

**Supraleitende koplanare
Mikrowellenfilter für radioastronomische
Empfänger bei 15 K**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe (TH)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.–Ing. Stefan Wunsch

aus Karlsruhe

Tag der mündlichen Prüfung:

2. Mai 2005

Hauptreferent:

Prof. Dr.–Ing. Wilhelm W. Jutzi

Korreferent:

Prof. Dr.–Ing. Heinz Chaloupka

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen zur Filtersynthese von Bandpässen	5
2.1	Festlegung der Filtercharakteristik	6
2.2	Referenztiefpass mit konzentrierten Bauelementen	7
2.3	Transformation des Referenztiefpasses in einen Bandpass und Simulation des Netzwerkes aus konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten	14
2.4	Verwirklichung der Übertragungscharakteristik des LC-Netzwerkes durch verlustlose Leitungsresonatoren und konzentrierte Koppelkapazitäten im spezifizierten Frequenzbereich	19
3	Materialien	39
3.1	Anforderungen an das Leitermaterial	39
3.2	Supraleiter	42
3.2.1	Grundlagen der Tief- und Hochtemperatursupraleitung	43
3.2.2	Hochtemperatursupraleiter in Dünnschicht-Technologie	43
3.2.2.1	Herstellungsverfahren	45
3.2.2.2	Gleichstromeigenschaften	47
3.2.2.3	Hochfrequenzeigenschaften	53
3.3	Substrate für hochwertige dünne YBCO-Schichten	61
3.3.1	Vergleich der dielektrischen und mechanischen Eigenschaften	62
3.3.2	Eigenschaften der verwendeten Substrate aus Saphir	65

4	Bauelemente zur Integration von Mikrowellenschaltungen	73
4.1	Miniaturisierte Leitungen	74
4.1.1	Vergleich von Filtern in Streifenleitungs- und Hohlleitertechnik .	77
4.1.2	Vorteile koplanarer Leitungen gegenüber Mikrostreifenleitungen .	78
4.1.3	Berechnungs- und Simulationsverfahren	81
4.2	Koplanare Kopplungskondensatoren	91
4.2.1	Technologische Ausführungsformen	91
4.2.2	Auslegung von koplanaren interdigitalen Strukturen	94
4.2.3	Ersatzschaltbild mit parasitären Kapazitäten	96
4.2.4	Herstellungstoleranzen der interdigitalen Strukturen	103
5	Entwicklung koplanarer Leitungsresonatoren in Mäanderform	113
5.1	Technologische Rahmenbedingungen	113
5.2	Elektromagnetische Kopplung zwischen zwei symmetrischen koplanaren Leitungen	118
5.3	Elektromagnetische und kapazitive Kopplung zweier benachbarter Mäander- Resonatoren	124
5.4	Massekontaktierung und Kurzschlussbrücken	125
6	Auslegung von Bandpässen höherer Ordnung	135
6.1	Anbindung der Empfangsfilter an das Meßsystem des Radioteleskops . .	135
6.2	Bandpass mit 5 gekoppelten Resonatoren	140
6.3	Bandpass mit 9 gekoppelten Resonatoren	149
6.4	Bandpass mit 5 gekoppelten Resonatoren und veränderter Abstimmung .	160
7	Simulation der S-Parameter der Bandpässe	163
7.1	Bandpässe 5. Ordnung	163
7.1.1	Bandpässe aus Resonatoren mit kapazitiver Kopplung an den En- den, aber ohne Mäanderform	164
7.1.2	Einfluss der Herstellungstoleranzen der interdigitalen Koppelkon- densatoren	166

7.1.3	Kompensation des Einflusses der parasitären Kapazitäten der Koppelkondensatoren durch Änderung der Resonatorlängen	169
7.1.4	Bandpass aus 5 endgekoppelten Resonatoren in Mäanderform . .	170
7.1.4.1	Einfluss einer Passivierungsschicht	172
7.1.4.2	Tiefpass zur Unterdrückung der Durchlassbereiche höherer Ordnung	175
7.2	Bandpässe 9. Ordnung	177
7.2.1	Bandpässe aus Resonatoren mit kapazitiver Kopplung an den Enden, aber ohne Mäanderform	177
7.2.2	Kompensation des Einflusses der parasitären Kapazitäten der Koppelkondensatoren durch Änderung der Resonatorlängen	179
7.2.3	Bandpass aus 9 endgekoppelten Resonatoren in Mäanderform . .	181
7.2.4	Einfluss der Herstellungstoleranzen der Koppelkondensatoren . . .	183
7.2.5	Kompensation des Einflusses der äußeren parasitären Kapazitäten der Koppelkondensatoren durch Leitungstransformatoren am Ein- und Ausgang	185
7.3	Bandpässe 5. Ordnung mit einem verbesserten Abstimmungsverfahren . .	190
8	Messtechnische Charakterisierung der Bandpässe	193
8.1	Messaufbau für kryogene Temperaturen	193
8.2	Bandpässe 5. Ordnung	197
8.2.1	Sperr- und Durchlassbereich des Filters	198
8.2.2	Durchlassdämpfung	204
8.2.2.1	Abhängigkeit von der Eingangsleistung	204
8.2.2.2	Abhängigkeit von einem äußeren Magnetfeld	206
8.2.3	Intermodulationsprodukt	207
8.2.4	Alterung eines Filters mit Passivierungsschicht	211
8.3	Bandpässe 9. Ordnung	212
8.3.1	Sperr- und Durchlassbereich des Filters	213
8.3.2	Durchlassdämpfung in Abhängigkeit der Betriebstemperatur . . .	218

8.3.3	Intermodulationsprodukt	218
8.3.4	Erkenntnisse aus „realen“ Einsatzbedingungen	220
9	Zusammenfassung und Ausblick	229
A	Symbolverzeichnis	247

1 Einleitung

Seit langem übt der nächtliche Sternenhimmel eine große Faszination auf die Menschen aus. Doch nicht allein Neugier war die Triebfeder, die zur Beobachtung von Himmelsphänomenen führte, sondern vielmehr die Notwendigkeit der Festlegung von Saat und Ernte zum optimalen Zeitpunkt. Zudem gaben Sternbilder auf fernen Reisen wichtige Informationen über den jeweiligen Standort und die eingeschlagene Richtung. Heute erweitern die astronomischen Beobachtungen unser Wissen und unser Verständnis über die Zusammenhänge und Gesetzmäßigkeiten der Natur. Doch bis in die dreißiger Jahre des letzten Jahrhunderts war man bei diesen Untersuchungen auf die Wellenlänge des sichtbaren Lichtes beschränkt, da die lebenswichtige atmosphärische Hülle der Erde für weite Bereiche des Strahlenspektrums undurchlässig ist [Bild 1.1]. Erst mit dem Nachweis des Empfangs von Radiowellen aus dem Kosmos durch K. G. Jansky im Jahre 1931 [1] konnte ein weiteres atmosphärisches „Fenster“ (Wellenlänge ca. 1 cm bis 10^4 cm) für die Beobachtung nutzbar gemacht werden und es entstand die Radioastronomie als neuer Forschungszweig.

Ziel ist neben der Messung der Intensität, des Ortes und der Ausdehnung der astronomischen Strahlungsquelle ebenso die Informationsgewinnung über Aussehen, Eigenart, Bewegung und Geschwindigkeit. Im Gegensatz zur herkömmlichen optischen Betrachtung ist nicht die Genauigkeit des verwendeten Spiegels zum Auffangen der Strahlung (die so genannte Empfangsfläche), sondern vielmehr die Trennschärfe, die Empfindlichkeit, die Verstärkung und das Auflösungsvermögen der Empfangselektronik das beschränkende Element. Die ausrichtbaren Parabolantennen eines Radioteleskops besitzen Durchmesser zwischen 50 und 100 Meter, und erreichen damit eine Auflösung von

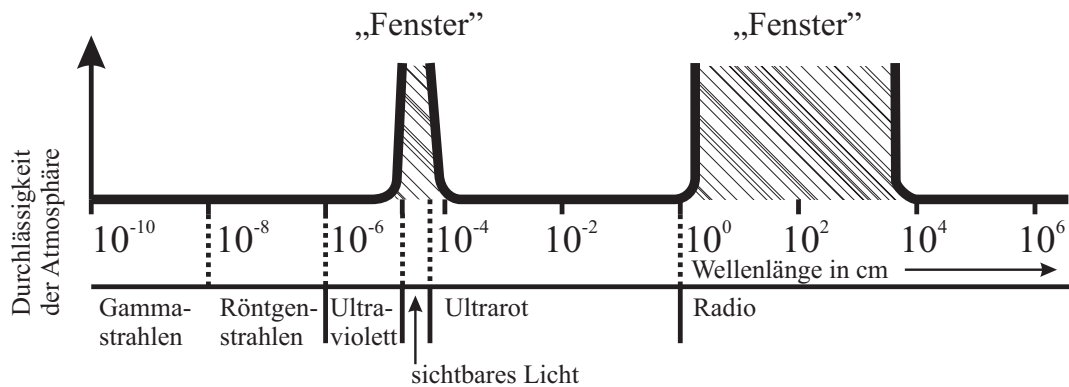


Bild 1.1: Die beiden „Fenster“ der Atmosphäre. Links der Bereich des sichtbaren Lichtes, rechts der der Radiowellen [1].

rund einer Bogenminute, die der des menschlichen Auges im Wellenlängenbereich des sichtbaren Lichtes entspricht. Zur Steigerung der Auflösung setzt man Kombinationen mehrerer Antennen als so genannte Interferometer ein (als Beispiel sei hier das Very Large Array in New Mexiko (USA) genannt). Damit erreicht man eine Auflösung bis zu rund einer Bogensekunde, die der optischer Teleskope entspricht. Die Funktionsweise des Empfängers ähnelt grob der eines Rundfunkempfängers, der allerdings Signale mit Leistungen von lediglich 10^{-17} Watt detektieren kann. Sagt doch diese Angabe alleine noch nicht viel aus, so sei hier als Abschätzung angeführt, dass die zwischen 1954 und 1974 von Radioteleskopen aufgenommene Energie lediglich ausreichen würde, einen Teelöffel voll Wasser um ein Millionstel Grad zu erwärmen [2]. Um den Wirkungsgrad der Empfangselektronik zu erhöhen und den unerwünschten Eintrag thermischen Rauschens zu minimieren, werden die entscheidenden Bauelemente oft auf Temperaturen nahe der des absoluten Nullpunktes gekühlt. All dies zeigt, in welchem hohem Maß die Ingenieurskunst zum Bau eines Radioteleskops gefordert ist.

In dieser Arbeit wird die anwendungsorientierte Entwicklung von Empfangsfiltern für das Radioteleskop des Max Planck Institutes für Radioastronomie (MPIfR) in Effelsberg vorgestellt [Bild 1.2]. Dort bestand großes Interesse an Bandpassfiltern für das 21 cm bzw. 11 cm Band, die bei radioastronomischen Polarisationsmessungen zum

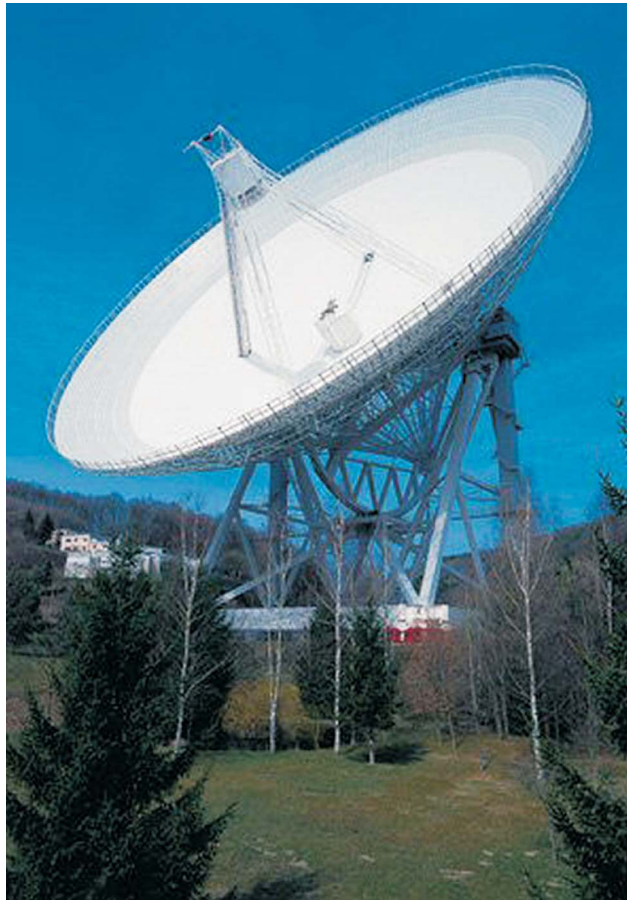


Bild 1.2: Das Radioteleskop des Max Planck Instituts für Radioastronomie (MPIfR) in Effelsberg / Bonn. Der Durchmesser der Parabolantenne beträgt 100 m.

Einsatz kommen sollen. Für beide Bänder sind jeweils zwei zirkularpolarisierte Empfangskanäle auf ein Polarimeter geschaltet, das eine Empfängerrauschtemperatur von ca. 5 K hat. Die schmalbandigen Vorfilter für jeden einzelnen Kanal sollen daher im Durchlassbereich eine extrem kleine Dämpfung und möglichst identische Übertragungscharakteristiken (Streuparameter) bei einer Betriebstemperatur von 15 K besitzen. Dabei soll dieses Ergebnis ohne jegliche nachträgliche mechanische Abstimmung, wie z.B. durch die Verwendung keramischer Schrauben, erreicht werden. Für die spätere Endmontage auf einem Kaltfinger im Hochvakuum, wird zudem ein möglichst hoher Grad an Miniaturisierung der einzelnen Bandpässe angestrebt, um die Packungsdichte des Komplettsystems zu erhöhen.

Im Verlauf dieser Arbeit wird zunächst die Filtersynthese vorgestellt, um die geforderten Übertragungscharakteristiken zu erreichen. Danach werden in Kapitel 3 die benötigten Materialien mit ihren Eigenschaften beschrieben, mittels derer die elektrischen Anforderungen der konzipierten Netzwerke erfüllt werden können. In Kapitel 4 wird dargelegt, durch welche Bauelemente das Ziel einer hohen Integration der einzelnen Bandpässe zu erreichen ist. Im Anschluss daran wird in Kapitel 5 die Entwicklung koplanarer Leitungsresonatoren in Mäanderform zum modularen Aufbau der Bandpassfilter beschrieben, bevor deren Auslegung schließlich in Kapitel 6 vorgestellt wird. In Kapitel 7 werden die Simulationsergebnisse des ausgewählten Filterkonzeptes diskutiert und in Kapitel 8 die durch Messungen gewonnenen Resultate zusammengestellt.

9 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wird die Entwicklung von Empfangsfiltern für den Einsatz in einem radioastronomischen Empfänger mit zwei Kanälen für zwei verschiedene Frequenzbänder 11 bzw. 21 cm bei einer Betriebstemperatur von 15 K beschrieben. Durch das spezielle Einsatzgebiet ergeben sich besondere Anforderungen an diese Bauelemente, die sich in zwei grundlegende Bereiche einteilen lassen:

- Die *technologischen* Anforderungen an die Bauelemente spiegeln die Wünsche nach einer möglichst kompakten Bauform mit hoher Stabilität gegenüber thermischen und mechanischen Einflüssen, wie sie z.B. Vibrationen bei Montage der Filter auf einem Kaltfinger darstellen, wie auch nach hoher Reproduzierbarkeit der elektrischen Eigenschaften (Übertragungscharakteristik) zur Kostensenkung wieder.
- Zu den *elektrischen* Anforderungen zählen ein flacher Verlauf der Übertragungscharakteristik im Durchlassbereich und die extrem geringe Einfügedämpfung ($< 0,1$ dB), die im verlustlosen Fall kleinen Eingangsreflexionen (< -17 dB) entspricht.

Bei der Filtersynthese kann auf herkömmliche Netzwerke mit konzentrierten LC-Bauelementen zurückgegriffen werden. Filtercharakteristika mit konzentrierten Bauelementen lassen sich mit verteilten Strukturen, wie Leitungen, annähern. Um einen möglichst flachen Verlauf der Übertragungscharakteristik zu gewährleisten, wird bei der Filtersynthese eine Butterworth-Charakteristik vorgegeben. Die auf diese Weise entwickelten Leitungsbandpässe enthalten je nach benötigter Ordnung n des Filters n Leitungsresonatoren, die durch $(n+1)$ konzentrierte Elemente miteinander gekoppelt sind. Die Kopplung zwischen den Enden der Leitungsresonatoren erfolgt über interdigitale Kondensato-

ren, die in einer Schichtebene aus einem Hochtemperatursupraleiter ohne technologische Probleme verwirklicht werden können. Eine Mehrlagentechnologie mit 2 epitaktischen YBCO-Schichten übereinander und einer kurzschlussfreien dielektrischen Zwischenschicht musste nicht neu entwickelt werden.

Durch die Wahl der Koplanarleitung konnte die Bauform der Empfangsfilter sehr kompakt gestaltet werden. So weist z.B. der Vergleich eines Bandpasses 5. Ordnung mit einer in Mikrostreifenleitungstechnik realisierten Variante nach [11], ein um den Faktor 1,5 geringeres Volumen, bei ansonsten sehr ähnlichen Eigenschaften, auf. Neben einer grundsätzlichen Kostenersparnis erleichtert dies den späteren Einbau in die verspiegelte Kryokammer des Rezipienten und eröffnet darüber hinaus die Möglichkeit, ein mehrkanaliges Empfangssystem aufzubauen.

Eine geometrische Auslegung für möglichst große technologische Reproduzierbarkeit und hinreichend genaue Simulation der Filtereigenschaften erlaubt, auf die nachträgliche Abstimmung (mechanische Abstimmung durch keramische Schrauben bzw. durch Lasertrimmung der zur Kopplung verwendeten Bauelemente) der Übertragungscharakteristika zu verzichten. Die in dieser Arbeit entwickelte Methode zur Abstimmung der Netzwerke erlaubt einen schnellen und kostengünstigen Entwurf. Durch dieses Konzept konnten nahezu identische Filtercharakteristika erfolgreich hergestellt werden. Die Abweichung zweier gleichartiger Filterproben liegt typischerweise bei $|\underline{S}_{21}|_A - |\underline{S}_{21}|_B < 0,1$ dB im Durchlassbereich. Die auftretenden minimalen Einfügedämpfungen sind durch die geeignete Wahl der verwendeten Leitungsquerschnitte sehr gering und betragen $< 0,06$ dB (Empfangsfilter im 21 cm Band) bzw. $< 0,05$ dB (Empfangsfilter im 11 cm Band).

Verschiedene Ansätze zur Optimierung der entworfenen Filterstrukturen sind denkbar. Dazu zählt neben einer Integration der Kurzschlussbrücken die Optimierung der Querschnittsgeometrien der Koplanarleitungen und eine Erhöhung der Anpassung durch „On-Chip“ integrierte bzw. externe $\lambda/4$ -Transformatoren. Die Integration von Kurz-

schlussbrücken und damit der Wegfall einer manuellen Platzierung besitzt den Vorteil, dass sie supraleitend ausgeführt werden könnten. Bild 8.29 zeigt die REM-Aufnahme einer freitragenden Niobbrücke über einer koplanaren Niobleitung ($T_c = 9,2$ K), die am IEGI hergestellt wurde. Die entsprechende Technologie für Kurzschlussbrücken aus YBCO ist schwierig, aber scheint machbar [46]. Dadurch kann eine Steigerung der Wirkung (Potentialausgleich) ohne das Einbringen zusätzlicher Verluste ermöglicht werden. Eine andere Ausführungsform sind Kurzschlussbrücken, die über einen dünnen Steg oder Abstandshalter aus Siliziumoxid laufen. In beiden Fällen muss jedoch der Einfluss auf den Wellenwiderstand berücksichtigt, in den Layoutentwurf einbezogen und durch entsprechende Gegenmaßnahmen kompensiert werden. Um eine weitere Miniaturisierung der Filtergeometrien zu erreichen, wäre die Verkleinerung der Querschnittsgeometrie der Kopplanarleitung denkbar, wobei die Anbindung an die äußere Peripherie im Gegensatz zu Mikrostreifenleitungen problemlos durch die vorgestellte Verjüngung realisiert werden kann [57]. Um die Auslegung der Interdigitalkondensatoren beibehalten zu können, wäre der Einsatz solcher Verjüngungen von und zu den interdigitalen Koppelkondensatoren denkbar. Bei einer weiteren Integration der Interdigitalkondensatoren in den dann schmäleren Innenleiter der Kopplanarleitung könnte eine Verringerung des Koppelpaltes die Folge sein. Dies schränkt die Möglichkeit der technologischen Reproduzierbarkeit im Hinblick auf die Eigenschaften der verwendeten supraleitenden Dünnschichten stark ein. Zudem wird es erforderlich, auf dünne YBCO-Schichten zurückzugreifen, die sehr kleine Schwankungen des Oberflächenwiderstand aufweisen und in hohem Maße reproduzierbar hergestellt werden müssen. Die Betriebstemperatur von $T_B = 15$ K lässt auch den Einsatz von Supraleitern mit geringeren Sprungtemperaturen als der von YBCO zu. In erster Linie ist hier das vielversprechende Magnesiumdiborid (MgB_2) zu nennen, dessen Hochfrequenzeigenschaften zur Zeit im Fokus wissenschaftlicher Untersuchungen stehen. Supraleitende Filme mit einer Sprungtemperatur zwischen $38 - 39$ K wurden auf Saphir im R-Schnitt mit Schichtdicken von 500 nm bereits realisiert [95]. Bei $T = 15$ K und einer Frequenz von 10 GHz liegt der gemessene Oberflächenwiderstand R_S um eine Größenordnung niedriger als der von YBCO. Dies ermöglicht Filtercharakteristiken mit

extrem geringen Durchlassdämpfungen, wie sie in dieser Arbeit gefordert waren. Hinzu kommt eine relativ hohe Stabilität der Filmeigenschaften, selbst unter Einwirkung von Feuchtigkeit, was den kommerziellen Einsatz begünstigt. Nachteilig sind die Nichtlinearitäten der hergestellten Filme, die hohe Intermodulationen erzeugen. Durch die Optimierung derartiger Schichten besteht aber die berechtigte Hoffnung, diese Effekte zu reduzieren [95].

Die Messergebnisse der Empfangsfilter 9. Ordnung mit integrierter Kompensation der beiden äußeren parasitären Kapazitäten zeigen eine recht gute Anpassung (Reflexionen $< 10\%$). Eine weitere Verbesserung der Anpassung könnte durch eine zusätzliche $\lambda/4$ -Transformation erzielt werden, die entweder auf der gleichen Chipfläche oder aber als separates Bauelement zu realisieren wäre. In beiden Fällen steigt dabei jedoch das Bauvolumen. Durch die gezielte Berücksichtigung der elektromagnetischen Kopplung schon zu Beginn des Filterentwurfs, z.B. durch eine starke Verringerung der Masseschirmbreite im Mäander, könnte ein weiteres Miniaturisierungspotential ausgeschöpft werden.

Ein anderer Lösungsansatz zur Miniaturisierung besteht darin, Admittanz- und Impedanzinverter in Serie zu verwenden und damit den zwischen den Kopplungselementen liegenden $\lambda/2$ -Resonator um den Faktor 2 auf $\lambda/4$ verkleinern zu können. Erste Simulationen wurden bereits vorgestellt [96]. Selbst die simulierten Reflexionsparameter sind bisher mit $|\underline{S}_{11}| \approx -10$ dB nicht klein genug, wenn minimale Durchgangsdämpfungen gefordert werden. Hinzu tritt nachteilig die Realisierung der K-Inverter durch induktive Kopplungselemente in Form schmaler, mäanderförmiger Leitungen zwischen dem koplaren Innenleiter und den Masseleitungen. Diese schränken die minimal erreichbaren Spaltbreiten für einen vorgegebenen Wellenwiderstand ein und reduzieren den Vorteil einer Platzminimierung durch die Halbierung der $\lambda/2$ -Leitungsresonatoren auf $\lambda/4$. Andere Arbeitsgruppen wiederum propagieren die Filterrealisierung durch rein „verteilte“ Strukturen [97, 98]. Dies ermöglicht einen hohen Grad der Miniaturisierung, selbst für

komplexe Filtercharakteristika (in diesem Fall eine quasi-elliptische), und den Verzicht auf die sonst notwendigen Bonddrähte bei koplanaren Strukturen. Die erzielten Ergebnisse für den Reflexionsfaktor betragen ca. -12 dB und weisen damit, im Vergleich zu den im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Empfangsfiltern, eine relativ hohe Durchgangsdämpfung auf [97]. Nachteilig erscheint der deutlich größere Aufwand bei der Modellbildung und Simulation der Struktur. Die feldtheoretische Simulation mit *SONNET em* ist, wie schon beschrieben, zeit- und damit kostenintensiv, da die Größe der Diskretisierungsweite durch die kleinste Abmessung der kompletten Struktur bestimmt wird. Eine Unterteilung der Struktur, so dass die einzelnen Teile getrennt und hintereinander simuliert werden können, ist wegen der komplizierten Schnittstellen kaum möglich. Eine Zeit- und Kostenersparnis durch die Nutzung unterschiedlicher Simulationswerkzeuge, wie in dieser Arbeit beschrieben, ist nicht unmittelbar zu erkennen.

Der Entwurf von Filtern mit koplanaren Leitungen ist auch für andere Anwendungen interessant. Durch den in dieser Arbeit beschriebenen modularen Aufbau sind Filter mit höheren Ordnungen sehr einfach zu realisieren. Auch quasi-Cauer (quasi-elliptische) Filter mit gekoppelten und rückgekoppelten koplanaren Leitungen sind vorstellbar. Löst man sich von dem speziellen Anforderungsprofil der radioastronomischen Anwendungen, eröffnet sich die Möglichkeit zur Entwicklung von Filtern anderer Filtercharakteristika für die Kommunikations- bzw. Mobilfunktechnik. Gegenüber den Mikrostreifenleitungsfiltern sollte auch hier ein Vorteil im Bauvolumen durch den Einsatz von Koplanarleitungen erreichbar und der Aufbau mehrkanaliger Empfangssysteme kostengünstig möglich sein. Kann zudem auf die Forderung einer extrem geringen Einfügedämpfung verzichtet werden, ist eine weitere Miniaturisierungsmöglichkeit der Filter durch die Verkleinerung der Leiterquerschnitte gegeben. Dabei sind Filter und Resonatoren mit Leitungsgeometrien im Submikrometerbereich unter Ausnutzung der kinetischen Induktivität des supraleitenden Materials durchaus denkbar [57].