



Torben Baras (Autor)
**Systematische Mehrlagen-Integration hybrider
Hochfrequenzschaltungen**



<https://cuvillier.de/de/shop/publications/870>

Copyright:
Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen,
Germany
Telefon: +49 (0)551 54724-0, E-Mail: info@cuvillier.de, Website: <https://cuvillier.de>

1 Elementare passive Strukturen

Um aktive Schaltungen mit diskreten Bauelementen in hybrider Aufbautechnik zu entwerfen, sind passive Elemente erforderlich, die Basisfunktionen erfüllen und sich in vielen Schaltungen wiederholen können. Wenn die Prototypen der Basisfunktionen über einen gewissen Frequenzbereich skalierbar sind, so kann von einer Bibliothek gesprochen werden. Bibliotheken im LTCC-Substrat sind im Frequenzbereich bis 4 GHz [90, 91] bekannt und beinhalten Kondensatoren aus geschichteten Platten sowie Spulen aus spiralförmigen Leiterbahnen. Sie sind in diesem Frequenzbereich zum Entwurf kompakter Filter auf der Grundlage von konzentrierten Elementen geeignet.

LTCC-Bibliotheken im Bereich oberhalb von 10 GHz sind bislang nicht publiziert worden und werden deshalb in diesem Kapitel vorgestellt. Zum sicheren Entwurf wird zunächst die relative Permittivität des Substratmaterials messtechnisch ermittelt. Anschließend werden drei Schaltungen präsentiert, welche die Lücke bis in den Millimeterwellen-Bereich schließen.

1.1 Material-Parameter und Simulationswerkzeuge

Die in dieser Arbeit angewendeten Simulationsprogramme sind *ADS Momentum/Agilent Technologies* [92], *HFSS/Ansoft Corporation* [93] und *Microwave Studio/CST GmbH* [94]. Planare Strukturen werden hier vorzugsweise in *Momentum* berechnet. Für Berechnungen vertikaler Geometrien sind hingegen dreidimensionale Feldsimulationen vorteilhaft. Für Strukturen mit hoher Bandbreite bzw. moderaten Güten kommt der Zeitbereichslöser von *Microwave Studio* zum Einsatz. Für schmalbandige Probleme oder Strukturen mit langen Zeitkonstanten wird auf den Frequenzbereichslöser von *HFSS* zurückgegriffen.

Damit Hochfrequenzschaltungen sicher entworfen werden können und eine gute Vorhersage durch Simulationswerkzeuge möglich ist, müssen der Realteil der relativen Permittivität und der Verlustwinkel des Substratmaterials bekannt sein. Diese elektrischen Parameter werden von den Herstellern der Materialien oft bei wenigen MHz extrahiert. Diese Methode liefert jedoch Werte, die sich deutlich von den Parametern im Mikrowellenbereich unterscheiden können [95]. Um die spezifischen Werte des Substrates zu ermitteln, wurden in der Vergangenheit verschiedene LTCC-Systeme für Frequenzen von bis zu 40 GHz charakterisiert [96–98]. Damit auch stark nichtlineare Schaltungen bei 20 GHz hinreichend genau berechnet werden können, ist auch die zweite Oberwelle bei 60 GHz zu berücksichtigen.

In [99] werden Messungen im W-Band für das System *943* von *DuPont* präsentiert. Das Substratsystem *951* ist vom gleichen Hersteller mit $\epsilon'_r=7,82$ und $\tan\delta=0,006$ bei 3 GHz spezifiziert. Oberhalb von 40 GHz sind hierzu jedoch keine Informationen verfügbar. Um

den Realteil der Permittivität über einen weiten Frequenzbereich zu bestimmen und die Simulationsprogramme zu verifizieren, wird ein Resonator in Streifenleitungstechnik bis 67 GHz untersucht.

Die Struktur ist in Abbildung 1.1(a) gezeigt. Diese Art Ringresonator wurde in [100] zur

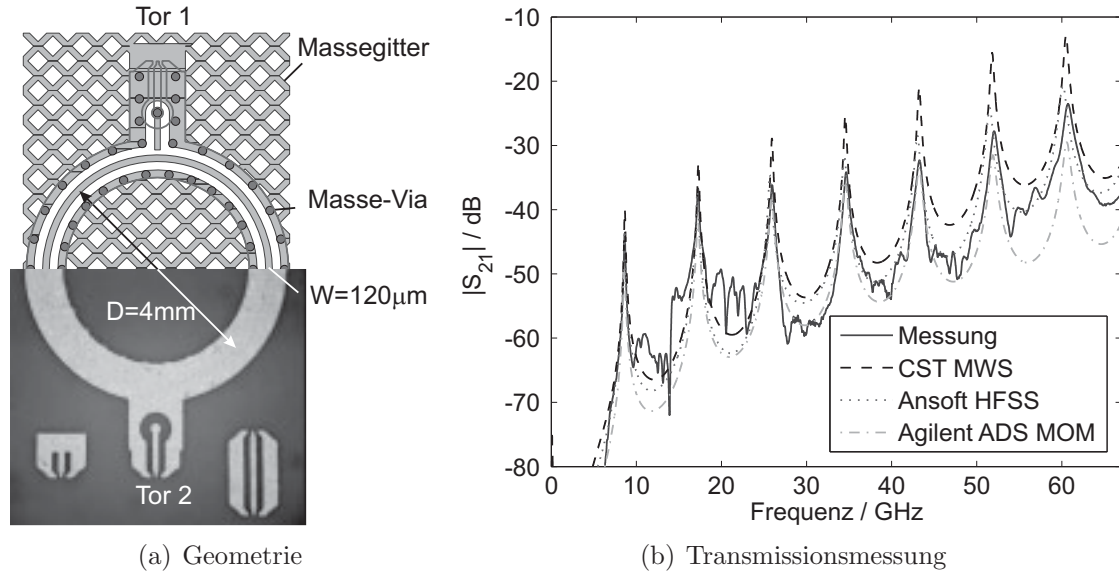


Abbildung 1.1 – Ringresonator in Streifenleitungstechnik zur Ermittlung des Realteils der Permittivität.

Substratcharakterisierung erstmals vorgeschlagen und findet in der Fachliteratur Anwendung, so zum Beispiel in [101, 102]. Der Ring verfügt über Resonanzen bei Frequenzen, für welche der Umfang eine Wellenlänge oder ein ganzzahliges Vielfaches davon beträgt. Einige Entwurfsparameter sind in [103] zusammengefasst. So sollte die Transmission in der Resonanz einen Wert von -20 dB nicht überschreiten, damit der Resonator durch die Ankopplung nicht zu stark verstimmt wird. In der hier gezeigten Ausführung befindet sich die Ringstruktur zwischen zwei Massemetallisierungen, die durch innere und äußere Via-Zäune miteinander verbunden sind. Die Ankopplung erfolgt über zwei sich gegenüberliegende kapazitive Spalte. Die anregenden Leitungen sind mittels vertikaler Übergänge an die Oberfläche geführt, um die Struktur zu kontaktieren.

Abbildung 1.1(b) zeigt die gemessene und simulierte Übertragungsfunktion eines Resonators mit einem Durchmesser von $D=4\text{ mm}$. Als Parameter werden der Simulation $\epsilon'_r=7,6$ und $\tan\delta=0,003$ zu Grunde gelegt. Als effektive Leitfähigkeit für Gold wird $\sigma=2,2\cdot 10^7\text{ S/m}$ angenommen, um Verluste durch Rauigkeit einzubeziehen. Aus der Abbildung geht hervor, dass die Resonanzfrequenzen in Simulation und Messung übereinstimmen, es jedoch Abweichungen in der Amplitude gibt. So ergibt die Berechnung mit *Microwave Studio* eine etwas höhere Übertragung, während hingegen *Momentum* eine etwas geringere Transmission vorhersagt. Letzteres wird auf die nicht berücksichtigte Schirmung durch die inneren und äußeren Masse-Vias zurückgeführt, die ebenso wie die vertikalen Übergänge nicht in der Simulation mit einbezogen sind.

Für eine Streifenleitung, bei welcher sich alle Felder im Substrat konzentrieren, kann aus den Resonanzfrequenzen der Transmission und dem mittleren Durchmesser des Ringes direkt auf die relative Permittivität geschlossen werden. Es ergeben sich diskrete Werte, wie in Abbildung 1.2 gezeigt ist. Aufgrund des relativ geringen Durchmessers der

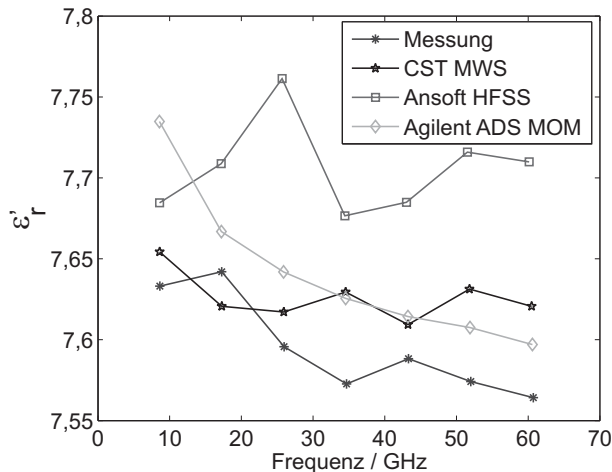


Abbildung 1.2 – Extrahierter Realteil der relativen Permittivität des Systems *DuPont 951/A2* in Messung und Simulation mittels Ringresonator.

Struktur und der damit verbundenen starken Krümmung weist die Mehrzahl der Kurven eine fallende Tendenz auf. Allgemein zeigt sich jedoch, dass alle drei in Betracht gezogenen Programme in der Lage sind, die Struktur hinreichend genau zu erfassen. Aus der Messung ist ersichtlich, dass sich mit steigender Ordnung ein Wert von durchschnittlich $\varepsilon_r' = 7,58$ einstellt. Dieser weicht um etwa 3,5% von der Herstellerangabe ab. Für sämtliche im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Simulationen wird dieser korrigierte Wert angesetzt.

1.2 Elementare Strukturen

Mit der extrahierten relativen Permittivität können LTCC-Schaltungen bis zu Frequenzen im Millimeterwellenbereich synthetisiert werden. Auf Grundlage des Systems *951* von *DuPont* soll dieses anhand dreier elementarer Strukturen nachgewiesen werden. Hierbei wird insbesondere auf eine Mehrlagen-Implementierung zurückgegriffen, um Mikrowellenschaltungen kompakt zu realisieren.

1.2.1 Vergrabenes Filter zur galvanischen Entkopplung

Als erstes Element wird eine Filterstruktur vorgestellt, die es ermöglicht, zwei aktive Stufen einer Schaltung galvanisch zu entkoppeln. Allgemein sind folgende Anforderungen an ein solches Element zu stellen:

- Isolation der Gleichspannung mit hoher Durchschlagsfestigkeit,
- Geringe Einfügedämpfung des Signals,
- Hohe Bandbreite,

- Kompakte Bauform.

Das einfachste Bauelement, welches diese Anforderungen erfüllt, ist eine Kapazität in Serienschaltung. In Hochfrequenzschaltungen auf Grundlage der Dünnschichttechnik und der integrierten Halbleiterschaltungen können Kapazitäten durch Metall-Isolator-Metall (MIM) Strukturen näherungsweise realisiert werden. Durch sehr dünne Schichten werden hohe Kapazitätsbeläge im Bereich einiger nF/mm² erreicht [104, 105], die eine hohe Bandbreite ermöglichen.

Für die LTCC-Technologie stehen MIM-Strukturen wie in der Dünnschicht-Technologie bislang nicht zur Verfügung. Es kann anstatt der einfachen Kapazität jedoch auch die etwas komplexere Struktur eines Filters mit Bandpass- oder Hochpasscharakteristik eingesetzt werden. Eine Topologie, die besonders durch Kompaktheit und hohe Bandbreite ausgezeichnet ist, wurde in [106] vorgestellt und in [107–109] näher in Theorie und Ausführungen untersucht. Sie besteht aus einer Dreifachleitung, deren elektrische Länge $L = \lambda/4$ bei der Mittenfrequenz beträgt. Die Leitung wird an einem Tor des ersten Leiters angeregt und an einem beliebigen Tor des zweiten Leiters mit der Systemimpedanz abgeschlossen. Die übrigen Tore sind mit einem Leerlauf/Kurzschluss bzw. mit einem Leerlauf/Leerlauf abgeschlossen. Der dritte Leiter dient als gemeinsame Masse. Für die Konfiguration in Abbildung 1.3(a) sind relative Bandbreiten von bis zu 200% zu erwarten [110]. Insbesondere wenn die Leitungen übereinander angeordnet sind, wird keine

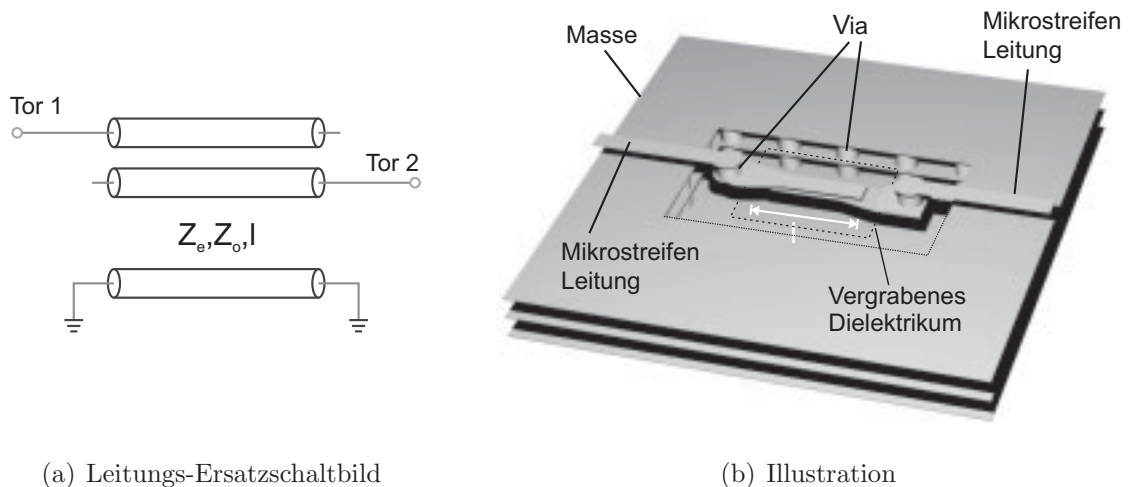


Abbildung 1.3 – Hochintegrierte Filterstruktur zur galvanischen Entkopplung [111].

sehr hohe Auflösung zur Strukturierung benötigt, wie es für laterale Kopplung bei hohen Bandbreiten notwendig ist [112].

Im LTCC-Substrat lassen sich vertikal gekoppelte Leiterbahnen durch das Mehrlagensystem ohne weiteres integrieren, jedoch ist der Abstand der Metallisierungen durch das Substrat vorgegeben und liefert bei einer Höhe von 130 μm keine befriedigenden Ergebnisse in Bezug auf die Bandbreite. Es besteht allerdings die Möglichkeit, eine Lage mit hoher Permittivität zu integrieren. Zu diesem Zweck können dielektrische Einschlüsse lokal platziert [113] oder aber ganze Lagen mit dem besonderen Material in den Aufbau

integriert werden [114]. Die Permittivität kann dabei Werte im Bereich von 50 bis 2000 annehmen, sodass Kapazitätsbeläge im Bereich einiger pF/mm² (X7R-Dielektrikum) bis hin zu nF/mm² (Y5T-Dielektrikum) [115] erzielt werden. Die dritte und hier angewandte Herstellungsmethode setzt den Druck eines Einschlusses auf eine Substratlage im ungebrannten Zustand ein, wobei sich eine Elektrode unter dem gedrucktem Dielektrikum befindet. Die zweite Elektrode wird im Folgeschritt über das Dielektrikum gedruckt. Beim Laminieren wird die Anordnung im Mehrlagenaufbau mit eingeschlossen, wodurch es zu leichten Deformationen kommt.

Das entwickelte Element mit integriertem Dielektrikum ist in Abbildung 1.3(b) illustriert [111]. Die gekoppelten Leitungen sind aus technologischen Gründen von mindestens zwei Substratlagen einzuschließen und werden daher über Durchkontaktierungen mit der Mikrostreifenleitung darüber verbunden. Damit es beim Laminieren nicht zum Abscheren der Elektroden kommt, sind diese an der Kante des gedruckten Dielektrikums 200 µm breit und verjüngen sich zum Inneren. Die hier verwendeten Pasten für das eingeschlossene Material verfügen über folgende Parameter im gebrannten Zustand:

1. *DuPont 5674 buried capacitor dielectric* [116]: $\epsilon'_r = 50 \dots 80$, $\tan\delta$ nicht spezifiziert.
2. *Electro Science Laboratories 4160 series* [117]: $\epsilon'_r = 25 \dots 75$, $\tan\delta \leq 0,01$ bei 1 kHz.

Da die exakten Werte bei Mikrowellen-Frequenzen nicht bekannt sind, wird in den Simulationen mit den Werten $\epsilon'_r = 50$ und $\tan\delta = 0,01$ gerechnet.

Es wird im Druck eine Höhe von etwa 25-30 µm erreicht. Die hierdurch erzielte Gegentaktimpedanz beträgt etwa $Z_o = 5 \Omega$, weshalb eine Gleichtaktimpedanz von $Z_e = 95 \Omega$ eingestellt werden muss, um in einem 50 Ω-System gute Anpassung zu erzielen. Dies geschieht dadurch, dass die Masse zwei Lagen unterhalb der Koppelstruktur ausgespart ist. Die Ränder der Metallisierung sind mit der darunter liegenden vollflächigen Masse verbunden.

Als einziger Freiheitsgrad verbleibt die Länge der Struktur. Diese bestimmt die untere Eckfrequenz, die gemäß der durch den Überlapp gebildeten Kapazität mit zunehmender Länge sinkt. Die obere Eckfrequenz ist durch die erste Resonanz bestimmt, bei der die elektrische Länge der Koppelstruktur einer halben Wellenlänge entspricht. Dieses Verhalten ist deutlich in Messung und Simulation in Abbildung 1.4 zu erkennen. In den Varianten mit $l=1000 \mu\text{m}$ und $l=600 \mu\text{m}$ wird das Material *ESL 4160* verwendet. Aufgrund von partieller Blasenbildungen beim Sintern war es jedoch notwendig, die Originalpaste *DuPont 5674* im Herstellungsprozess zu verwenden. Aus diesem Grund fallen die Resonanzen bei den Strukturen mit einer Länge von $l=450 \mu\text{m}$ und $l=300 \mu\text{m}$ deutlich breiter aus, da der Verlustwinkel der Originalpaste vermutlich höher ist. Es ist weiterhin auffällig, dass für kürzere Koppellängen stärkere Abweichungen zwischen Simulation und Messung auftreten. Dies ist auf die Verformungen durch den Laminationsprozess zurückzuführen, die in der Simulation nicht berücksichtigt sind. Dennoch werden mit allen Strukturen relative Bandbreiten von etwa 200% bei geringer Einfügedämpfung mit akzeptabler Anpassung erreicht.

Die zulässige Betriebsspannung für das eingeschlossene Dielektrikum errechnet sich aus der Durchbruchsspannung des Materials. Diese ist herstellerabhängig, beträgt hier jedoch wenigstens 8 MV/m. Wird eine Parallelplattenanordnung ohne Feldüberhöhungen

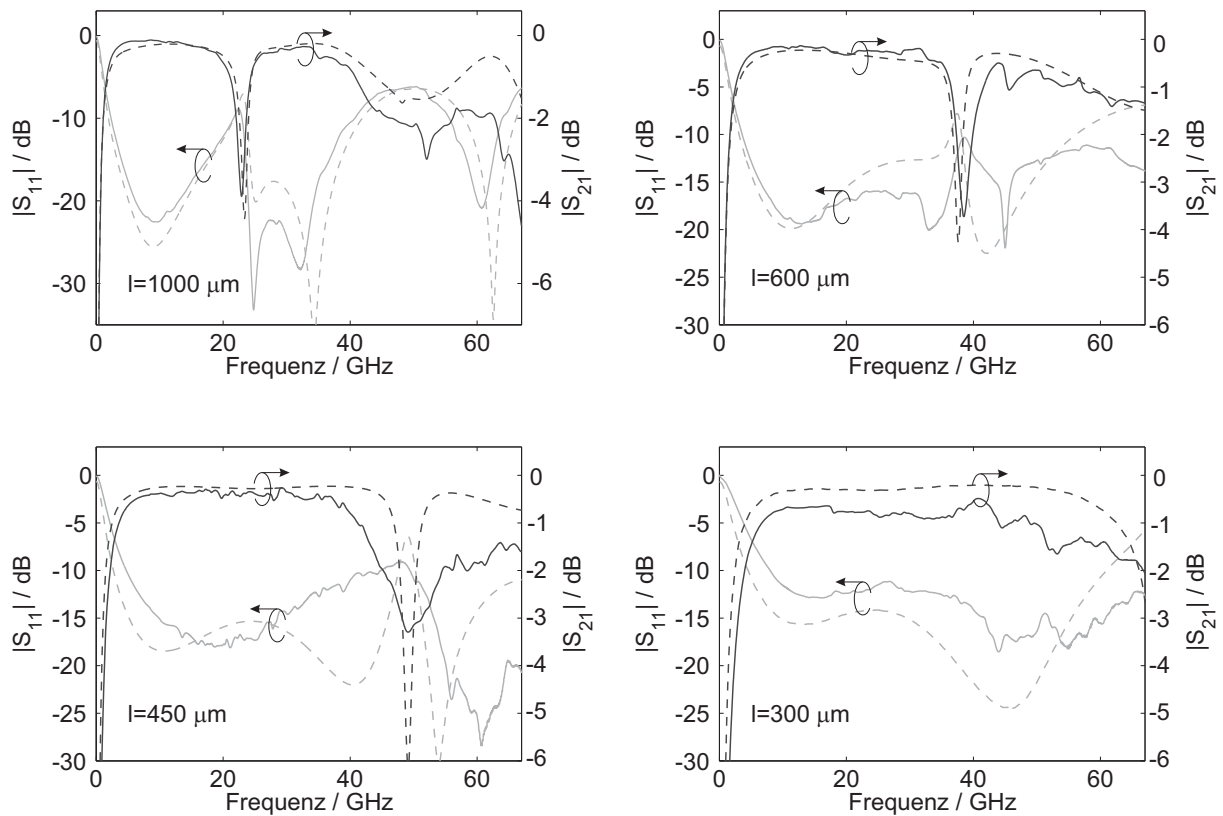


Abbildung 1.4 – Simulation mit *Microwave Studio* (- -) und Messung (-) von Filtern zur galvanischen Entkopplung mit unterschiedlichen Koppellängen.

im Randbereich zugrunde gelegt, so kann die Durchschlagsfestigkeit über den linearen Zusammenhang zwischen Durchbruchspannung und Höhe des eingeschlossenen Materials ermittelt werden. Sie beträgt bei einer Höhe von $25\ \mu\text{m}$ wenigstens $200\ \text{V}$ [117]. Eine derart hohe Spannung wird in der Mehrzahl der Halbleiterschaltungen nie erreicht.

1.2.2 Vertikales Filter zur Gleichspannungsversorgung

Die englischen Sprachraum als *bias feed* bekannte Filterschaltung hat zur Aufgabe, eine aktive Hochfrequenzschaltung mit Gleichspannungen und -strömen zu versorgen, ohne dabei die Funktionsweise der Schaltung signifikant zu beeinträchtigen. Folgende Anforderungen sollten von dieser Schaltung erfüllt werden:

- Hohe Isolation zwischen Gleichspannungsquelle und Hochfrequenz (HF)-Leitung,
- Geringe Einfügedämpfung für das HF-Signal,
- Gute Anpassung über eine hohe Bandbreite.

Während in Schaltungen bei relativ niedrigen Frequenzen sowie in integrierten Halbleiterschaltungen mit sehr hohen Strukturauflösungen konzentrierte Elemente in Form von LC-Gliedern zum Einsatz kommen, sind bei hybriden Schaltungen verteilte Struktu-

ren gängig. Diese können auch bei sehr hohen Frequenzen ohne parasitäre Resonanzen realisiert werden.

Eine bekannte planare Form ist in Abbildung 1.5 gezeigt [118]. Es handelt sich um einen

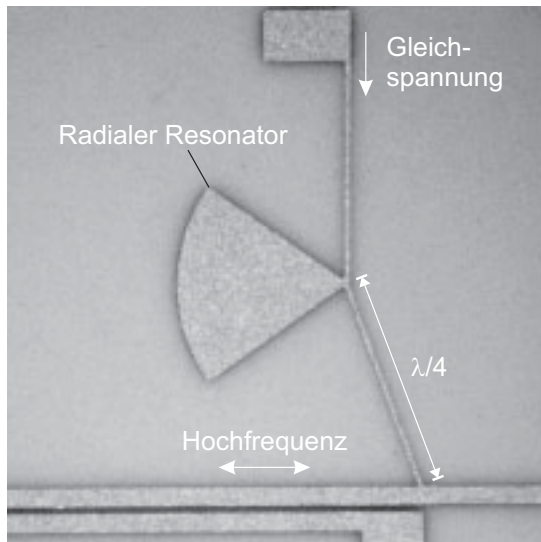


Abbildung 1.5 – Planare Filterstruktur zur Gleichspannungsversorgung nach [118].

radialen Resonator, welcher bei der Entwurfsfrequenz über eine sehr niedrige Impedanz am spitzen Ende verfügt, die vereinfacht auch als Kurzschluss betrachtet werden kann. Dieser wird über eine $\lambda/4$ -Leitung mit hoher Impedanz in einen Leerlauf transformiert, welcher in Parallelschaltung zur Hochfrequenz-Leitung wirkungslos bleibt. Theoretisch wird eine unendlich hohe Entkopplung zwischen HF- und Niederfrequenz (NF)-Toren erreicht.

Obwohl diese Schaltung weit verbreitet ist und in vielen kommerziellen Programmen als Element standardmäßig eingebunden ist, weist sie einige Nachteile auf. Zum einen befindet sich das Speisennetzwerk direkt neben den Hochfrequenzstrukturen, sodass eine Miniaturisierung kaum möglich ist. Weiterhin benötigen viele Schaltungen mehrere Speisennetze, die in unmittelbarer Nachbarschaft aufgrund der hohen Feldstärken im Bereich der Resonanzfrequenz zu unerwünschten Kopplungen neigen können. Dies kann die aktive Schaltung unbrauchbar machen.

Eine alternative vertikal integrierte Schaltung ist in Abbildung 1.6(a) illustriert [119]. Sie besteht aus zwei Scheiben, die im Mittelpunkt über eine spiralförmige Struktur verfügen. Letztere ist durch einen Übergang durch die obere Massemetallisierung mit der Hochfrequenzleitung eine Ebene darüber verschaltet. Beide Scheiben sind ebenfalls mit Vias verbunden, die durch eine innere Massemetallisierung führen, die eine Feldkopplung der beiden strukturierten Scheiben verhindert. Diese Anordnung ist zur äußeren Schirmung von Ringen eingefasst, welche mit der Masse über Vias verbunden sind. An der unteren Masse befindet sich ebenfalls eine Durchführung, an welcher eine Gleichspannung zur Versorgung der aktiven Schaltung angeschlossen wird. Zu Messzwecken ist dieser Anschluss über eine Koplanarleitung und einen vertikalen Übergang an die Oberfläche geführt (Tor 2).