoretischen Untersuchung bestätigt sich bei Betrachtung dieser Abbildung. Hier sind die unterschiedlichen Flankensteigungen und die Unsymmetrie zur Bandmittenfrequenz sehr gut zu erkennen. Die in dieser Abbildung eingezeichneten Spezifikationen werden aber trotzdem von diesem Filter erfüllt.

Mittels der nächsten Abbildung, die die Transmissionsdämpfung im Durchlassband näher darstellt, wird das Durchlassband des Filters näher untersucht:

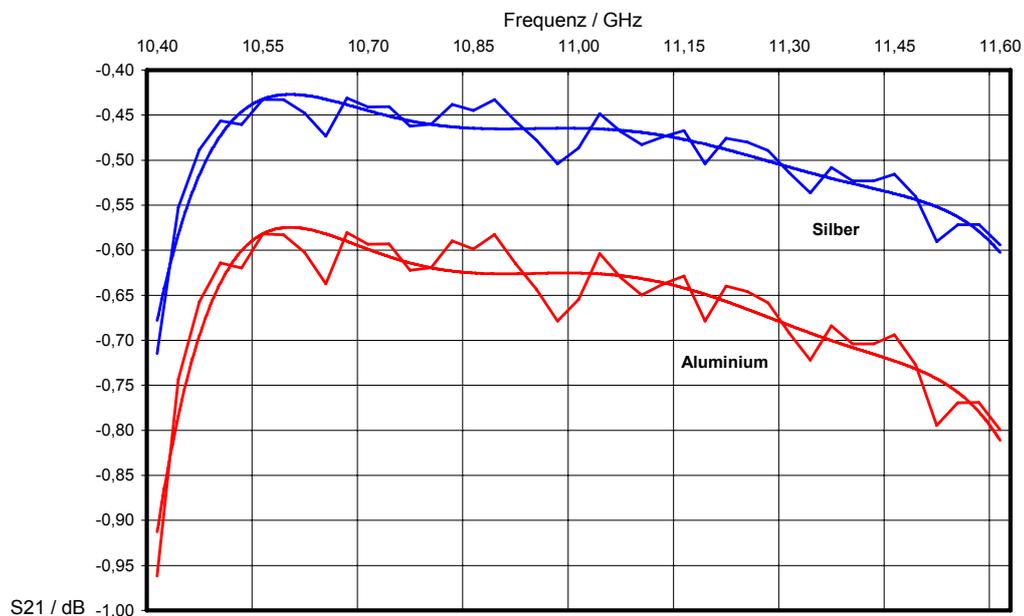


Abbildung 72 Auswertung der Transmissionsdämpfung2

In diesem Diagramm stellt der rote Graph die gemessene Durchlassdämpfung für das bei diesem Filter verwendete Material Aluminium dar. Der blaue Graph stellt die aus dem roten Graph hochgerechnete Durchlassdämpfung für das Material Silber dar. Hierbei besteht zwischen dem roten und dem blauen Graphen die folgende lineare Verschiebung resultierend aus den Leitfähigkeiten beider Materialien. Nach Literatur [8] gilt:

$$\sigma_{Ag} = 6,25 \cdot 10^7 \frac{A}{Vm}$$

$$\sigma_{Al} = 3,45 \cdot 10^7 \frac{A}{Vm}$$

$$V = \sqrt{\frac{\sigma_{Al}}{\sigma_{Ag}}} = \sqrt{\frac{3,45 \cdot 10^7 \frac{A}{Vm}}{6,25 \cdot 10^7 \frac{A}{Vm}}}$$

$$V = 0,743$$

So kann festgestellt werden, dass die Maximal zulässige Durchgangsdämpfung von 0,3dB in Durchlassband mit beiden Materialien nicht erreicht werden kann.

Als nächstes sollen die Spezifikationen hinsichtlich der Reflexion und der Gruppenlaufzeit überprüft werden. Dies ist in dem nun folgenden Diagramm dargestellt:

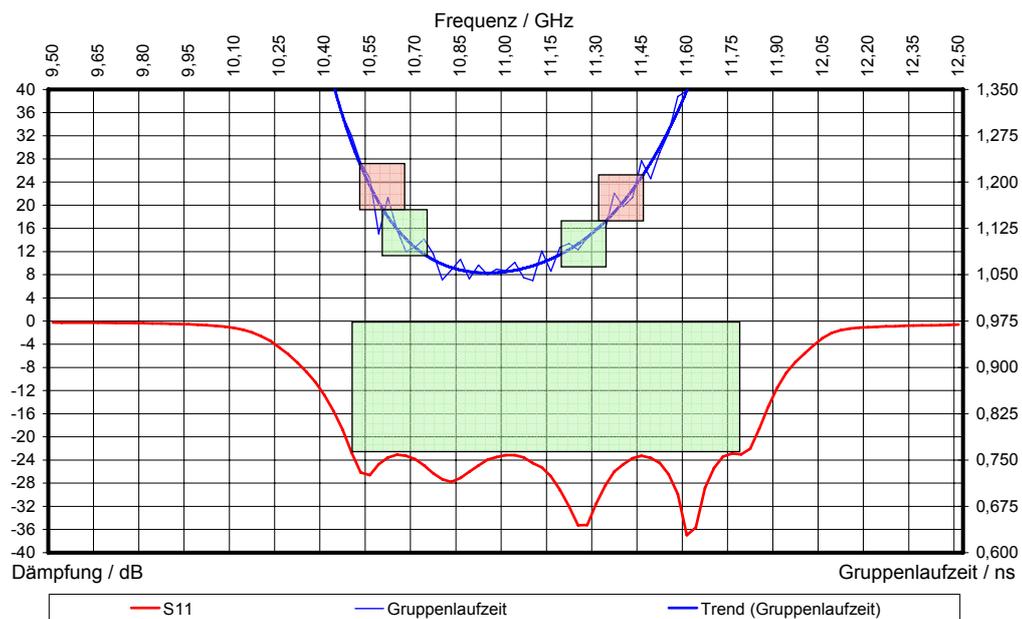


Abbildung 73 Auswertung von Reflexionsdämpfung und Gruppenlaufzeit

In dieser Abbildung stellt der rote Graph die Reflexionsdämpfung der bestmöglichen Einstellung des Filters dar, und der blaue Graph veranschaulicht die Gruppenlaufzeit des Filters.

Es ist sehr gut zu erkennen, dass eine Anpassung von 23dB auf einer Bandbreite von 10,5GHz bis 11,8GHz möglich ist. Dies ist bezüglich der Spezifikationen ausreichend. Die Bandmittenfrequenz kann bei einem Wert von 11,15GHz abgelesen werden.

Bei der Gruppenlaufzeit stellen die eingefärbten Markierungen die geforderten Spezifikationen dar. Dabei entspricht die Diagonale der Markierungen der maximal zulässigen Steigung der Gruppenlaufzeit. Die Steigung der Gruppenlaufzeit in den roten Markierungen verletzt die Spezifikation, da dort die Änderung der Gruppenlaufzeit (ca. 0,08ns) zu hoch ist. Bei den grünen Markierungen, sowie der nicht markierten Gruppenlaufzeiten in der geforderten Bandbreite werden die Spezifikationen eingehalten.

Interessant an dieser Stelle ist noch der Vergleich der gemessenen Filterparameter mit den Ergebnissen der Simulation. Dies soll die folgende Abbildung anhand der Reflexion und der Transmission darstellen:

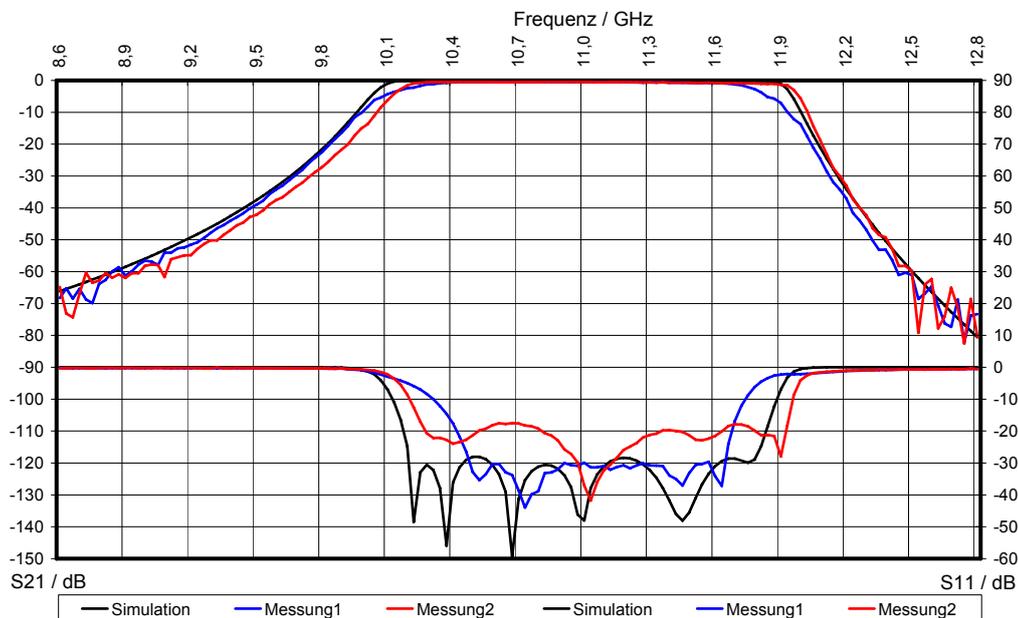


Abbildung 74 Vergleich zwischen Simulation und Messung

Diese Abbildung stellt das Ergebnis der feldtheoretischen Optimierung und zwei möglichen ausgemessenen Abgleichvarianten dar. Dabei können die Messung 1 mit dem Simulationsergebnis hinsichtlich der Anpassung, und die Messung 2 mit dem Simulationsergebnis hinsichtlich der Bandbreite verglichen werden.

Bei der Messung 1 stellte sich heraus, dass eine Anpassung von 29dB nur durch Verschmälerung der Bandbreite mittels der Justierschrauben erreicht werden kann. Da das Filter aber auf die Bandbreite der Simulation dimensioniert wurde, kommt es bei dieser Filtereinstellung beim Durchlassband zu folgendem Effekt: Die Ecken des Durchlassbandes, also der Übergang zwischen Durchlassband und Flanke (im Bereich 11,9GHz) bzw. Flanke und Durchlassband (im Bereich 10,1GHz) sind weniger ausgeprägt als die bei der Simulation. Dieser Effekt kann nur durch eine neue Dimensionierung der Abmessungen des Filters kompensiert werden.

Bei der höheren Bandbreite der zweiten Messung ist dieses angedeutete Problem nicht mehr erkennbar, wodurch aber bei dieser Filtereinstellung eine schlechtere Anpassung von 18dB auftritt. Dies kann die Ursache in den Fertigungstoleranzen, und durch die nicht versilberten Oberflächen des Filterinnenraums haben.

Da das Problem der Messung 1 keinen Einfluss auf die Einhaltung der Spezifikationen hat, kann es an dieser Stelle vernachlässigt werden. Es kann die Lösung mit dem blauen Graphen gewählt werden.

Im nächsten Kapitel wird der Einfluss verschiedener Temperaturen auf das Filterverhalten untersucht.

3.3.5.2. Auswertung bei anderen Temperaturen

In diesem Kapitel soll untersucht werden, wie sich das Filterverhalten bei Variation der Temperatur verändert. Dies ist nötig, da auch hierfür Spezifikationen vorgegeben sind. So muss der Filter Temperaturen von -40°C bis $+85^{\circ}\text{C}$ schadlos überstehen, und das Filterverhalten muss im

Bereich von -25°C bis $+80^{\circ}\text{C}$ innerhalb der Spezifikationen bleiben. Zur Durchführung dieser Überprüfung ist der folgende Messaufbau geeignet:



Abbildung 75 Messaufbau zur Messung der Temperaturbeeinflussung

Hierbei wurden diese Komponenten verwendet:

- (1) Steuerung He-Kühlung
- (2) Messgerät: Temperatur und Messkammerdruck
- (3) Vakuumpumpe
- (4) Netzteil zur Wärmezufuhr
- (5) Kühlsystem
- (6) Messkammer
- (7) Network Analyzer

Bei diesem Versuchsaufbau wird das Filter in der Messkammer (6) fest angebracht und über Anschlussleitungen an den Network Analyzer (7)

angeschlossen. Mit einem Heizwiderstand kann die Messkammer auf die geforderte Temperatur erhitzt werden. Die dazu nötige elektrische Energie liefert das Netzteil (4). Zur Kühlung (5) der Messkammer wird Helium-Gas verwendet, wobei die Steuerung der Kühlung das Steuergerät mit der Nummer (1) übernimmt. Für geringere Wärmeleitung wird in der Messkammer ein Unterdruck durch eine Vakuumpumpe (3) erzeugt. Zur Messung von Temperatur und Unterdruck in der Messkammer wird ein Messgerät (2) verwendet.

Bei der Durchführung dieser Messungen, wird die Messkammer auf die Temperaturen 27°C, -40°C und 85°C gebracht, um dann mit dem Network Analyzer das Filterverhalten zu messen.

Die Messungen wurden in 3 Zyklen der Art 27°C, -40°C und 85°C durchgeführt, und das Ergebnis für Reflexion- und Transmissionsdämpfung verglichen. In der folgenden Abbildung geschieht dieser Vergleich anhand der Messungen bei -40°C:

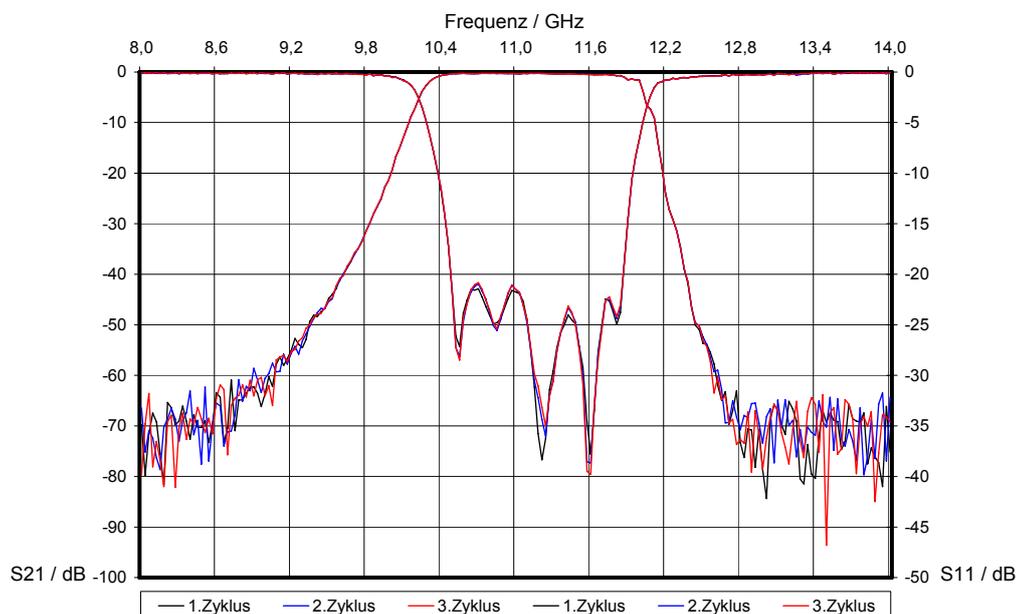


Abbildung 76 S_{21} und S_{11} gemessen in 3 Messzyklen bei -40°C

In dieser Grafik ist zu erkennen, dass das Filter keine bleibenden Schäden durch die Temperaturschwankungen davon trägt. Bestätigt

wird diese Aussage, dass nach jedem Zyklus die Messungen bis auf minimale Abweichungen das gleiche Ergebnis liefern, und somit der Filter reversibel ist. Das gleiche Ergebnis ergab sich bei den Temperaturen von 85°C und 27°C.

Im nächsten Schritt sollen die Unterschiede ermittelt werden, die die unterschiedlichen Temperaturen bei dem Filterverhalten bewirken.

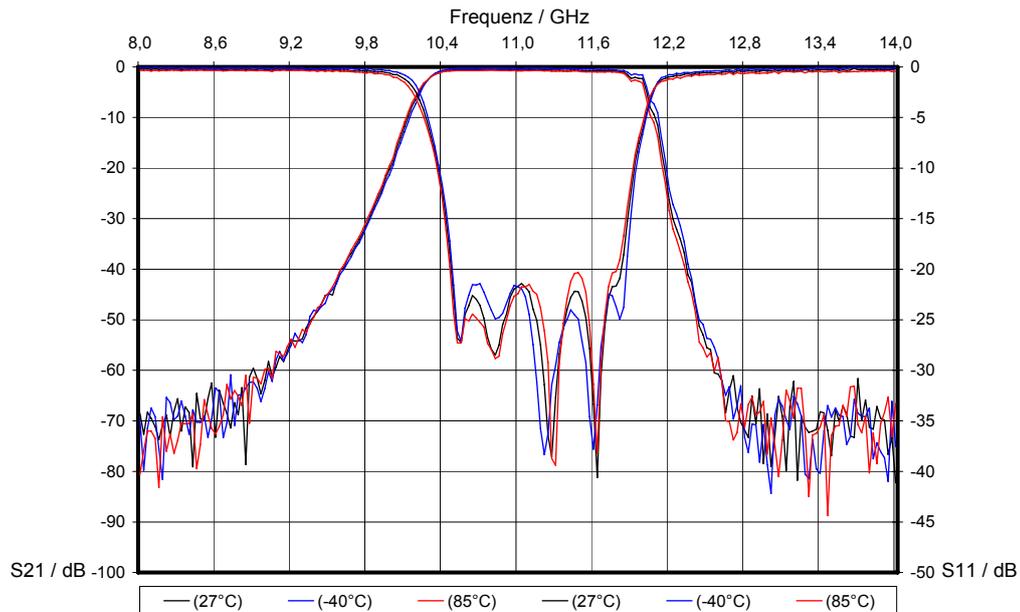


Abbildung 77 S_{21} und S_{11} bei unterschiedlichen Temperaturen¹

Da alle Messzyklen das gleiche Ergebnis liefern, wird diese Untersuchung bei den Messungen des 1. Zyklus durchgeführt. Hierbei ergab sich bei genauerer Betrachtung eine Veränderung der Filtereigenschaften in Bezug auf die Anpassung. In Bezug auf S_{21} ist eine leichte Verschiebung des Durchlassbandes zu vermerken. Diese Effekte haben die Ursache darin, dass sich die Abmessungen dieser Struktur aus Aluminium mit Temperaturänderungen ändern. Eine gleichmäßige Veränderung durch Temperatureinflüsse der Filtergeometrie ist jedoch nicht möglich, da die verwendeten Justierschrauben aus Messing bestehen, und anders auf Temperaturänderungen reagieren als die restliche Struktur aus

Aluminium. Dadurch wird das Filter in sich leicht verstimmt, was eine Veränderung von S_{11} zur Folge hat. Des Weiteren werden in der nun folgenden Grafik die Reflexion und die Transmission genauer untersucht:

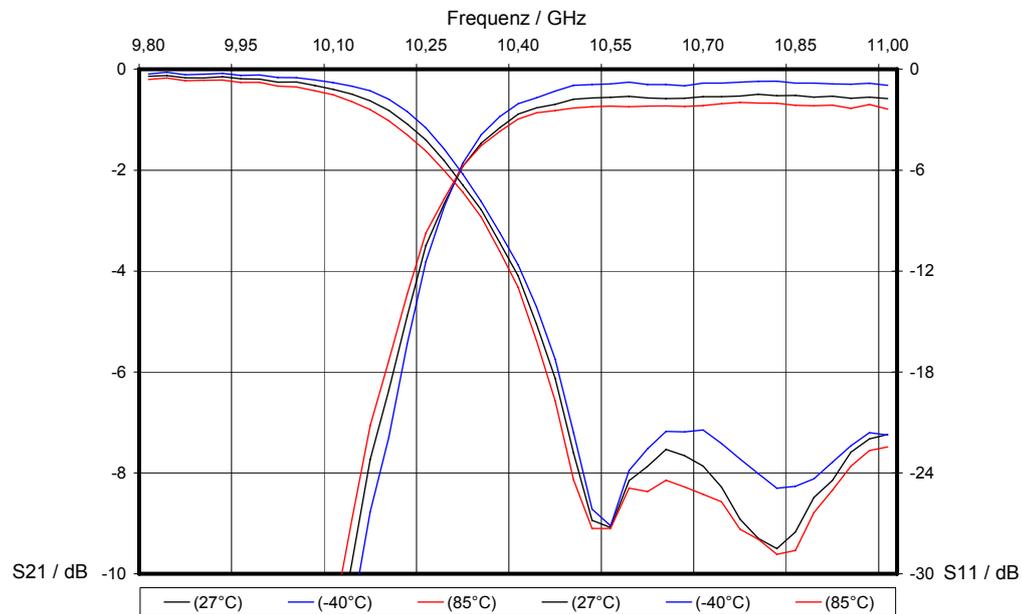


Abbildung 78 S_{21} und S_{11} bei unterschiedlichen Temperaturen²

In der obigen Darstellung ist zu erkennen, dass sich die Leitfähigkeit des Materials im Durchlassband mit sinkender Temperatur verbessert hat (Auf dieser Tatsache basiert die Funktionsweise von Supraleitern). Des Weiteren ist die leichte Verschiebung des Durchlassbandes hin zu höheren Frequenzen bei Verminderung der Temperatur zu sehen.

Als Fazit dieser Untersuchung sei zu erwähnen, dass die Filtereigenschaften bis auf marginale Unterschiede in dem geforderten Temperaturbereich erhalten bleiben. Es sei an dieser Stelle auch noch auf mögliche Fehlerquellen hingewiesen. So wird das Messergebnis einerseits durch die Temperaturabhängigkeit der Zuleitungen verfälscht, andererseits kann es zu Messungenauigkeiten bei der Temperaturmessung und der Druckmessung kommen.

4. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde nach Vorstellung aller benötigten Grundlagen ein Compline Filter nach vorgegebenen Spezifikationen konstruiert, gefertigt, abgeglichen und die Messergebnisse analysiert.

Beim Konstruktionsprozess gab es nach allen vorangehenden Berechnungen die Schwierigkeit, die Abmessungen der Stripline zu bestimmen, da diese sehr stark voneinander abhängen. Neben dieser Schwierigkeit bestand das Problem, dass das Filter nicht radial sondern axial angekoppelt werden muss, so dass als Folge ein Optimierungsprozess unausweichlich war.

Bei der Simulation und der Optimierung mit dem Programm μ WAVE WIZARD kam es darauf an, die richtigen Programmeinstellungen auszuwählen, so dass das Programm die bestmöglichen Ergebnisse liefern konnte. Des Weiteren kam es in diesem Zusammenhang auf eine geschickte Ausnutzung von Symmetrien der Struktur und der Anordnung von elektrischen und magnetischen Wänden an, um Rechenleistung und Simulationszeit einzusparen. Bei den durch das Programm gelieferten neuen Abmessungen war es wichtig die Realisierbarkeit zu beachten, da andernfalls die neue Struktur nicht gefertigt werden konnte. Im Ein- und Auskoppelbereich war die Realisierbarkeit nur durch einen Trick gegeben. Und zwar wurden die Ein- und Auskoppelstäbe nicht wie bei den anderen Resonatorstäben ausgefräst, sondern mit einem Spezialkleber eingeklebt.

Nach der Fertigung und dem Zusammenbau des Filters stand das Abgleichen und Ausmessen des Filters an. Das Abgleichen des Filters gestaltete sich je nach Abgleichziel mehr oder weniger aufwendig. Mit Abgleichziel ist das Abgleichen des Filters auf zum Beispiel bestmögliche Anpassung oder bestmögliche Bandbreite gemeint. Am

schwierigsten und am aufwendigsten gestaltete sich das Abgleichen auf die Einhaltung aller Spezifikationen. Des Weiteren war dazu neben einer maschinellen Nachbearbeitung auch die Nachbearbeitung von Hand mit Schmirgelpapier nötig, um eine bestmögliche Annäherung an die Spezifikationen zu erreichen.

Nach diesen Arbeitsschritten wurde das Ergebnis in einer Präsentation zusammengefasst, und bei Mitarbeitern des Unternehmens Tesat - Spacecom ansässig in Backnang am 01.08.2005 vorgestellt und diskutiert.

Die Ergebnisse dieser Diskussion können so zusammengefasst werden:

- Durch die sehr breiten Ein- und Auskoppelstäbe und den schmalen Koppelpalt zum nächsten Resonator kommt es zu der steileren abfallenden Flanke von S_{21} . Dies kann als Tiefpassverhalten bezeichnet werden. Daraus resultieren die folgenden Eigenschaften des Filterverhaltens:
 - Unsymmetrie des Filters / der Filtereigenschaften, obwohl die Filtergeometrie symmetrisch ist (unterschiedlichen Steigungen der Flanken und Unsymmetrie zur Bandmittenfrequenz von 11GHz)
 - Keine konstante Dämpfung von S_{21} in Durchlassband, sondern stärkere Dämpfung an der Seite mit der steileren Flanke.
 - Höhere Gruppenlaufzeit an der Stelle von S_{21} mit der steileren Flanke
- Die mit diesem Filter erreichten Gruppenlaufzeiten sind an den Bandgrenzen zu hoch (Zum Teil wegen der oben erwähnten Unsymmetrie von S_{21}). Die Gruppenlaufzeit des Comblinere Filters, der als Vorfilter in dem System (Input-Multiplexer – IMUX) gilt, soll

mit einem Wert von 0,05ns vernachlässigbar klein gegenüber den Gruppenlaufzeiten der nachgeschalteten Kanalfilter mit einem Wert von 1 – 2ns sein.

- Mit den verklebten Ein- und Auskoppelstäbe ist kein versilbern mehr zu realisieren, und somit keine Verbesserung der Dämpfungen im Durchlassband mehr möglich. Ohne Klebstellen wäre eine Versilberung mit einer Dicke von 20µm (10µm Nickel und 10µm Silber) zu erreichen.

Weiterhin wurden im Verlauf dieser Diskussion folgende Punkte vorgeschlagen, um das Filter zu verbessern:

- Eine Untersuchung / Messung zur Temperaturabhängigkeit im Bereich von -40°C bis 85°C. Diese wurde durchgeführt, und wird in Kapitel 3.3.5.2 erläutert.
- Die Ein- und Auskopplung soll wegen der besseren mechanischen Stabilität mit einem 4-Loch-Flansch SMA durchgeführt werden.
- Die schmalen Koppelschlitze an Ein- und Auskopplung können erodiert werden. Dadurch entfallen die Klebestellen, und das Filter kann versilbert werden.

In der nun folgenden Tabelle sind die geforderten Eigenschaften bzw. Spezifikationen und die durch Messungen ermittelten Eigenschaften des Compline Filters gegenübergestellt. Die rot markierten Felder kennzeichnen die Eigenschaften, die durch die vorgeschlagenen Maßnahmen verbessert werden könnten. Bei den grün markierten Feldern werden die geforderten Spezifikationen eingehalten:

Parameter	Dim.	Required Value	Comments
<u>Filter Characteristic</u>	---	Tschebyscheff (TBC)	OK
<u>Frequency Range</u>	GHz	10.5 to 11.5	10.5 to 11.8
<u>Center Frequency CF</u>	GHz	11.0	11.15
<u>Max. Insertion Loss within the complete frequency range</u>	dB	0.3	0.70 / 0.52
<u>Far-Off Band Rejection</u>			
F > (CF + 1.465 GHz)	dB	40	52
(CF + 2.255 GHz) < F < 20 GHz	dB	60	74
<u>Group Delay Variation vs. Frequency in any 112 MHz band within the frequency range</u>	ns	0.05	<0.08 See graph
<u>Return Loss</u>			
Input	dB	23	23
Output	dB	23	23
<u>Mechanical Requirements</u>			
RF Interface Input	50 Ω	SMA female	OK
RF Interface Output	50 Ω	SMA female	OK
Mass	g	< 50	31
Dimensions	mm ³	60 x 24 x 18	63.67 (44.85) x 14.4 x 16.3
Venting Hole	mm	≥ 0.5	0.5
Surface		Silver plated	Aluminium
Body Material	Alu	ENAW6082 – T651	Aluminium
<u>Environmental Requirements</u>			
Operating Temperature Range	°C	-20 ... +76	OK
Qualification Temperature Range	°C	-25 ... +80	OK
Survival Temperature Range	°C	-40 ... +85	OK

Abbildung 79 Zusammenfassung der Einhaltung der Spezifikationen

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass das entworfene Filter mit kleinen Verbesserungen gefertigt und für den vorgesehenen Einsatz verwendet werden könnte. Weitere Verbesserungsmöglichkeiten wurden in dieser Arbeit, sowie in der Diskussion aufgezeigt, waren aber in der vorgegebenen Zeit nicht mehr durchführbar.

5. Literaturverzeichnis

- [1] Agilent Technologies: "AppCAD" (Software)
www.hp.woodshot.com/
- [2] Autodesk: „Inventor Professional“
usa.autodesk.com
- [3] Bächtold, W.; Streuparameterdarstellung von linearen Zwei- und Mehrporten; ETH-IFH; 2000
- [4] Bertuch, T.; Knott, P.; Unterlagen zur Vorlesung - Hochfrequenztechnik; 3. Auflage
- [5] Bunzemeier, A.; Vorlesung Signaltheorie; SS03 - WS03/04
- [6] EDUCATION HIGHWAY, Gymnasium Ried;
schulen.eduhi.at/riedgym/physik/11/elektr_feld/feld.htm
Erscheinungsjahr 2002; Zugriff Juni 2005
- [7] Gysel, U.; ZHW, Departement Technik, Informatik und Naturwissenschaften, Elektrotechnik und Signalverarbeitung; Hochfrequenztechnik; Oktober 2003
- [8] Keller, R.; Berechnung von mehrfach gekoppelten Rechteck- und Rundhohleleiterschaltungen mit Hilfe der Orthogonalreihenentwicklung
- [9] Malherbe, J.A.G.; Microwave Transmission – Line Filters;
Artech House Books; 1979
- [10] Matthaei, G.L.; Young, L.; Jones, E.M.T.; Microwave Filters, Impedance-Matching, Networks and Coupling Structures;
Artech House Books; 1980
- [11] MICIAN GmbH: "µWAVE WIZARD" (Software)
www.MICIAN.com
- [12] Nuhertz Technologie: „filter solutions“ (Software)
www.filter-solutions.com

6. Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1	Systemverhalten eines Input Multiplexers im Frequenzbereich	1
Abbildung 2	Blockschaltbild eines Input Multiplexers	2
Abbildung 3	Wellen einer einseitig abgeschlossenen Leitung	4
Abbildung 4	Normierte Wellen einer einseitig abgeschlossenen Leitung	6
Abbildung 5	Normierte Wellen an den Toren eines Zweitorts	7
Abbildung 6	Quellenlose Leistungsanpassung an Tor 2 eines Zweitorts	8
Abbildung 7	Quellenlose Leistungsanpassung an Tor 1 eines Zweitorts	8
Abbildung 8	Magnetisches Feld einer Leitung	13
Abbildung 9	Elektrisches Feld einer Punktladung	14
Abbildung 10	Even Mode elektrischer Felder	16
Abbildung 11	Odd Mode elektrischer Felder	16
Abbildung 12	Toleranzschema eines Tiefpasses	17
Abbildung 13	Toleranzschema eines Tschebyscheff-Tiefpasses	19
Abbildung 14	Schaltung 1 eines Tiefpass Filters mit den Elementen g_k	21
Abbildung 15	Schaltung 2 eines Tiefpass Filters mit den Elementen g_k	21
Abbildung 16	Toleranzschema eines Tschebyscheff-Bandpasses	23
Abbildung 17	Schaltung eines Tschebyscheff-Tiefpasses	24
Abbildung 18	Schaltung eines idealen Tschebyscheff-Bandpasses	24
Abbildung 19	Tiefpass – Bandpass – Transformation	25
Abbildung 20	Diagramm zur Bestimmung der Ordnung	28
Abbildung 21	Serienschwingkreis → J-Inverter	29
Abbildung 22	Herleitung J-Inverter 1	30
Abbildung 23	Herleitung J-Inverter 2	31
Abbildung 24	Herleitung J-Inverter 3	32
Abbildung 25	Herleitung J-Inverter 4	32
Abbildung 26	Ersatzschaltung eines J-Inverters	33
Abbildung 27	Praktische Realisierung eines J-Inverters	33
Abbildung 28	Leitungsresonator	35
Abbildung 29	Leitungsresonator einstellbar	35
Abbildung 30	Parallelschwingkreis	35
Abbildung 31	Leitungsresonator realisiert als Stab	36
Abbildung 32	Parallel verkoppelte Leitungsresonatoren	37
Abbildung 33	Physikalische Struktur des Compline Filters (Schema)	38
Abbildung 34	Physikalische Struktur des Compline Filters	38

Abbildung 35	Ersatzschaltung des Comblin Filter mit L und C.....	40
Abbildung 36	Herleitung Ersatzschaltung Comblin Filter 1.....	41
Abbildung 37	Herleitung Ersatzschaltung Comblin Filter 2.....	41
Abbildung 38	Herleitung Ersatzschaltung Comblin Filter 3.....	41
Abbildung 39	Herleitung Ersatzschaltung Comblin Filter 4.....	41
Abbildung 40	Ersatzschaltung Comblin Filter	42
Abbildung 41	Ersatzschaltung des Comblin Filter mit Admittanzen	42
Abbildung 42	Einzelne Stripline	45
Abbildung 43	Verkoppelte Striplines	46
Abbildung 44	Ersatzkapazitäten verkoppelter Striplines.....	47
Abbildung 45	Ersatzschaltung des Comblin Filter mit Admittanzen	47
Abbildung 46	fringing capacitances verkoppelter Striplines	50
Abbildung 47	Draufsicht des zu konstruierenden Filters	52
Abbildung 48	Seitenansicht des zu konstruierenden Filters	52
Abbildung 49	Ablauf Striplinedimensionierung	55
Abbildung 50	Bestimmung der Ordnung des Comblin Filters.....	59
Abbildung 51	Programmoberfläche filter solutions	60
Abbildung 52	Automatisch erzeugte Schaltung mit filter solutions	61
Abbildung 53	Gruppenlaufzeit versus Frequenz für verschiedene Ordnungen.....	62
Abbildung 54	S ₂₁ / dB versus Frequenz für verschiedene Ordnungen.....	63
Abbildung 55	Gruppenlaufzeit versus Frequenz für verschiedene Ordnungen.....	64
Abbildung 56	Extremfälle für Gesamtfilterhöhe	66
Abbildung 57	Verschiedene Abmessungen versus Stablänge	68
Abbildung 58	Frequenz versus Abstand für verschiedene Stablängen	69
Abbildung 59	Bestimmung von C' _{fe} und S _{k,k+1}	76
Abbildung 60	Bestimmung von C'f.....	77
Abbildung 61	Programmoberfläche appCAD.....	78
Abbildung 62	Seitenansicht des spezifizierten Comblin Filters	82
Abbildung 63	S ₂₁ des Comblin Filters 1,5Ghz.....	83
Abbildung 64	S ₁₁ des Comblin Filters 1,5GHz.....	83
Abbildung 65	µWave Wizard – Teilschaltung	87
Abbildung 66	µWave Wizard - Hauptschaltung	87
Abbildung 67	Simulationsergebnis µWave Wizard vor der Optimierung	88
Abbildung 68	Simulationsergebnis µWave Wizard nach der Optimierung	89
Abbildung 69	Erster Abgleich des Filters	93
Abbildung 70	Vier Abgleichmöglichkeiten des Comblin Filters.....	97
Abbildung 71	Auswertung der Transmissionsdämpfung1	98

Abbildung 72	Auswertung der Transmissionsdämpfung2	99
Abbildung 73	Auswertung von Reflexionsdämpfung und Gruppenlaufzeit.....	100
Abbildung 74	Vergleich zwischen Simulation und Messung.....	101
Abbildung 75	Messaufbau zur Messung der Temperaturbeeinflussung.....	103
Abbildung 76	S_{21} und S_{11} gemessen in 3 Messzyklen bei -40°C	104
Abbildung 77	S_{21} und S_{11} bei unterschiedlichen Temperaturen1	105
Abbildung 78	S_{21} und S_{11} bei unterschiedlichen Temperaturen2	106
Abbildung 79	Zusammenfassung der Einhaltung der Spezifikationen	110

7. Tabellenverzeichnis

Tabelle 1	Normierte Filterelemente des Filters 6.Ordnung	72
Tabelle 2	Berechnung der konzentrierten Bauelemente.....	74
Tabelle 3	Berechnung der Kapazitäten C_k und $C_{k,k+1}$	75
Tabelle 4	Bestimmung von C'_{fe} , C'_f , $S_{k,k+1} / b$, W_k / b und Y_k^s	79
Tabelle 5	Zusammenfassung der Abmessungen der Stripline	81
Tabelle 6	Abmessungen nach der Optimierung.....	90
Tabelle 7	Istmaße des gefertigten Comblinle Filters	95

8. Liste der verwendeten Formelzeichen

Formelzeichen / Symbol	Einheit	Bemerkung
γ		Parameter zur Berechnung der normierten Elemente
τ_g	s	Gruppenlaufzeit
τ_p	s	Phasenverzerrungen
\underline{a}	$\sqrt{A \cdot V} = \sqrt{W}$	Einlaufende normierte Welle
A	m ²	Fläche der Kondensatorplatten
a_k		Parameter zur Berechnung der normierten Tiefpasselemente
A_x	dB	Beliebige Verstärkung
\underline{b}	$\sqrt{A \cdot V} = \sqrt{W}$	Auslaufende normierte Welle
b	m	Gesamtabstand der Stripline
B_k	S	In der Inverterschaltung verwendete Admittanzen
b_k		Parameter zur Berechnung der normierten Tiefpasselemente
B_k^s	S	Admittanz der Leitungsresonatoren
b_k^s		Admittanz der Leitungsresonatoren normiert auf YA
C	F	Kapazität
C'_f	$\frac{F}{m}$	fringing capacitances pro Längeneinheit
C'_{fe}	$\frac{F}{m}$	fringing capacitances pro Längeneinheit im even Mode
C'_{fo}	$\frac{F}{m}$	fringing capacitances pro Längeneinheit im odd Mode
C'_k		Kapazität bei normierten Tiefpasselementen

C_k	$\frac{F}{m}$	Self capacitances pro Längeneinheit
$C_{k,k+1}$	$\frac{F}{m}$	Mutual capacitances pro Längeneinheit
C_k^s	F	Kapazität der Leitungsresonatoren
d	m	Abstand zwischen Justierschraube und Resonatorstab
G	S	Leitwert allgemein
$G(j\omega)$		Frequenzgang dargestellt als Verstärkung
g_k		normierte Tiefpasselemente
h_0	m	Höhe der Ein- und Auskoppelbuchsen
$h_{\text{ausßen}}$	m	Filterausßenhöhe
$h_{\text{ausßen_max}}$	m	Maximale Filterausßenhöhe
$h_{\text{ausßen_min}}$	m	Minimale Filterausßenhöhe
h_b	m	Höhe des Bodens
h_d	m	Höhe des Deckels
h_{innen}	m	Filterinnenraumhöhe
i	$\sqrt{A \cdot V} = \sqrt{W}$	Normierte Stromwelle
I	A	Gesamtstromwelle
I_a	A	An einem Tor einlaufende Stromwelle
I_b	A	An einem Tor auslaufende Stromwelle
J	S	J-Inverter
$J_{k,k+1}$	S	J-Inverter zwischen den Stellen k und k+1
k		Laufvariable
L	H	Induktivität
l	m	Mechanische Länge der Resonatorstäbe
L'_k		Induktivität bei normierten Tiefpasselementen

$L_{A(j\omega)}$		Frequenzgang dargestellt als Dämpfung
L_{Ax}	dB	beliebige Dämpfungen
l_{EAK}	m	Höhe der Ein- und Auskoppelstäbe
l_{EAK_0}	m	Höhe des Einkoppelstabes
l_{EAK_N}	m	Höhe des Auskoppelstabes
l_{ju}	m	Länge der Justierschraube
L_k	H	Ersatzinduktivität eines einzelnen Resonators
$L_{k,k}$	H	Ersatzinduktivität von verkoppelten Resonatoren
$L_{k,k+1}$	H	Ersatzinduktivität der Kopplungen
m		Symbolisiert die Vielfachen der Wellenlänge
N		Ordnung
n_0		Übertragungsverhältnis des Einkoppelübertragers
n_{N+1}		Übertragungsverhältnis des Auskoppelübertragers
r	m	Radius der Justierschrauben
r_A		Abschlussreflexionsfaktor
r_a	m	Außenradius des SMA-Koaxialanschlusses
r_i	m	Innenradius des SMA-Koaxialanschlusses
$\underline{\underline{S}}$		Streumatrix
$S_{k,k+1}$	m	Abstand der verkoppelten Resonatorstäbe zueinander
S_{mn}		Streuparameter
S_{mndB}	dB	Streuparameter
t	m	Tiefe der Resonatorstäbe
u	$\sqrt{A \cdot V} = \sqrt{W}$	Normierte Spannungswelle
U	V	Gesamtspannungswelle

U_a	V	An einem Tor einlaufende Spannungswelle
U_b	V	An einem Tor auslaufende Spannungswelle
U_{q1}	V	Quellenspannung 1
U_{q2}	V	Quellenspannung 2
V		Verhältnis von Materialeitfähigkeiten
w		Relative Bandbreite
W	m	Breite einer Stripline
W_k	m	Breite der verkoppelten Striplines
Y	S	Admittanz allgemein
Y'_k		Admittanz an der Stelle k (In der Inverterschaltung)
Y_0	S	Wellenadmittanz von Leitungen
Y_A	$= \frac{1}{50} S$	Port-Admittanz
Y_k		Admittanz an der Stelle k (Schaltung mit Elementen)
$Y_{k,k}$	S	Ersatzadmittanz der Resonatoren
$Y_{k,k+1}$	S	Ersatzadmittanz der Kopplungen
Y_k^s	$= \frac{1}{70} S$	Admittanz der Resonatorstäbe
Z_i	$\frac{V}{A}$	Komplexe Impedanz einer Quelle
Z_L	$\frac{V}{A}$	Komplexe Lastimpedanz
Z_w	$\frac{V}{A}$	Komplexe Wellenimpedanz
β		Parameter zur Berechnung der normierten Elemente

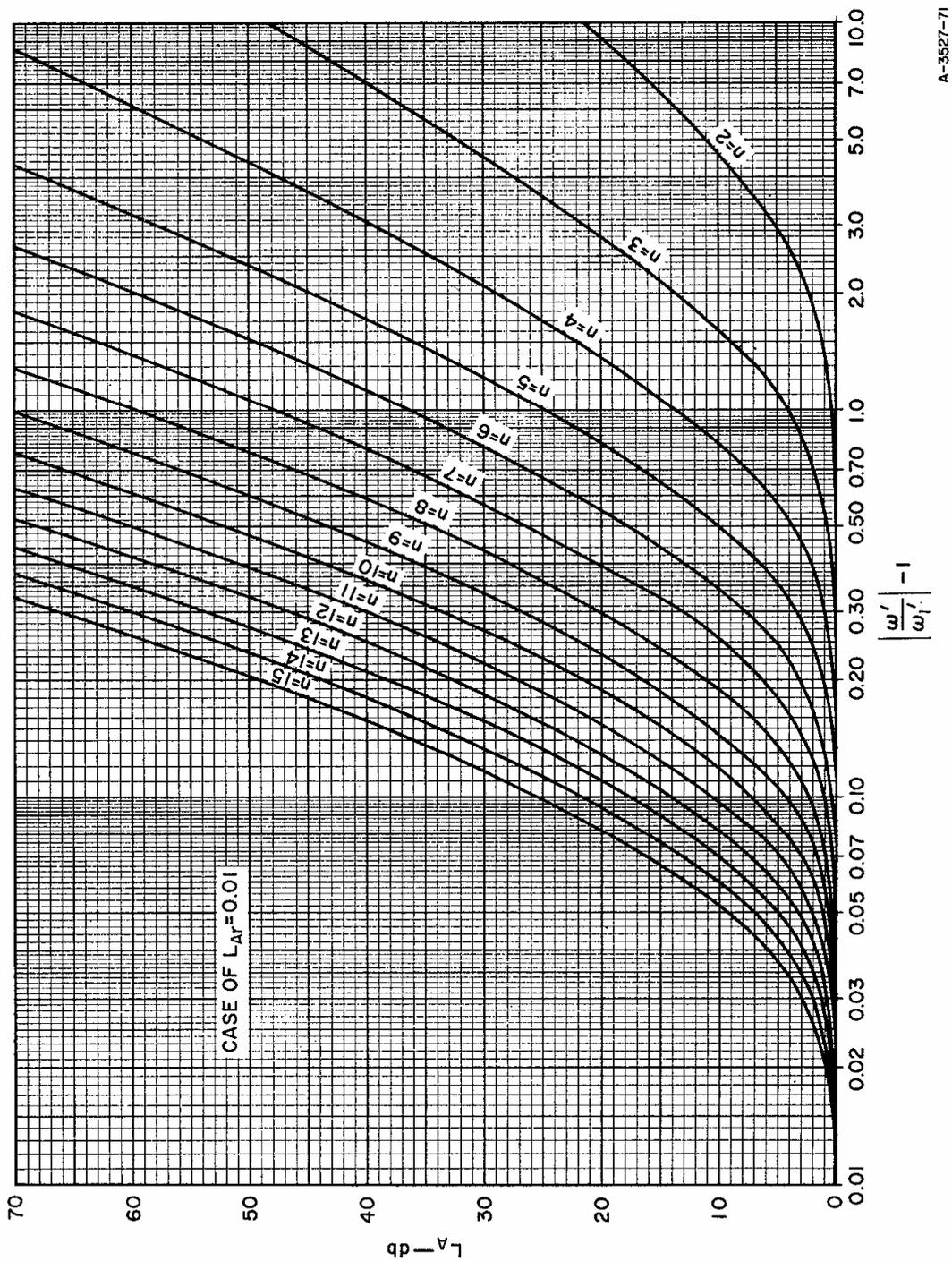
Δl_{ju}	m	Eintauchtiefe der Justierschraube
$\Delta l_{ju \max}$	m	Maximale Eintauchtiefe der Justierschraube
$\Delta l_{ju \min}$	m	Minimale Eintauchtiefe der Justierschraube
ϵ_r		relative Dielektrizitätskonstante
θ		elektrische Länge von Leitungen
λ	m	Wellenlänge
σ_{xxx}	$\frac{A}{V \cdot m}$	Leitfähigkeit von Materialien
ω	$\frac{1}{s}$	Kreisfrequenzen
ω'	$\frac{1}{s}$	Kreisfrequenzen beim Tschebyscheff-Tiefpass
ω'_x	$\frac{1}{s}$	beliebige Kreisfrequenz bei dem Tschebyscheff-Tiefpass
ω_x	$\frac{1}{s}$	beliebige Kreisfrequenzen

9. Anhang

9.1. Für diese Arbeit benötigte Diagramme

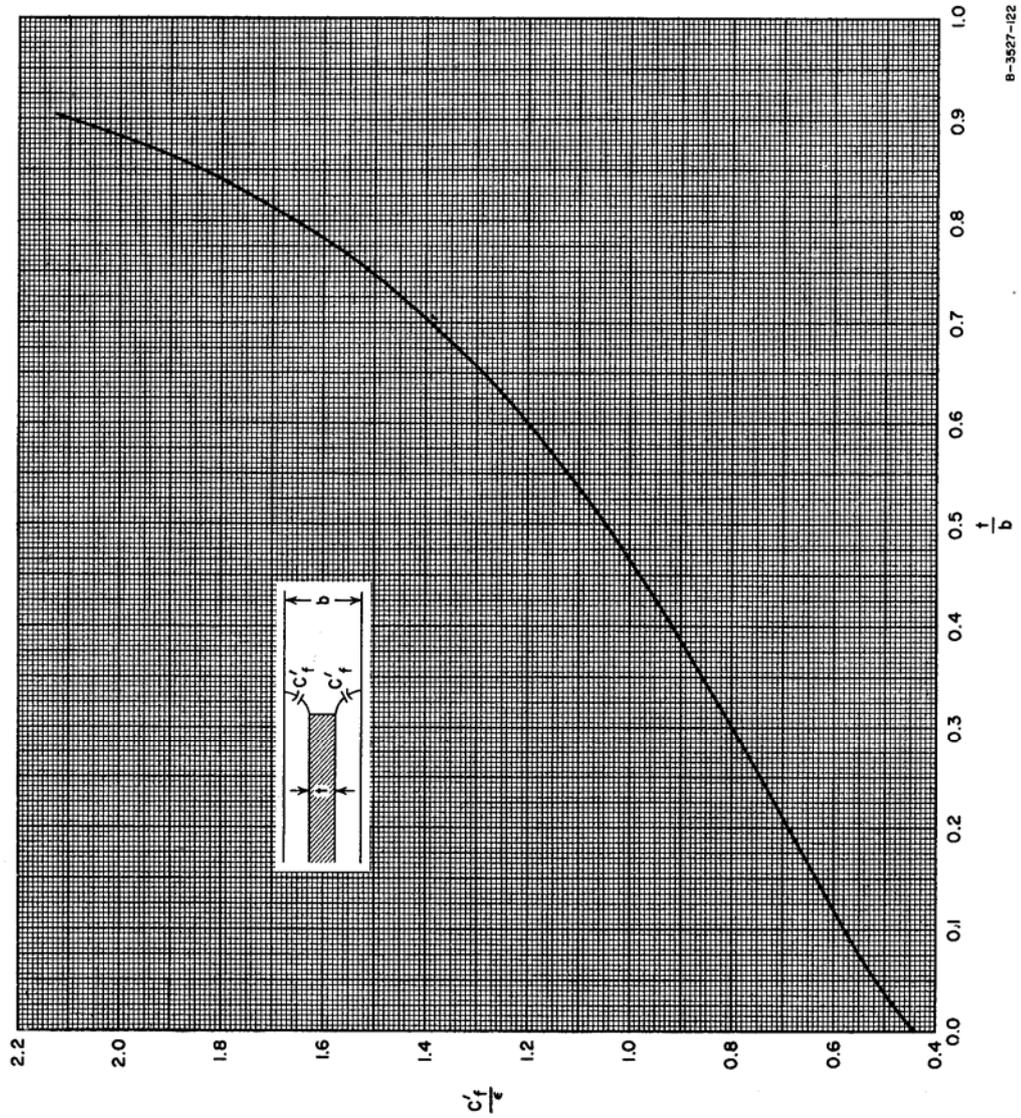
9.1.1. Bestimmung der Ordnung

Dieses Diagramm veranschaulicht: $La = f\left(\left|\frac{\omega'}{\omega_1'}\right| - 1\right)$



9.1.2. Bestimmung von C'_f

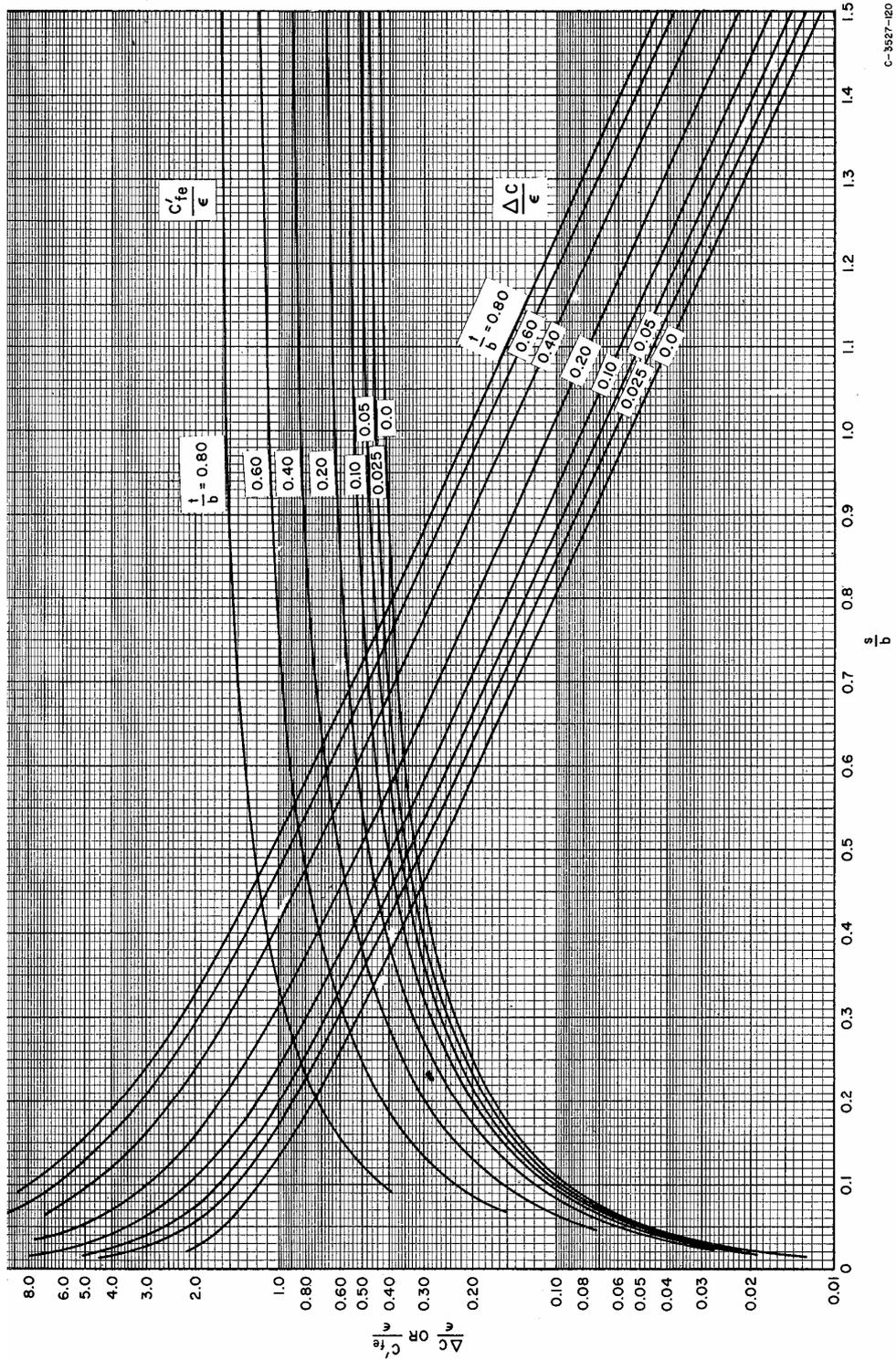
Dieses Diagramm veranschaulicht: $C'_f = f\left(\frac{t}{b}\right)$



B-3527-122

9.1.3. Bestimmung von C'_{fe} und ΔC

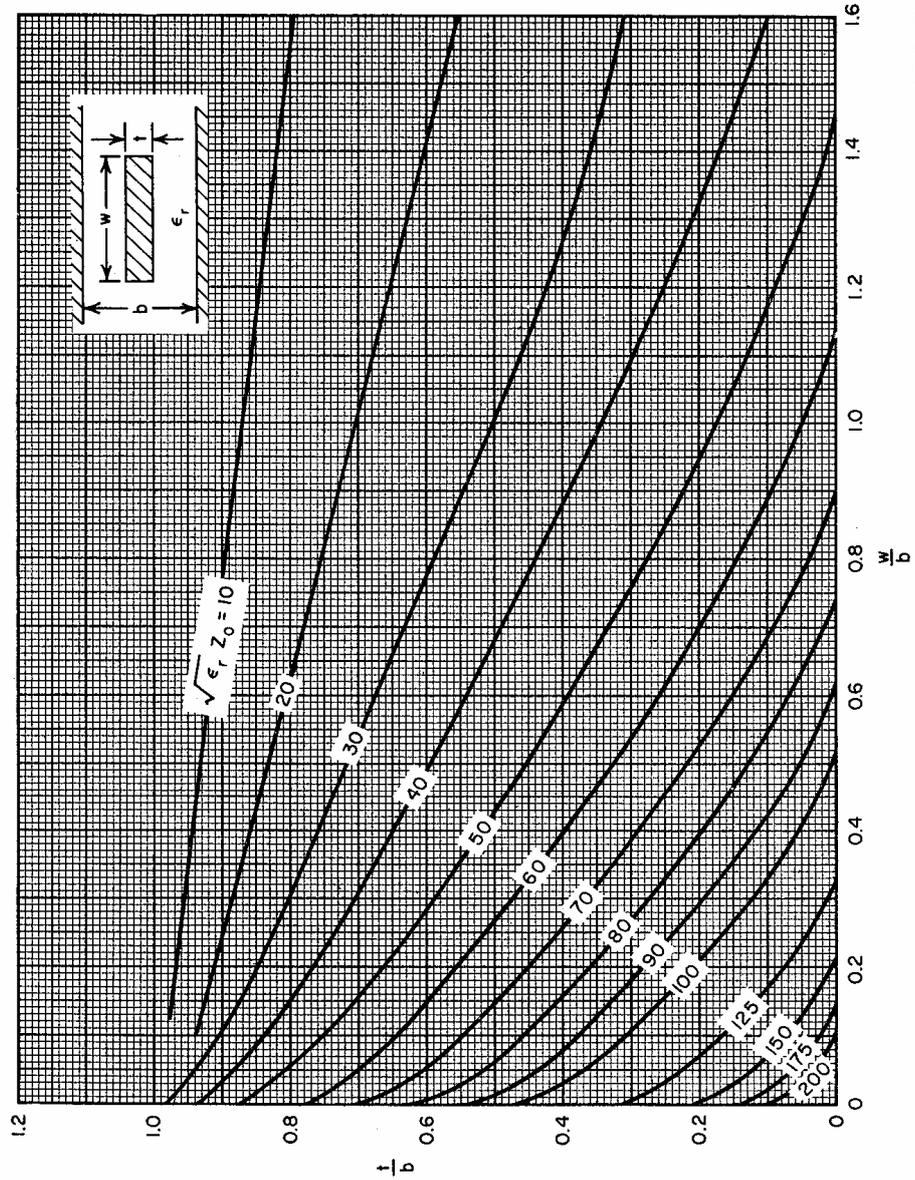
Dieses Diagramm veranschaulicht: $C'_{fe} = f\left(\frac{s}{b}\right)$ und $\Delta C = f\left(\frac{s}{b}\right)$



C-3627-120

9.1.4. Bestimmung der Leitungsadmittanz

Dieses Diagramm veranschaulicht: $\frac{t}{b} = f\left(\frac{w}{b}\right)$



A-3527-105

9.2. 3D-Darstellungen / Technische Zeichnung

