

Praktikum Hochfrequenztechnik, Teil 1

Richtkoppler

SoSe 2021

1 Einleitung

In diesem Versuch werden die S -Parameter eines Richtkopplers gemessen. Das zu untersuchende Bauelement ist mit Hilfe von Mikrostreifenleitungen (engl. microstrip lines) realisiert.

Als Mikrostreifenleitungen werden Hochfrequenzleitungen bezeichnet, die in Form flacher, leitender Streifen ausgeführt sind. Die Gegenelektrode zu den Streifen besteht aus einer – im Idealfall – unendlich ausgedehnten, dünnen leitenden Ebenen, die durch ein dielektrisches Trägermaterial (Substrat) parallel zu den Streifen gelagert wird. Die planare Leitungstechnik gestattet die Herstellung fast aller aus der Hohlleitertechnik bekannten Bauelemente [1].

Vorteile dieser Leitungsbauforn sind:

- einfache Herstellung
- billig
- sehr leicht
- kleine Abmessungen
- Integration möglich

Mögliche Nachteile sind:

- ohmsche Verluste
- dielektrische Verluste
- Abstrahlung
- unerwünschte Verkopplung von Leitungen
- geringer Energietransport

Häufige Verwendung findende Substrat-Materialien sind Duroid, Aluminiumoxid-Keramik und Quarz (besonders bei hohen Frequenzen).

In diesem Versuch werden wir mit Aluminiumoxid-Keramik (Al_2O_3) arbeiten.

2 Theorie

2.1 Mikrostreifenleitung

Grundsätzlich ist zur Beschreibung der Eigenschaften einer Leitung nötig, die propagierenden Felder zu bestimmen und diesen evtl. charakteristische Größen (z.B ein Feldwellenwiderstand) zuzuordnen. Dies passiert i.A durch die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen, bzw. der Wellengleichung. Im Fall einer Mikrostreifenleitung existiert keine geschlossene analytische Lösung. Man kann dieses Problem umgehen, indem man eine approximative Lösung unter gewisse Annahmen angibt.

Man betrachte zunächst die Struktur in Abbildung 1.

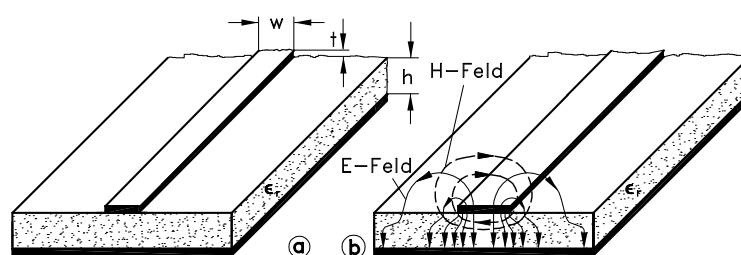


Abbildung 1: Mikrostripleitung mit dielektrischem Substrat (a) und Feldverteilung der Grundwelle (b) [1].

Hätte man zwei parallelen Platten gleicher Abmessungen, wäre in diesem Fall möglich die propagierende Welle als eine TEM Welle beschreiben. Eine TEM Welle zeichnet sich damit aus, dass sie keine elektrische und magnetische Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung besitzt. Bei einer Parallelplattenleitung sind Voraussetzungen dafür perfekt elektrisch leitende Platten und homogenes Dielektrikum dazwischen. Bei einer Mikrostreifenleitung ist die obere Leitung schmaler als die Erdplatte. Damit „sieht“ das Feld sowohl Bereiche gefüllt mit Dielektrikum, als auch mit Luft, d.h die Voraussetzung für homogenes Dielektrikum ist nicht erfüllt. Zudem besitzen die beiden Leitungen eine endliche Leitfähigkeit. Beide Tatsachen führen dazu, dass die Existenz von reinen TEM-Wellen nicht möglich ist, da eine elektrische Feldkomponente in Richtung der Welle resultiert. Diese ist aber in einem gewissen Frequenzbereich klein genug, sodass sie vernachlässigt werden kann. Man spricht in diesem Fall von quasi-TEM Wellen. Die Gültigkeitsgrenze $f_{g,stat}$ ergibt sich näherungsweise zu [2]:

$$\frac{f_{g,stat}}{\text{GHz}} = 0,04 \frac{Z_L/\Omega}{h/\text{mm}} \quad (1)$$

mit Z_L der Leitungswellenwiderstand und h die Dicke des Dielektrikums.

Die Wellenlösungen, die sich ergeben, sind materialabhängig. Dadurch, dass kein homogenes Medium gegeben ist, beschreibt man dieses mithilfe einer *effektiven Dielektrizitätszahl* $\epsilon_{r,eff}$, die die Abhängigkeit von der Materialbefüllung berücksichtigt. Diese Größe hängt vom Verhältnis der Mikrostreifenbreite w zur Dielektrikumdicke h ab und ihre Ermittlung

erfolgt normalerweise numerisch oder durch approximative Formeln. Andere charakteristische Größe für die propagierende Welle ist der *Leitungswellenwiderstand* Z_L , der genau so eine Geometrie- und Materialabhängigkeit aufweist. Eine einfachere Bestimmung der beiden Parameter ist graphisch möglich. Ihre Verläufe für verschiedene Dielektrika und w/h -Verhältnisse sind in Abb. 2 dargestellt.

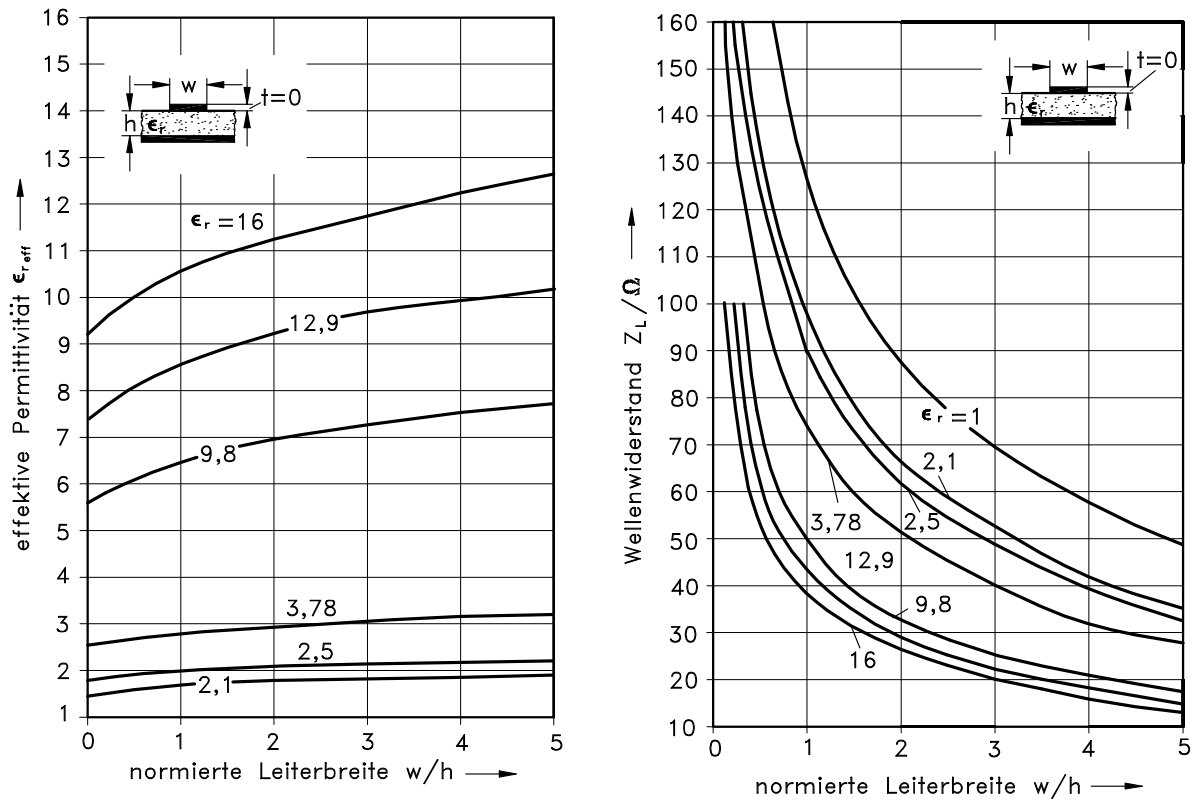


Abbildung 2: Die effektive Permittivität $\epsilon_{r,eff}$ und der Leitungswellenwiderstand Z_L einer Mikrostripleitung unter statischen Bedingungen [1].

Es sei an dieser Stelle zu erwähnen, dass die angezeigten Lösungen statisch sind und nur in einem bestimmten Gültigkeitsbereich benutzt werden dürfen. Beide Größen $\epsilon_{r,eff}$ und Z_L besitzen i.A. auch eine Frequenzabhängigkeit, die ähnlich wie die geometrische Abhängigkeit durch approximative Formeln oder graphische Kurven bestimmt werden kann.

2.2 Parallelleitungsrichtkoppler

Um ein Richtkoppler realisieren zu können, sind nun zwei Mikrostreifenleitungen notwendig (Abb.3a). Nun sind die Felder beider einzelnen Mikrostreifenleitungen gekoppelt. Die Feldverteilung in der Struktur kann beschrieben werden, indem man alle möglichen Grundlösungen (Eigenwellen) überlagert. In diesem Fall existieren zwei möglichen Wellentypen - eine Gleichtaktwelle (Abb.3b) oder eine Gegentaktwelle (Abb.3c). Wenn man

in der Lage ist, die Beiden zu beschreiben, dann ist jede Überlagerung auch bestimmbar.

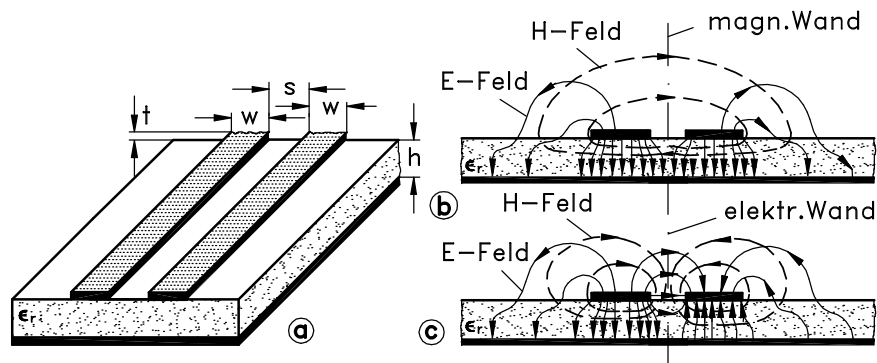


Abbildung 3: Aufbau (a) und Feldkonfiguration von Gleich- (b) und Gegentaktwelle (c) der verkoppelten Mikrostreifenleitung [1]

Ähnlich wie im Fall einer einzelnen Mikrostreifenleitung ordnet man jeder Welle eine effektive Dielektrizitätszahl und ein Leitungswellenwiderstand zu. Für die Gleichtaktwelle werden diese als $\epsilon_{r,eff,e}$ und $Z_{L,e}$ (gerader Wellentyp, engl. even) und für eine Gegentaktwelle als $\epsilon_{r,eff,o}$ und $Z_{L,o}$ (ungerader Wellentyp, engl. odd) bezeichnet.

Nun sind diese nicht nur vom Verhältnis w/h anhängig, sondern auch vom Verhältnis s/h mit s der Abstand zwischen den beiden Mikrostreifenleitungen. Diese Abhängigkeiten sind in Abb. 4 graphisch dargestellt.

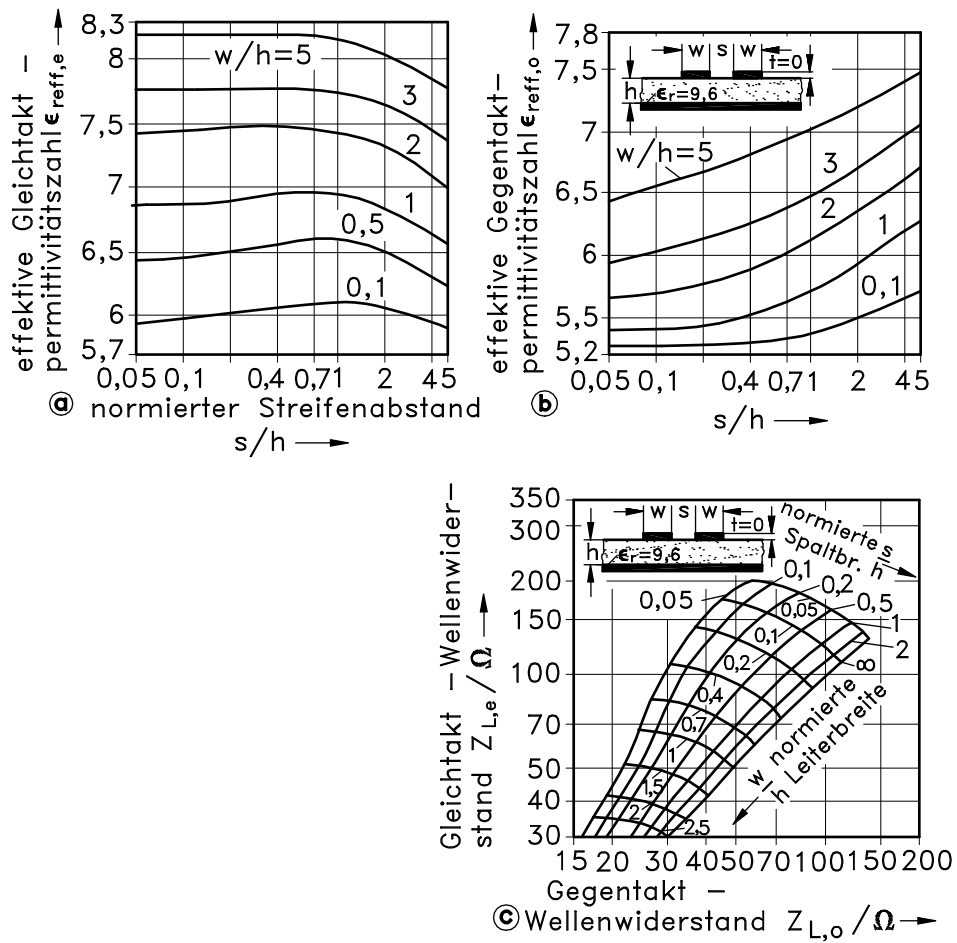


Abbildung 4: Effektive Gleich- und Gegentakt- Permittivitäten und Wellenwiderstände unter statischen Voraussetzungen [1].

2.3 S-Parameter eines Richtkopplers

In Abbildung 5 ist der nur an Tor 1 angeregte Richtkoppler (a) der Länge l sowie der im reinen Gleichtaktbetrieb (b) und der im reinen Gegentaktbetrieb (c) angeregte Richtkoppler skizziert. Aus den Bildern ist zu erkennen, dass durch Überlagerung der Betriebszustände (b) und (c) der Zustand (a) eingestellt werden kann.

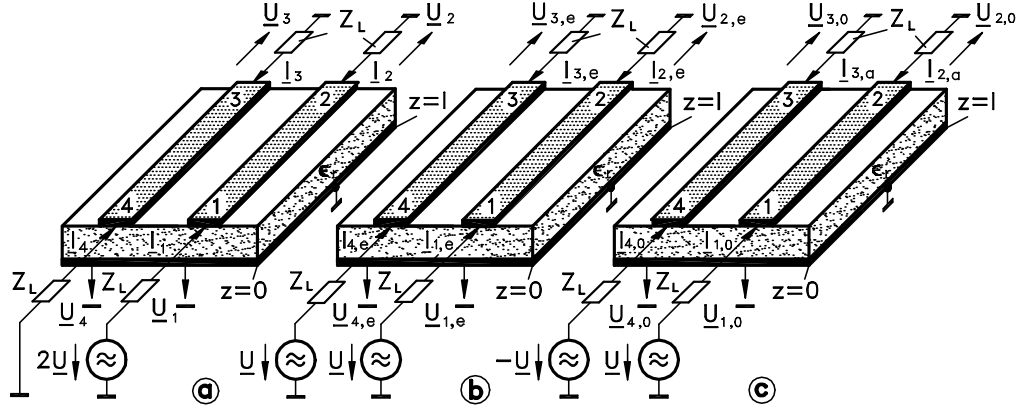


Abbildung 5: Mikrostrip-Richtkoppler an Tor 1 angeregt (a), im Gleichtakt angeregt (b), im Gegentakt angeregt (c) [1].

Durch Überlagerung einer Gleich- und Gegentaktwelle unterschiedlicher Amplitude und Phasenlage ist jeder beliebige Betriebszustand einstellbar.

Für beide Eigenwellen getrennt lassen sich nun Spannungen, Ströme und Widerstände entlang der Leitung transformieren, wie dies auch für Einzelwellenleiter möglich ist (mit Hilfe von β_e und $Z_{L,e}$ bzw. β_o und $Z_{L,o}$, wobei $\beta_{e,o}$ die Ausbreitungskonstanten der Gleich- und Gegentaktwelle sind). Durch Überlagerung der Einzelergebnisse erhält man die S -Parameter des Richtkopplers.

Im Folgenden sind zunächst die Ergebnisse für reine TEM-Wellenausbreitung ($\beta_e = \beta_o = \beta$) angegeben [1], [7]:

$$\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22} = \underline{S}_{33} = \underline{S}_{44} = 0 \iff \text{eigenreflektionsfrei} \quad (2)$$

$$\underline{S}_{12} = \underline{S}_{21} = \underline{S}_{34} = \underline{S}_{43} = \frac{\sqrt{1 - c_{max}^2}}{\sqrt{1 - c_{max}^2} \cos[\beta l] + j \sin[\beta l]} \quad (\text{Durchgang}) \quad (3)$$

$$\underline{S}_{13} = \underline{S}_{31} = \underline{S}_{42} = \underline{S}_{24} = 0 \iff \text{kein Fernebensprechen} \quad (4)$$

$$\underline{S}_{14} = \underline{S}_{41} = \underline{S}_{32} = \underline{S}_{23} = j \frac{c_{max} \cdot \sin(\beta l)}{\sqrt{1 - c_{max}^2} \cos[\beta l] + j \sin[\beta l]} \quad (\text{Kopplung}) \quad (5)$$

mit $Z_{L,e} \cdot Z_{L,o} = Z_L^2$ (Forderung für Eigenreflektionsfreiheit) und

$$c_{max} = \underline{S}_{41}(\beta l = \frac{\pi}{2}) = \frac{Z_{L,e}/Z_{L,o} - 1}{Z_{L,e}/Z_{L,o} + 1} \quad (\text{maximaler Koppelfaktor bei der Mittenfrequenz}).$$

Anmerkung: der Koppelfaktor wird oft in dB angegeben, dabei gilt:

$$c_{max,dB} = -20 \log c_{max} \quad (6)$$

Wie eingangs erwähnt, basieren diese Ergebnisse auf der Annahme $\beta_e = \beta_o$. Für $\beta_e \neq \beta_o$ wie beim realen Mikrostrip-Richtkoppler ergibt sich ein $\underline{S}_{31} \neq 0$ und somit auch ein

endlicher Richtfaktor $\left| \frac{\underline{S}_{31}}{\underline{S}_{41}} \right|$.

3 Durchführung und Messung

Vorbereitung Zur Messung der S -Parameter wird ein Netzwerkanalysator verwendet. Vor der eigentlichen Messung soll das Gerät zunächst kalibriert werden. Grund dafür ist die Behebung von systematischen Fehlern von Kabeln und Messgerät. Damit sind die Ergebnisse unabhängig, bspw. von der Kabellänge.

Für die Kalibrierung wird ein Kalibrierungsset verwendet. Die Kalibrierung erfolgt an beiden Ports:

- *Reflection - Load, Short, Open* - beide Ports werden mit einem $50\ \Omega$ -Widerstand, Kurzschluss und Leerlauf abgeschlossen.
- *Transmission*.

Messung Nutzen Sie die Symmetrie- und Reziprozitätseigenschaften des Kopplers aus. Der Netzwerkanalysator kann immer nur zwischen 2 Ports messen. Zur Messung der S_{ii} -Parameter ($i = 1 \dots 4$) des Richtkopplers sollen 3 Ports reflexionsfrei abgeschlossen werden und an einem wird gemessen. Zur Messung der S_{ij} -Parameter werden 2 Ports reflexionsfrei abgeschlossen und die Übertragung zwischen den restlichen 2 gemessen. Beachten Sie, dass das Ergebnis immer als S_{12} gespeichert wird. Notieren Sie die Ports anschließend korrekt.

Verwendete Geräte In diesem Versuch werden

- Netzwerkanalysator Keysight P9373
- PC zum Anzeigen der Messkurven
- 2 Anschlußkabel
- Agilent 3,5 mm Calibration Kit (85033 D)
- Richtkoppler

verwendet.

4 Aufgaben

4.1 Vorbereitungsaufgaben

1. Wiederholen Sie die Kapitel Mehrleitersysteme (Skript Hochfrequenztechnik II) und Streumatrix (Skript Hochfrequenztechnik I).
2. Dimensionieren Sie einen 10 dB Richtkoppler in Mikrostrip-Technologie mit den folgenden Vorgaben:
 - Mittenfrequenz $f_m = 1,5$ GHz
 - $Z_L = 50 \Omega$ Anpassung an allen Ausgängen
 - Substratmaterial $\varepsilon_r = 9,8$, $\tan \delta = 10^{-4}$
 - Dicke $h = 635 \mu\text{m}$
 - Metallisierungsdicke $t = 5 \mu\text{m}$ (Kupfer)
 - Oberflächenrauigkeiten seien vernachlässigbar

Eine grobe Dimensionierung kann zunächst unter der Annahme erfolgen, dass nur TEM-Wellen ausbreitungsfähig sind.

Berechnen Sie mit Hilfe der im Umdruck gegebenen Diagramme und Formeln die Wellenleiterbreite w , den Abstand der verkoppelten Leitungen s und die ungefähre Länge des Kopplers l ab. Die im vorderen Teil des Umdrucks gegebenen Abbildungen beziehen sich zwar teilweise auf $\varepsilon_r = 9,6$, sollen für diese grobe Abschätzung aber trotzdem benutzt werden.

3. Verifizieren Sie Ihre Ergebnisse mithilfe des Programms „Ansoft Designer“ und stellen Sie die S-Parameter des Richtkopplers im Smithdiagramm und einem „Rectangular Plot“ im Frequenzbereich von $0 \dots 3$ GHz dar.

Hinweise für die Arbeit mit Ansoft Designer

Link zum Herunterladen: <http://www.gunthard-kraus.de/Ansoft%20Designer%20SV/>

Modellierung:

- Substrat anlegen
 - *Project* → *Incert Circuit Design* → *MS Alumina* (MS = microstrip, SL = stripline)
 - Unter *Data* → *Alumina* (oder allg. der Substratname) wählen und Parameter einstellen
 - Einstellbar: Substrathöhe h , Substratmaterial mit ε_r , $\tan \delta$, Metall, Metallisierungsdicke t
- Mikrostreifen definieren
 - *Circuit 1* → *Components* → *Microstrip* → *Coupled Lines* → *MSCPL*
 - Klicken auf die Komponente, um Parameter einzustellen

- Einstellbar: Leiterbreite w , Abstand s , Länge l
- Ports definieren
 - *Draw* → *Interface Port*
 - Klicken auf die Komponente und bei Symbol Microstrip Port wählen
 - Impedanz auf $50\ \Omega$ setzen
- *Draw* → *Wire* um Ports und Mikrostreifen zu verbinden

Simulation:

- Frequenzbereich definieren: *Analysis* → *Add Solution Setup* → *Add Sweep*
- Simulation starten: *Analysis* → *Analyze*
- Ergebnisse darstellen: *Results* → *Create Report*

4.2 Versuchsaufgaben und Auswertung

1. Machen Sie sich mit der Funktionsweise des Netzwerkanalysators vertraut. Kalibrieren Sie den Netzwerkanalysator für den Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz. Welchen Einfluss haben die Anschlusskabel auf die Messung?
2. Messen Sie alle S -Parameter eines vorgefertigten Mikrostrip-Richtkopplers (Abb. 6) nach Betrag und Phase für den Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz (seine Materialdaten sind mit den Angaben in der Vorbereitungsaufgabe identisch).

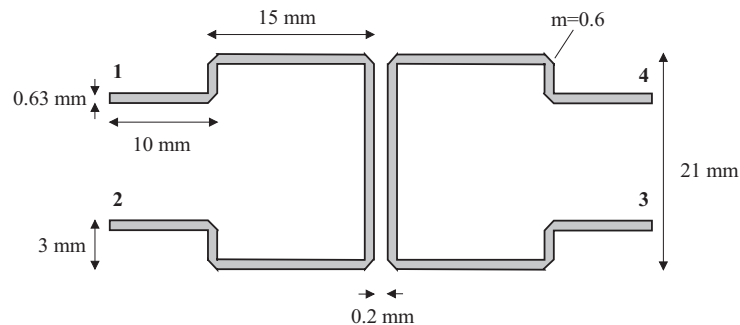


Abbildung 6: Layout des zu vermessenden Richtkopplers.

3. Vergleichen Sie die Messergebnisse mit Ihren „Ansoft“-Ergebnissen und erklären Sie auftretende Abweichungen.

Literatur

- [1] G. Böck, „Arbeitsblätter zur Vorlesung Höchsthfrequenztechnik I+II“
- [2] R. Hoffmann: „Integrierte Mikrowellenschaltungen“, Springer Verlag 1983, S. 145
- [3] E.O. Hammerstad and F. Bekkadal, A Microstrip Handbook, ELAB Report, STF 44 A74169, N7034; University of Trondheim, Norway, 1975
- [4] M.V. Schneider, „Dielectric loss in integrated microwave circuits“, Bell System Technical Journal, vol. 48, pp. 2325-2332, Sept. 1969
- [5] B. Ramo Rao, „Effects of loss and frequency dispersion on the performance of microstrip directional couplers and coupled line filters“, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-22, pp. 747-750, July 1974
- [6] T. C. „Edwards, Foundations for Microstrip Engineering“, John Wiley, New York, 1981
- [7] K. Petermann, „Arbeitsblätter zur Vorlesung Hochfrequenztechnik I+II“