



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Mijail Andy Sabrera Ayquipa

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO, SIMULAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO
ELETROMAGNÉTICA DE DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS
BASEADOS NA FITA DE MÖBIUS: MICROSTRIP E GUIA DE ONDA
COPLANAR NA CONFIGURAÇÃO BACK-TO-BACK**

**CONTRIBUTION TO THE STUDY, SIMULATION AND
ELECTROMAGNETIC CHARACTERIZATION OF MICROWAVE
BACK-TO-BACK DEVICES BASED ON THE MÖBIUS STRIP: THE
MICROSTRIP AND COPLANAR WAVEGUIDE**

CAMPINAS

2017

Mijail Andy Sabrera Ayquipa

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO, SIMULAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO
ELETROMAGNÉTICA DE DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS
BASEADOS NA FITA DE MÖBIUS: MICROSTRIP E GUIA DE ONDA
COPLANAR NA CONFIGURAÇÃO BACK-TO-BACK**

**CONTRIBUTION TO THE STUDY, SIMULATION AND
ELECTROMAGNETIC CHARACTERIZATION OF MICROWAVE
BACK-TO-BACK DEVICES BASED ON THE MÖBIUS STRIP: THE
MICROSTRIP AND COPLANAR WAVEGUIDE**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

Este exemplar corresponde a versão final da dissertação defendida pelo aluno Mijail Andy Sabrera Ayquipa, e orientada pelo Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly.

CAMPINAS

2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

Sa13c Sabrera Ayquipa, Mijail Andy, 1986-
Contribuição ao estudo, simulação e caracterização eletromagnética de dispositivos de micro-ondas baseados na fita de Möbius : microstrip e guia de onda coplanar na configuração back-to-back / Mijail Andy Sabrera Ayquipa. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Luiz Carlos Kretly.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Microstrip antenas. 2. Guias de ondas. 3. Ondas eletromagnéticas. 4. Reflectometria no domínio do tempo. I. Kretly, Luiz Carlos, 1950-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Contribution to the study, simulation and electromagnetic characterization of microwave back-to-back devices based on the Möbius strip : the microstrip and the coplanar waveguide

Palavras-chave em inglês:

Microstrip antennas

Wave guides

Electromagnetic waves

Reflectometry in time domain

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Luiz Carlos Kretly [Orientador]

Silvio Ernesto Barbin

Michel Zamboni Rached

Data de defesa: 17-02-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Comissão Julgadora – Dissertação de Mestrado

Candidato: Mijail Andy Sabrera Ayquipa

RA: 153765

Data da Defesa: 17 de fevereiro de 2017

Título da Dissertação: “CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO, SIMULAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS BASEADOS NA FITA DE MÖBIUS: MICROSTRIP E GUIA DE ONDA COPLANAR NA CONFIGURAÇÃO BACK-TO-BACK”

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin (EPUSP/USP)

Prof. Dr. Michel Zamboni Rached (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se o processo de vida acadêmica do aluno.

*Aos meus pais, Pedro e Benedicta,
e aos meus irmãos, pelo seu apoio
constante e incondicional.*

Agradecimentos

À minha família, pelo seu apoio e suporte constante apesar da longa distância.

Ao Prof. Dr. Luiz Kretly pela amizade, orientação e confiança depositada deste projeto.

Aos meus amigos do Lab. Ericsson e do LEPO: Elói, Valério, Deon, Dante, Rolando, Marcos, Adson, Tarcio, Lucas, Paulo, Ramon, Hugo, pelas sugestões, recomendações e comentários na realização desta dissertação, além da amizade e da convivência nestes anos.

À UNICAMP é a FEEC pela estrutura técnica e o uso dos equipamentos especializados.

À CAPES pelo apoio financeiro (bolsa de estudos) neste período.

Enfim, a todos que apoiaram e contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Este trabalho é uma contribuição ao estudo de dispositivos passivos de micro-ondas back-to-back baseados na fita de Möbius: A Linha de microfita (*Microstrip*) e o Guia de ondas coplanar (*CPW*). Estes novos dispositivos apresentam um comportamento como linhas de transmissão infinitas com características capazes de reter sinais numa ampla largura de banda de frequências. A caracterização eletromagnética (EM) será analisada usando ferramentas de simulação e validadas experimentalmente com as medidas dos dispositivos construídos na faixa de microondas, desde centenas de MHz até dezenas de GHz.

Palavras chave: Fita de Möbius, Microstrip back-to-back, Guia de ondas coplanar, Retenção de sinal.

Abstract

This work is a contribution to the study of microwave devices based on the Möbius strip: The Microstrip and the Coplanar Waveguide (CPW) in back-to-back configuration. These new devices present a behavior as an infinite transmission lines with characteristics capable of retaining signals in a wide bandwidth of frequencies. The Electromagnetic (EM) characterization will be analyzed using simulation software and validated experimentally with measurements of the constructed devices in the microwave range, from hundreds of MHz to tens of GHz.

Keywords: Möbius Strip, Back-to-back Microstrip, Coplanar Waveguide, Signal Retention

Lista de Figuras

2.1	Etapas na geração de uma fita de Möbius.	18
2.2	Mudança da orientação no percurso ao longo da fita de Möbius.	18
2.3	Ilustração do vector normal à superfície ao longo da fita de Möbius.	19
2.4	Representação topológica do cilindro e da fita de Möbius.	20
2.5	Resultado de um corte efetuado na metade da largura de uma fita de Möbius.	20
2.6	Resultado de um corte efetuado num terço da largura de uma fita de Möbius.	20
2.7	Etapas na geração de uma fita de Möbius de maior largura.	21
2.8	A resistência Möbius mostrando as correntes na sua superfície.	21
2.9	Desenho da “Bobina para eletroímãs”.	22
2.10	O capacitor Möbius e o ressoador Möbius.	22
3.2	Representação gráfica da Microstrip B2B Möbius.	25
3.3	Primeiros dispositivos Möbius sem excitação.	26
3.4	Representação gráfica de um acoplador direcional.	26
3.5	A curva chanfrada do acoplador direcional.	27
3.6	Layout do acoplador direcional e da Microstrip B2B Möbius.	29
3.7	As microstrips após a conclusão do ataque químico.	29
3.8	Vista da seção transversal da Microstrip B2B.	30
3.9	As microstrip coladas back-to-back com os conectores SMA.	30
3.10	A Microstrip B2B Möbius construída.	31
3.11	Seção transversal da CPW convencional.	31
3.12	Seção transversal da CPW com condutor oposto.	32
3.13	Linhas de campo elétrico nos tipos de CPW.	32
3.14	Representação gráfica da CPW B2B Möbius.	34
3.15	Layout do acoplador direcional e da CPW B2B Möbius.	35
3.16	As CPWs após a conclusão do ataque químico.	36
3.17	Vista da seção transversal da CPW B2B.	36
3.18	As CPWs colados back-to-back com os conectores SMA.	37
3.19	A CPW B2B Möbius construído.	37
4.1	Modelamento da Microstrip B2B Möbius no ambiente de simulação.	38
4.2	Resultados da simulação do S_{11} e S_{21} da Microstrip B2B Möbius.	39
4.3	Simulações do campo elétrico na superfície da Microstrip B2B Möbius.	40

4.4	Simulações do campo magnético na superfície da Microstrip B2B Möbius.	41
4.5	Simulação da variação da impedância Z da Microstrip B2B Möbius.	42
4.6	Variação da impedância Z da Microstrip B2B Möbius no domínio da distância.	42
4.7	Modelamento e mesh da CPW B2B Möbius no ambiente de simulação.	43
4.8	Resultados da simulação do S_{11} e S_{21} da CPW B2B Möbius.	44
4.9	Simulações do campo elétrico na superfície da CPW B2B Möbius.	45
4.10	Simulações do campo magnético na superfície da CPW B2B Möbius.	46
4.11	Simulação da variação da impedância Z da CPW B2B Möbius.	47
4.12	Variação da impedância Z da CPW B2B Möbius no domínio da distância.	47
5.1	Setups do VNA Agilent e dos dispositivos fabricados.	49
5.2	Medida do S_{11} da Microstrip B2B Möbius.	50
5.3	Medida do S_{21} da Microstrip B2B Möbius.	51
5.4	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da Microstrip B2B Möbius.	52
5.5	Medida do S_{11} da CPW B2B Möbius.	53
5.6	Medida do S_{21} da CPW B2B Möbius.	54
5.7	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da CPW B2B Möbius.	54
5.8	Setup do TDR e dos dispositivos fabricados.	55
5.9	Resultados da medição da impedância da microstrip B2B Möbius.	56
5.10	Variação da impedância no domínio da distância da microstrip B2B Möbius.	57
5.11	Resultados da medição da impedância da CPW B2B Möbius.	58
5.12	Variação da impedância no domínio da distância da CPW B2B Möbius.	58
5.13	Resultados ampliados da medição da impedância da CPW B2B Möbius.	59
5.14	Variação da impedância no domínio da distância da CPW B2B Möbius.	60
5.15	Representação da propagação de onda entorno do CPW B2B Möbius.	61
6.1	Comparação dos resultados do S_{11} da microstrip B2B Möbius.	62
6.2	Comparação dos resultados do S_{21} da microstrip B2B Möbius.	63
6.3	Comparação dos resultados do S_{11} da CPW B2B Möbius.	64
6.4	Comparação dos resultados do S_{21} da CPW B2B Möbius.	64
6.5	Um sistema repetidor usando o dispositivo de recirculação FML.	65
6.6	Desenho conceptual de uma linha de retardo de recirculação com fibra ótica.	66
6.7	Setup das medidas realizadas no TDR da CPW B2B Möbius.	66
6.8	Sinal no TDR com os pulsos encontrados nas medidas.	67
6.9	Análise das medidas do TDR no domínio da distância.	67
6.10	Esquema do setup dos testes de verificação de retenção de sinal.	69

6.11	Setups dos testes do dispositivo CPW B2B Möbius.	69
6.12	Espectros de sinal com o celular gerando up-link e a antena quase-Yagi.	70
6.13	Espectro do sinal sem o dispositivo Möbius.	71
6.14	Espectro de sinal como o dispositivo Möbius.	71
A.1	Vista da seção transversal da Microstrip B2B com $s = 0,02$ mm.	73
A.2	Resultado da simulação do S_{11} da Microstrip B2B com $s = 0,02$ mm.	73
A.3	Vista da seção transversal da Microstrip B2B com apenas um plano de terra.	74
A.4	Resultado da simulação do S_{11} da Microstrip B2B com apenas um plano de terra.	74
A.5	Resultado da simulação do S_{11} da Microstrip B2B com $s = 0,05$ mm.	75
A.6	Vista da seção transversal da CPW B2B com $s = 0,02$ mm.	75
A.7	Resultado da simulação do S_{11} da CPW B2B com $s = 0,02$ mm.	76
A.8	Vista da seção transversal da CPW B2B com apenas um plano de terra.	76
A.9	Resultado da simulação do S_{11} da CPW B2B com apenas um plano de terra.	76
A.10	Resultado da simulação do S_{11} da CPW B2B com $s = 0,05$ mm.	77
B.1	O dispositivo Microstrip B2B indicando suas portas.	78
B.2	Setup no VNA para as medidas do Microstrip B2B.	78
B.3	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da microstrip B2B.	79
B.4	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{31} da microstrip B2B.	79
B.5	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{41} da microstrip B2B.	80
B.6	Setup no TDR para as medidas da Microstrip B2B.	80
B.7	Medida da impedância no domínio da distância da microstrip B2B.	81
B.8	O dispositivo CPW B2B indicando suas portas.	81
B.9	Setup no VNA para as medidas da CPW B2B.	82
B.10	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da CPW B2B.	82
B.11	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{31} da CPW B2B.	83
B.12	Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{41} da CPW B2B.	83
B.13	Setup no TDR para as medidas da CPW B2B.	84
B.14	Medida da impedância no domínio da distância da CPW B2B.	84

Lista de Tabelas

4.1	Valores dos picos da impedância referente à Figura 4.6.	43
4.2	Valores dos picos da impedância referente à Figura 4.12.	48
5.1	Valores dos picos e vales da impedância referente à Figura 5.10.	57
5.2	Valores dos picos no gráfico da Impedância referente à Figura 5.14.	61
6.1	Valores dos picos no gráfico da impedância referente à Figura 6.9.	68

Lista de Abreviaturas

B2B	Back-to-back
CPW	Coplanar Waveguide
CPWB2BMÖS	Coplanar Waveguide Back-to-back Möbius Strip
CST	Computer Simulation Technology
DC	Direct Current
EM	Electromagnetic
EMI	Electromagnetic Interference
FDTD	Finite-difference Time-domain
FEM	Finite Element Method
FFT	Fast Fourier Transform
FIT	Finite Integration Technique
FML	Frequency Memory Loop
FOML	Fiber Optic Memory Loop
LNTWA	Low-noise Traveling-wave Tube Amplifier
MATLAB	Matrix Laboratory
MSB2BMÖS	Microstrip Back-to-back Möbius Strip
PTFE	Polytetrafluoroethylene
RFID	Radio-frequency Identification
RTR	Real-time Retention
SMA	Sub Miniature Version A
TDR	Time-domain Reflectometer
TE	Transversal Electric
TEM	Transversal Electric-Magnetic
TM	Transversal Magnetic
VNA	Vector Network Analyzer
Wi-Fi	Wireless Fidelity

Sumário

1. Introdução	16
1.1. Objetivos e Motivação	16
1.2. Conteúdo da dissertação	16
2. A Fita de Möbius	18
2.1. Geometria e topologia	19
2.2. Aplicações	21
3. Dispositivos de micro-ondas	23
3.1. A Microstrip	23
3.2. O dispositivo Microstrip B2B Möbius	25
3.2.1. O desenho do dispositivo	25
3.2.2. A construção do dispositivo	29
3.3. A CPW	31
3.4. O dispositivo CPW B2B Möbius	34
3.4.1. O desenho do dispositivo	34
3.4.2. A construção do dispositivo	36
4. Simulação numérica dos dispositivos	38
4.1. Simulações da Microstrip B2B Möbius	38
4.2. Simulações da CPW B2B Möbius	43
5. Caracterização eletromagnética	49
5.1. Medidas dos parâmetros S	49
5.1.1. Medidas da Microstrip B2B Möbius	50
5.1.2. Medidas da CPW B2B Möbius	52
5.2. Medidas no domínio do tempo – TDR	55
5.2.1. Medidas da Microstrip B2B Möbius	56

5.2.2. Medidas da CPW B2B Möbius	58
6. Conclusões	62
6.1. Comparação dos resultados dos parâmetros S	62
6.2. Experimento de verificação da retenção de sinal	65
6.3. Trabalhos futuros	72
A. Simulações prévias à escolha do adesivo	73
B. Caracterização eletromagnética prévia dos dispositivos	78
C. Publicações resultantes deste trabalho	85
Referências Bibliográficas	86

1. Introdução

Neste primeiro capítulo descrevem-se os objetivos e motivações principais do presente estudo, assim como uma breve descrição da estrutura da dissertação apresentada.

1.1 Objetivos e motivação

O principal objetivo deste trabalho é a análise das propriedades eletromagnéticas dos dispositivos passivos de micro-ondas baseados na configuração da fita de Möbius, em especial das linhas de microfita e dos guias de ondas coplanares, conhecidos como CPW. Estas estruturas ao parecer exibem uma propriedade especial, o fenômeno de retenção de sinal, que permite a retenção de uma vasta largura de banda de frequências por um determinado tempo ou “*delay*”, e dá origem a um dispositivo de retenção em tempo real (RTR)

A motivação para esta pesquisa é que a fita de Möbius [1, 2] tem propriedades topológicas especiais, como por exemplo a constante de Euler igual a zero, o que permite que seja considerada como uma superfície “infinita”. Além disso, é comprovado e verificado experimentalmente na literatura atual algumas propriedades eletromagnéticas tais como a retenção de sinal e a não presença de autoindutância [3]. Assim, os dispositivos de micro-ondas construídos com base nesta topologia podem ser empregados em aplicações diversas, nas áreas de eletrônica e microeletrônica, tais como RFID, radares, radioastronomia entre outras [4].

Para definir um universo de estudos de estruturas planares com esta configuração utilizamos dois tipos de dispositivos passivos: A Linha de microfita (*Microstrip*) e o Guia de ondas coplanar, (*Coplanar Waveguide*, CPW). Ainda, neste trabalho introduzimos dois novos tipos de dispositivos: A Microstrip back-to-back Möbius strip (MSB2BMÖS) e o Guia de ondas coplanar back-to-back Möbius strip (CPWB2BMÖS). Estes dois dispositivos baseados na configuração da fita de Möbius são até onde pudemos investigar pioneiros na literatura, o que motiva ainda mais a realização deste estudo com a finalidade de encontrar novas aplicações.

1.2 Conteúdo da dissertação

A estrutura da tese está dividida da seguinte maneira:

- No capítulo 1 é apresentado uma introdução geral do projeto, juntamente com os objetivos e motivações principais deste trabalho.

- No capítulo 2 são descritas as propriedades básicas da fita de Möbius, além da sua geometria e topologia. Também são mencionadas as aplicações e os dispositivos desenvolvidos com base na sua topologia.
- No capítulo 3 são apresentados os dispositivos de micro-ondas com uma descrição básica das características da Microstrip e do Guia de ondas coplanar. Depois, é descrito detalhadamente o processo do desenho e construção dos novos dispositivos: A Microstrip B2B Möbius e a CPW B2B Möbius.
- No capítulo 4 é descrito o processo de simulação numérica dos dispositivos construídos, utilizando um software com a finalidade de observar o comportamento eletromagnético deles, tais como os parâmetros S e o comportamento no domínio do tempo. Estes resultados são importantes para uma verificação posterior com as medidas.
- No capítulo 5 são apresentadas as medidas da caracterização eletromagnética dos novos dispositivos utilizando equipamentos eletrônicos de alta precisão, tais como o analisador vetorial de redes (VNA) e o Reflectômetro em domínio de tempo (TDR)
- No capítulo 6 são mostradas as comparações entre os resultados obtidos na simulação e as medidas realizadas no VNA e no TDR, com o objetivo de deduzir as conclusões gerais do presente estudo. Também são apresentadas as verificações do fenômeno de retenção de sinal através de testes utilizando um analisador de espectro. Por último, são descritas as recomendações e possíveis trabalhos futuros.
- Finalmente, nos apêndices são apresentadas as publicações resultantes do presente trabalho publicadas em congressos internacionais, assim como as medidas realizadas em cada um dos passos da fabricação dos dispositivos, além de uma breve descrição dos equipamentos e software utilizados neste trabalho.

2. A Fita de Möbius

A fita de Möbius é uma superfície particular com apenas um lado e uma borda. Ela pode ser obtida tomando uma única faixa, fazer uma meia volta na mesma, e juntar os extremos para formar um loop. A Figura 2.1 apresenta as etapas descritas na formação da fita.

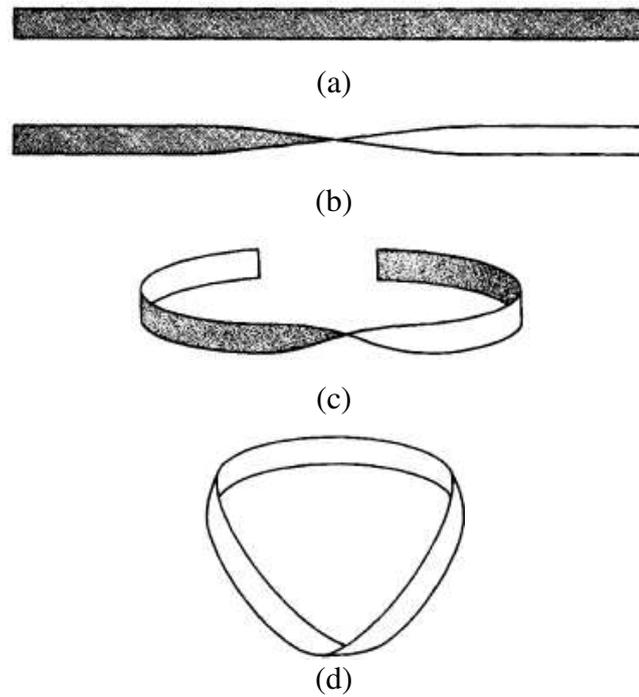


Figura 2.1: Etapas na geração de uma fita de Möbius [5].

Uma consequência desta topologia particular é que a fita de Möbius pode-se representar como um caminho sem início nem final, onde é possível o deslocamento ao longo da superfície infinitamente, mas com a necessidade de ter uma simetria na largura da fita para evitar descontinuidades ao momento de fazer a dobra, como é mostrado na Figura 2.2 a seguir.

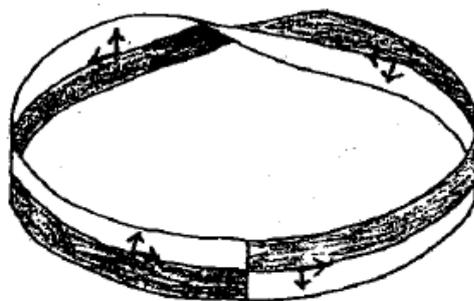


Figura 2.2: Mudança da orientação no percurso ao longo da fita de Möbius [6].

Esta superfície tem uma característica de Euler, χ , igual a zero. Esta característica é um invariante topológico, um número que descreve a forma de um espaço topológico qualquer. Ela é definida com a equação (2.1) a seguir:

$$\chi = V - A + F \quad (2.1)$$

Onde V é o número de vértices, A é o número de arestas e F , o número de faces. Para o caso da fita de Möbius, o V tem um valor igual a 0, enquanto que o A e o F são iguais e com valor unitário. Similares superfícies com o $\chi = 0$ são o cilindro e a garrafa de Klein [1].

2.1 Geometria e topologia

Na matemática, a fita de Möbius é uma superfície não orientável, ou seja, quando é definido um vector normal em um ponto, é impossível estender a definição para a superfície toda. A Figura 2.3 mostra esta definição deslocando paralelamente uma determinada normal ao longo da fita. Mantendo-a em contato com a superfície, podemos obter uma normal apontando na direção oposta. Assim, não é possível dar à superfície um lado “interior” e “exterior”.

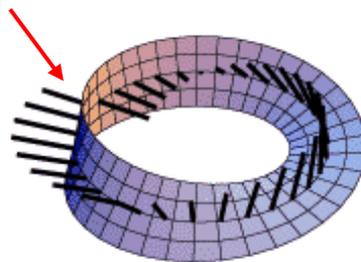


Figura 2.3: Ilustração do vector normal à superfície ao longo da fita de Möbius [7].

A fita de Möbius pode ser representada através da seguinte parametrização:

$$\begin{aligned} x(u, v) &= a[\cos(u) + v \cdot \cos(u/2) \cdot \cos(u)] \\ y(u, v) &= a[\sin(u) + v \cdot \cos(u/2) \cdot \sin(u)] \\ z(u, v) &= a \cdot v \cdot \sin(u/2) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Onde a é o raio do círculo sobre o qual um segmento de linha é rodado, u é a posição angular ao redor do círculo e v é a posição ao longo da linha horizontal.

Desde um ponto de vista topológico, a fita de Möbius pode ser definida como o quadrado $[0, 1] \times [0, 1]$ com os seus lados superior e inferior identificados pela relação $(x, 0) \sim (1 - x, 1)$ para $0 \leq x \leq 1$, tal como é apresentado nos diagramas da Figura 2.4.



Figura 2.4: Representação topológica do cilindro e da fita de Möbius [7].

Dentre as propriedades mais interessantes da fita de Möbius, estão os diversos resultados obtidos ao se fazer um corte ao longo da fita, dependendo do local onde ele é feito. Por exemplo, se a fita é cortada na metade da largura, é obtida uma fita de maior comprimento, mas com duas voltas completas, não sendo aquela uma fita de Möbius, tal como é mostrado na Figura 2.5.

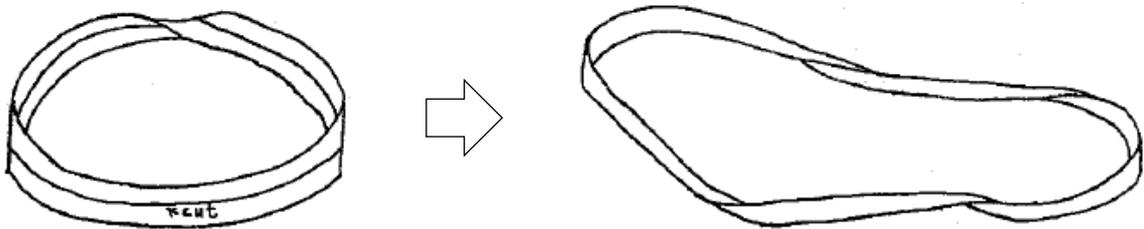


Figura 2.5: Resultado de um corte efetuado na metade da largura de uma fita de Möbius [6].

Se o corte é realizado num terço da distância desde o borde, são obtidas duas fitas: uma sendo de tipo Möbius com comprimento menor, entrelaçada com uma fita maior com duas voltas completas semelhante ao caso anterior. A Figura 2.6 apresenta os resultados deste corte.

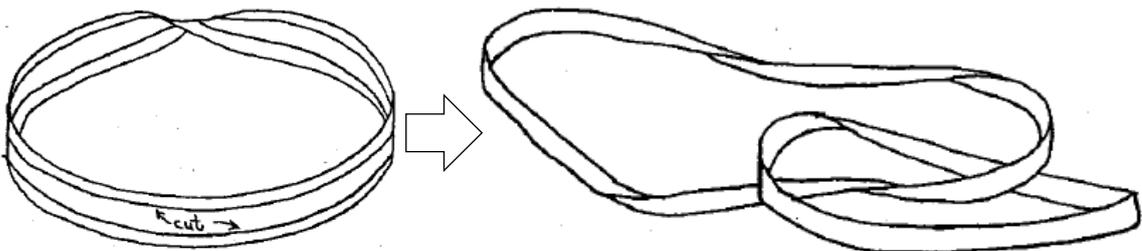


Figura 2.6: Resultado de um corte efetuado num terço da largura de uma fita de Möbius [6].

Um aspecto importante a ser tomado em consideração é relação mínima entre a largura e o comprimento da faixa geradora da fita de Möbius. Trabalhos anteriores [8, 9] determinaram que a largura mínima da faixa inicial tem que ser igual ao valor do comprimento dela dividido por raiz de 3. Esta relação mínima permite que a fita de Möbius seja o suficientemente larga para que possa ser dobrada sem esticar a sua superfície, como é apresentado na Figura 2.7.

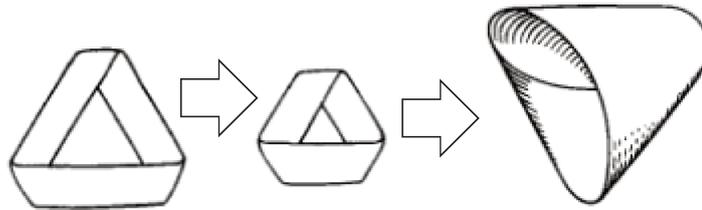


Figura 2.7: Etapas na geração de uma fita de Möbius de maior largura [1].

2.2 Aplicações

Devido a esta topologia especial, existem várias aplicações para a fita de Möbius em muitas áreas como mecânica, física e química. Por exemplo, tem sido utilizada como correias transportadoras, fitas de gravação em loop contínuo e na manufatura de impressoras.

Na eletrônica, uma dessas aplicações é a “resistência Möbius”, que é feita de duas superfícies condutoras com um material dielétrico entre elas, com uma meia volta e conectadas para formar uma fita de Möbius [3]. Esta resistência, como é mostrado na Figura 2.8, não tem autoindutância e pode resistir às correntes sem causar interferência magnética ao mesmo tempo.

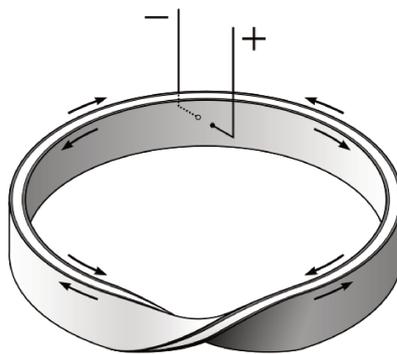


Figura 2.8: A resistência Möbius mostrando as correntes na sua superfície [3].

Outro dispositivo baseado na configuração de Möbius é a “bobina para eletroímãs” [10], patenteado por Nikola Tesla em 1894, e destinado a ser utilizado no seu sistema de transmissão de eletricidade sem fio. A Figura 2.9 mostra o desenho deste último dispositivo.

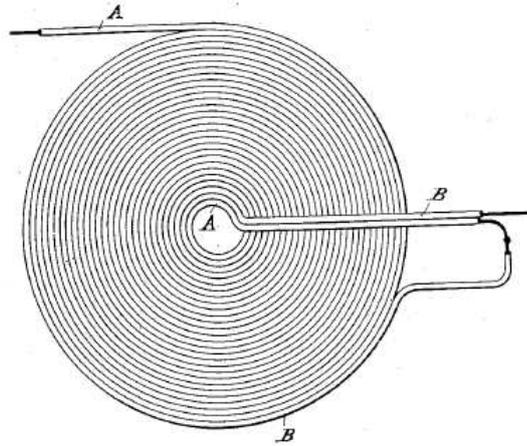


Figura 2.9: Desenho da “Bobina para eletroímãs” [10].

Dispositivos eletrônicos mais recentes que utilizam o mesmo princípio da topologia são o capacitor Möbius [11], e o ressoador Möbius [12, 13], apresentados na Figura 2.10.

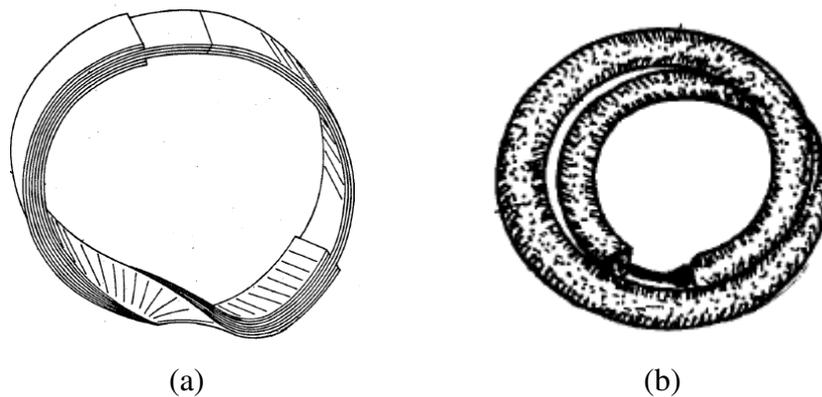


Figura 2.10: O capacitor Möbius (a) [11] e o ressoador Möbius (b) [14].

Pesquisas mais recentes foram realizadas com antenas e ressoadores baseados na configuração da fita de Möbius. Estes dispositivos, cortados devidamente, podem apresentar aproximadamente o dobro do comprimento elétrico quando é comparado com radiadores de anel convencionais [15, 16, 17, 18, 19]. Estes tipos de aplicações podem melhorar a miniaturização das antenas RFID.

Por esta razão, este novo estudo espera encontrar novas aplicações da topologia de Möbius para a área de micro-ondas, utilizando dispositivos básicos tais como a Microstrip e o Guia de ondas coplanar (CPW), os quais são explicados no capítulo 3.

3. Dispositivos de micro-ondas

Com a finalidade de encontrar novas aplicações do uso da topologia de Möbius, foram escolhidos dois tipos de dispositivos mais populares e de fabricação simples como a linha de microfita, ou *microstrip*, e o guia de ondas coplanar, ou CPW (*Coplanar waveguide*)

3.1 A Microstrip

Consolidada na literatura atual [14], a microstrip é um dos mais comuns tipos de linhas de transmissão devido a sua relativa facilidade de fabricação usando processos químicos para circuitos impressos, além de que pode ser miniaturizada e integrada a outros dispositivos de microondas tais como antenas, ressonadores, acopladores, etc. [20, 21]

Ela consiste em uma fita condutora impressa em um substrato dielétrico e um plano de terra condutor localizado na face oposta do substrato, tal como é mostrado na Figura 3.1 (a). Uma representação das linhas de campo elétrico e magnético na microstrip é apresentada na Figura 3.1 (b) onde é possível observar a natureza não homogênea do dispositivo.

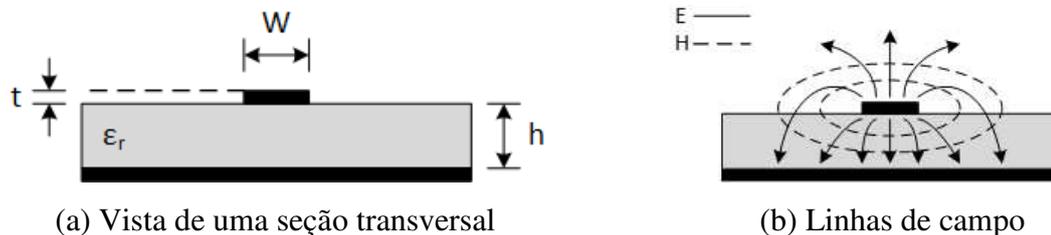


Figura 3.1: A Microstrip.

Ao contrário de um dispositivo homogêneo como um cabo coaxial, parte das linhas de campo estão presentes na região de ar acima da microstrip. Nesta região, a velocidade de fase das ondas é maior do que na zona do substrato dielétrico devido à diferença das permitividades. Por este motivo, não existe um único modo de propagação transversal, ou modo TEM (*Transverse Electromagnetic*) no dispositivo microstrip.

Em vez disso, existe um modo híbrido TM-TE (*Transverse Magnetic – Transverse Electric*) mas para casos práticos onde a espessura é muito fina ($h \ll \lambda$), o modo de propagação é quase-TEM [22]. Ou seja, os campos são quase os mesmos que no caso estático (DC). Assim, é possível obter ótimas aproximações das principais características do dispositivo, tais como a velocidade de fase, permitividade relativa efetiva e a impedância característica.

Com base nas dimensões mostradas na Figura 3.1 (a), a permissividade dielétrica efetiva, ϵ_{re} , e a impedância característica, Z_c , podem ser expressadas nas equações a seguir [23]:

$$\epsilon_{re} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{W}}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] & ; \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{W}}} \right] & ; \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

$$Z_c = \begin{cases} \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & ; \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1} & ; \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

As expressões anteriores foram desenvolvidas por Wheeler [24] mediante o método da projeção conforme e depois melhoradas empiricamente por Schneider [25] e Hammerstad [26], onde Z_0 é a impedância característica no vácuo com um valor aproximado de 376,73 Ω . As equações (3.1) tem um erro de até 1% para: $\epsilon_r \leq 16$, e $0,05 \leq W/h \leq 20$. Para o caso do Z_c , o erro é inferior a 2% para qualquer valor do ϵ_r , W e h .

Além disso, a largura da fita central pode ser corrigida para que seja considerada a espessura do cobre, t , e assim obter dados mais exatos no cálculo da impedância característica. Tal valor, chamado largura efetiva W_e , pode ser calculado a partir da seguinte equação [27]:

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \cdot \left(\frac{1+\frac{1}{\epsilon_r}}{2} \right) \ln \left(\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1}{\frac{W}{t}+1,1}\right)^2}} \right) \quad (3.3)$$

A partir disso, o valor do Z_c pode ser expresso na equação a seguir:

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{2(\epsilon_r+1)}} \ln \left\{ 1 + \frac{4h}{W_e} \cdot \left[\frac{14+\frac{8}{\epsilon_r}}{11} \cdot \frac{4h}{W_e} + \sqrt{\left(\frac{14+\frac{8}{\epsilon_r}}{11} \cdot \frac{4h}{W_e} \right)^2 + \frac{1+\frac{1}{\epsilon_r}}{2} \cdot \pi^2} \right] \right\} \quad (3.4)$$

Baseado nas equações anteriores, foram desenvolvidos programas no software MATLAB para fazer o cálculo da largura da microstrip e desta forma garantir o casamento de impedância durante a realização do projeto.

3.2 O dispositivo Microstrip B2B Möbius

O primeiro dispositivo a ser realizado é a Microstrip Möbius na configuração back-to-back (B2B). Esta configuração é necessária para cumprir a topologia de Möbius, ou seja, apenas uma face ao longo do dispositivo. Uma representação do projeto é mostrada na Figura 3.2, onde D é a largura do protótipo e \emptyset , o diâmetro aproximado do mesmo.

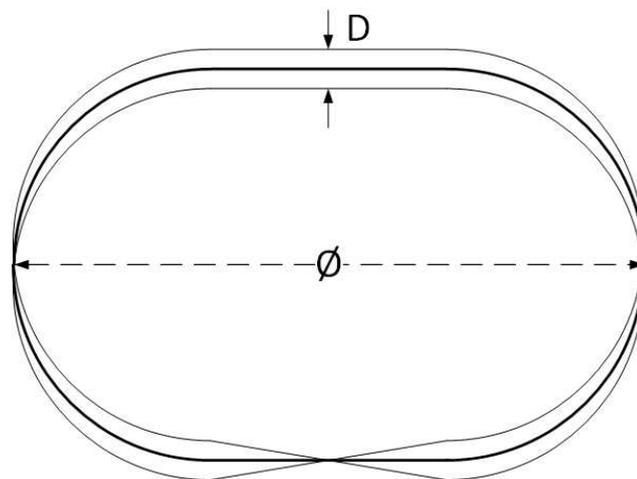


Figura 3.2: Representação gráfica da Microstrip B2B Möbius.

3.2.1 O desenho do dispositivo

Um dos desafios no desenho é encontrar a forma de excitar o dispositivo utilizando um gerador de ondas. Para entender este problema, foram feitas várias fitas de Möbius com comprimentos diferentes, tal como se mostra na Figura 3.3. Estes dispositivos foram feitos para testar a flexibilidade dos materiais e não permite excitação nem medida. Depois de alguns testes, concluiu-se que um acoplador direcional é o mais adequado para o acoplamento do sinal na entrada do dispositivo.

O acoplador direcional é um dispositivo passivo que permite que uma parte da potência eletromagnética de uma linha de transmissão seja acoplada a outra linha ou circuito [28]. Para fazer isto possível, o acoplador tem que estar localizado em uma distância muito próxima da linha destinada, de modo que se possa garantir a transferência de energia entre as linhas.

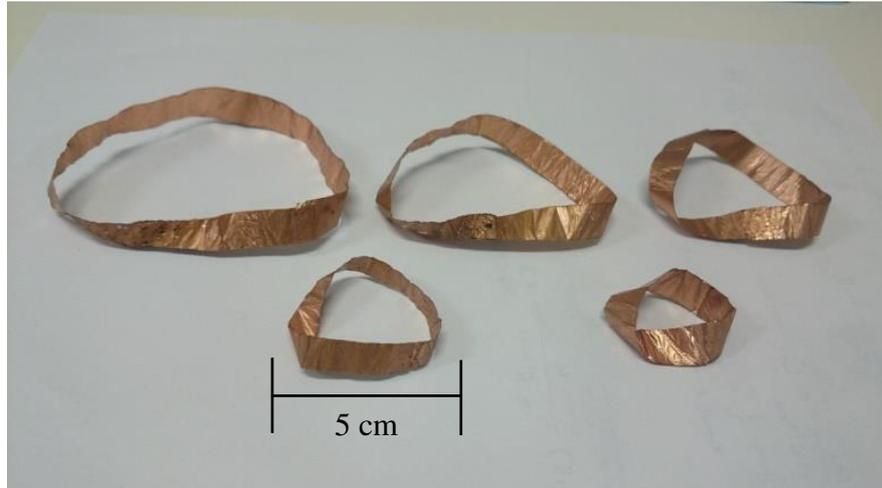


Figura 3.3: Primeiros dispositivos Möbius sem excitação.

Para este projeto é utilizado o acoplador direcional típico de 4 portas, tal como é mostrado na Figura 3.4. É importante destacar que o fluxo de energia da linha acoplada é contrária ao fluxo de energia da linha de entrada, isto é um princípio básico do acoplador.

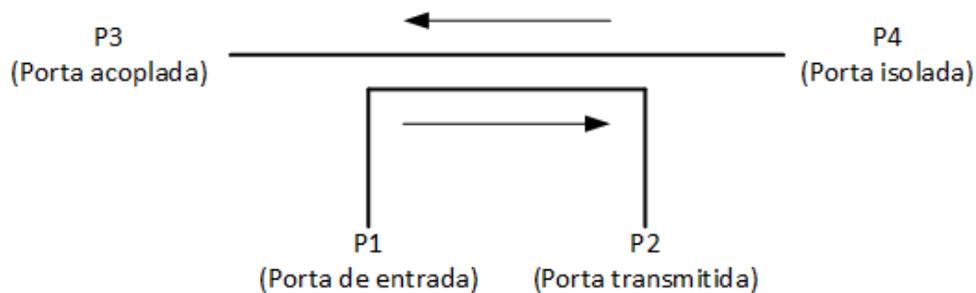


Figura 3.4: Representação gráfica de um acoplador direcional.

O parâmetro de maior importância em um acoplador direcional é o fator de acoplamento (C), o qual pode ser definido como a relação logarítmica entre as potências nas portas P3 e P1, tal como é indicado na seguinte equação:

$$C = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) \text{ dB} \quad (3.5)$$

É de conhecimento geral em micro-ondas [29] que o comprimento ideal do acoplador direcional para garantir um ótimo acoplamento é aquele igual ao valor do comprimento de onda dividido por 4, $\lambda/4$. Mas, o fator crítico neste projeto é a separação (gap) entre o acoplador e a fita central. Este tem que ser o mínimo possível para obter a máxima transferência de energia.

Outro ponto importante no uso do acoplador é o desenho das curvas próximas à região de acoplamento. Um ângulo típico de 90° faz que uma parte considerável do sinal emitida seja refletida de volta em direção à fonte, e apenas uma pequena porção seja transmitida. Um método para obter uma baixa reflexão é fazer a curva com raio de pelo menos 3 vezes a largura da fita [30]. No entanto, uma técnica melhor é o uso de uma curva chanfrada, já que consome uma área menor do substrato. Uma representação gráfica disso pode ser apreciada na Figura 3.5.

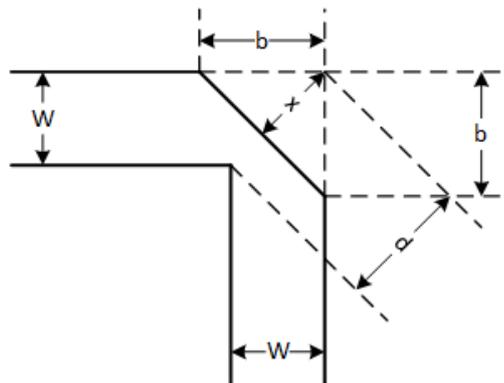


Figura 3.5: A curva chanfrada do acoplador direcional.

A expressão que determina o ótimo valor em uma curva chanfrada foi desenvolvida por Douville e James baseada em dados experimentais [31]. As equações são as seguintes:

$$b = x\sqrt{2} = 2W \left(0,52 + (0,65)e^{-1,35\left(\frac{W}{h}\right)} \right) \quad (3.6)$$

Onde h é a espessura do substrato dielétrico e b é o comprimento do chanfre na direção do acoplador. A equação anterior se cumpre no caso que a relação W/h é muito maior que 0,25 e com a permissividade relativa $\epsilon_r \leq 25$.

O próximo passo, é a escolha do substrato dielétrico. Isto é um aspecto importante no projeto, já que o material tem que apresentar baixas perdas para frequências altas em GHz, além de ser o suficientemente maleável para que possa facilitar a torsão do dispositivo sem a possibilidade de quebra. Devido a estas razões foi escolhido o substrato cerâmico de politetrafluoretileno (PTFE) Rogers RO3003, o qual tem uma permissividade relativa $\epsilon_r = 3$. São utilizadas lâminas com uma espessura do dielétrico, h , igual a 10 mils (0,254 mm.) e com uma espessura do cobre, t , igual a 0,0175 mm.

Baseado nessas últimas especificações, é assumido um valor da largura da fita central, W , igual a 0,8 mm, já que isto é o comprimento mínimo possível na fabricação do dispositivo.

Assim, a relação W/h é igual a 3,15, ou seja, maior do que 1. Com esta relação já definida, são substituídos estes valores na equação (3.1) para calcular a permitividade relativa efetiva, dando como resultado $\epsilon_{re} = 2,46$.

O seguinte passo é calcular a largura efetiva e a impedância característica, para isto são usadas as equações (3.3) e (3.4), onde o valor da espessura, t , é igual a 0,0175 mm. Substituindo estes valores, os resultados são: $W_e = 0,819$ mm e $Z_c = 42,2 \Omega$.

Em seguida, é realizado o dimensionamento do comprimento total do protótipo, L , com base numa frequência de trabalho, f , igual a 2,4 GHz. Este valor foi escolhido pois é muito utilizada na tecnologia Wi-Fi e fornece a possibilidade de fazer vários testes em entornos de uso diário. Uma vez conhecida a frequência, é importante primeiro obter o valor do comprimento de onda, λ , mediante a seguinte equação:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \cdot n} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{re} \cdot \mu_{re}}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.7)$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo e μ_{re} é a permeabilidade relativa efetiva do dispositivo, mas como não se apresentam materiais magnéticos o valor do μ_{re} é igual a 1.

Substituindo na equação (3.7) o valor da permitividade relativa efetiva $\epsilon_{re} = 2,46$ calculada anteriormente, é possível obter o valor do $\lambda = 8$ cm. Com este resultado, o valor do L é assumido como um múltiplo inteiro, n , do λ , com a finalidade de evitar a desfase entre os sinais numa mesma seção transversal no dispositivo. Para este caso, é escolhido um valor de $n = 3$ e assim obter um tamanho considerável do projeto, dando como resultado $L = 24$ cm.

Para o caso do comprimento do acoplador direcional, d , o cálculo foi baseado no princípio do máximo acoplamento para $\lambda/4$, sendo obtido o valor de $d = 2$ cm.

O próximo passo é calcular o comprimento do chanfre, b , no acoplador com referência na Figura 3.5. Para isso foi usado a equação (3.6) utilizando os valores da largura mínima do acoplador $W = 0,8$ mm e a espessura do dielétrico $h = 0,254$ mm, dando como resultado o valor de $b = 0,85$ mm. Este último resultado pode ser aproximado até 0,8 mm com a finalidade de utilizar o comprimento mínimo na fabricação do protótipo.

Em seguida, é escolhido uma largura do dispositivo, D , igual a 15 mm, para obter um ótimo comportamento eletromagnético da microstrip. Por último, é realizado o desenho do gap entre o acoplador e a fita central, o qual tem um valor mínimo alcançado de 0,2 mm (200 μ m)

Com estes valores das dimensões do dispositivo foi realizado o layout do projeto, o qual é apresentado na Figura 3.6 a seguir:

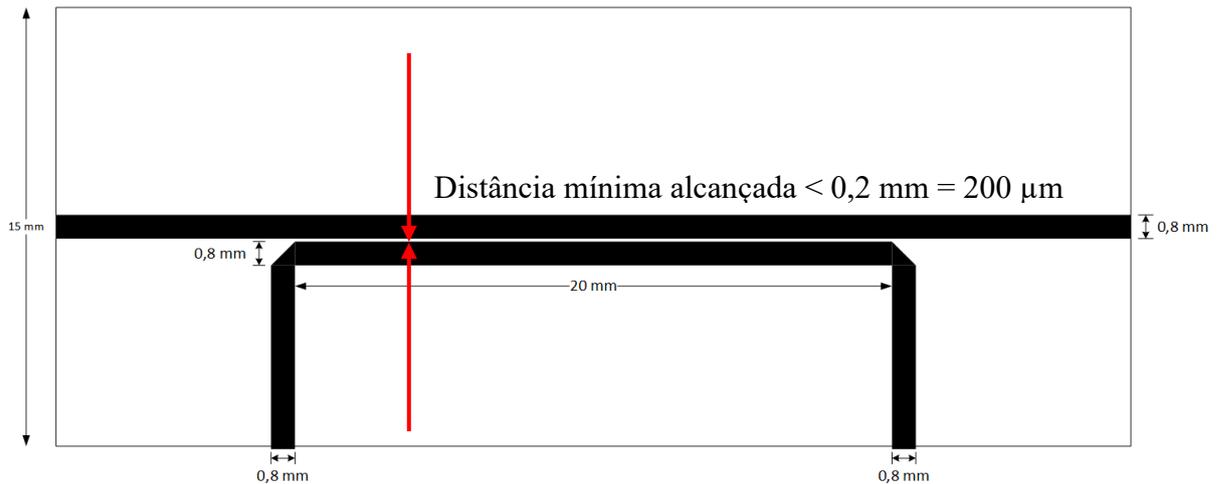


Figura 3.6: Layout do acoplador direcional e da Microstrip B2B Möbius.

Com o desenho do protótipo já finalizado, o dispositivo está pronto para ser construído utilizando os materiais mencionados nos cálculos.

3.2.2 A construção do dispositivo

O primeiro passo para a implementação do protótipo foi realizar o layout das microstrips sobre a lâmina de cobre usando tinta transferível para circuito eletrônico impresso “*Electroset*” de 0,8 mm. Em seguida, as linhas foram imersas num banho de percloroeto férrico por um tempo razoável até que a gravação fosse concluída. O resultado é mostrado na Figura 3.7.



Figura 3.7: As microstrips após a conclusão do ataque químico.

O segundo passo foi fazer a configuração back-to-back do dispositivo. Para isso, foram realizadas diversas provas para encontrar um ótimo modo de construção sem danificar a

estrutura do protótipo. Após vários testes, foi escolhido o uso do adesivo comercial “*Loctite*” baseado em cianoacrilato de etilo [32, 33]. Para conferir isso, foram feitas simulações num software computacional para observar o comportamento eletromagnético do material e a influência da espessura do adesivo entre as fitas nas duas faces. Nos resultados não foi detectada nenhuma alteração significativa relacionada à variação da espessura. Além disso, medidas reais das linhas com e sem adesivo, não indicaram maior alteração no comportamento delas.

Com bases nestes resultados, a colagem foi feita com especial cuidado para evitar excessivas camadas de adesivo e as bolhas de ar entre as linhas. Uma secção transversal da estrutura é mostrada na Figura 3.8.

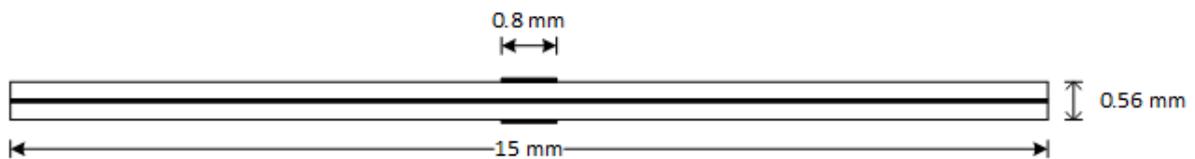


Figura 3.8: Vista da seção transversal da Microstrip B2B.

Em seguida, foram soldados conectores SMA nas quatro portas do dispositivo back-to-back para fazer logo a caracterização e assim garantir um match mais preciso entre as linhas. Estas medidas realizadas num analisador (VNA) são mostradas no capítulo 5. Esta etapa da construção é mostrada na Figura 3.9.



Figura 3.9: As microstrip coladas back-to-back com os conectores SMA.

Finalmente, o dispositivo foi torcido e conectado nas extremidades para obter uma configuração de topologia de Möbius e assim, manter a continuidade elétrica nas linhas. Uma

porta do acoplador direcional é utilizada para a alimentação de sinal e a outra para uma terminação de carga de 50Ω . O dispositivo final é mostrado na figura 3.10.



Figura 3.10: A Microstrip B2B Möbius construída.

Com o protótipo final já construído, o passo seguinte é a realização das medidas da caracterização do dispositivo no VNA. Os resultados são apresentados no próximo capítulo.

3.3 A CPW

O guia de ondas coplanar (CPW) é uma das linhas de transmissão mais utilizadas na microeletrônica dado que comparte as principais características da microstrip com a vantagem de que os condutores elétricos estão presentes numa mesma face do dispositivo [34]

Ela consiste em uma fita condutora central impressa em um substrato dielétrico e um par de planos condutores localizados em ambos lados da fita separados por uma abertura constante ao longo do comprimento da linha, tal como é apresentado na Figura 3.11.

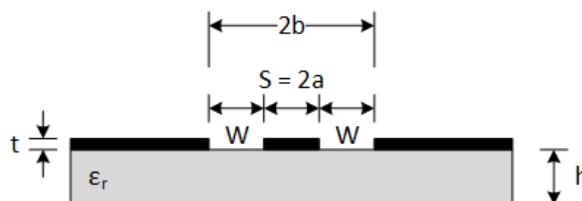


Figura 3.11: Seção transversal da CPW convencional.

Uma variante deste dispositivo é aquela que tem um plano condutor adicional na cara oposta do dielétrico, o qual fornece suporte mecânico além de ser um dissipador de calor. A Figura 3.12 mostra a seção transversal deste segundo tipo de CPW.

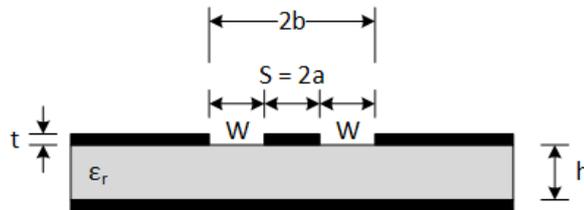
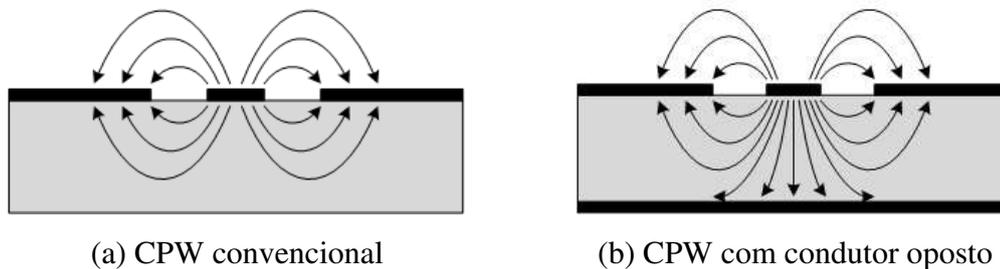


Figura 3.12: Seção transversal da CPW com condutor oposto.

Similar à microstrip, a CPW apresenta parte das linhas de campo elétrico e magnético localizadas na região de ar acima do dispositivo, como são mostradas nas Figuras 3.13 (a) e 3.13 (b), tanto para o caso convencional como para o caso com condutor oposto. Devido a isto, existe também na CPW um modo de propagação híbrido quase-TEM, o qual permite obter os valores das características do dispositivo a partir de aproximações do caso estático (DC)



(a) CPW convencional

(b) CPW com condutor oposto

Figura 3.13: Linhas de campo elétrico nos tipos de CPW.

Usando como referência as dimensões apresentadas na Figura 3.11, a permissividade relativa efetiva, ϵ_{re} , e a impedância característica, Z_c , para o caso da CPW convencional, podem ser expressadas nas seguintes equações:

$$\epsilon_{re} = 1 + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad (3.8)$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{4\sqrt{\epsilon_{re}}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (3.9)$$

As equações anteriores foram desenvolvidas a partir da análise realizada por Wen [35] utilizando o método da projeção conforme. Onde Z_0 é a impedância característica no vácuo com um valor aproximado igual a $376,73 \Omega$, e a $K(k)$ é a integral elíptica completa da primeira ordem, sendo os valores dos módulos os seguintes:

$$k = \frac{a}{b} \qquad k' = \sqrt{1 - k^2} \qquad (3.10)$$

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \qquad k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \qquad (3.11)$$

Da mesma forma para o caso da CPW com condutor oposto, a permitividade relativa efetiva e a impedância característica são expressos nas seguintes equações [36]:

$$\epsilon_{re} = \frac{1 + \epsilon_r \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_2)}{K(k'_2)}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_2)}{K(k'_2)}} \qquad (3.12)$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\sqrt{\epsilon_{re}}} \cdot \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_2)}{K(k'_2)}} \qquad (3.13)$$

Onde os valores dos módulos das integrais elípticas completas da primeira ordem $K(k)$ são calculadas de acordo com as seguintes equações:

$$k = \frac{a}{b} \qquad k' = \sqrt{1 - k^2} \qquad (3.14)$$

$$k_2 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \qquad k'_2 = \sqrt{1 - k_2^2} \qquad (3.15)$$

Com base nas expressões anteriores, foram realizados programas no software MATLAB para fazer o cálculo das dimensões da CPW e de esta forma garantir o casamento de impedância durante a realização do projeto.

3.4 O dispositivo CPW B2B Möbius

O segundo dispositivo a ser realizado é a CPW Möbius na configuração back-to-back (B2B). Tal como no caso da Microstrip Möbius, esta configuração é necessária para cumprir a topologia de Möbius. Uma representação do projeto é mostrada na Figura 3.14 a seguir.

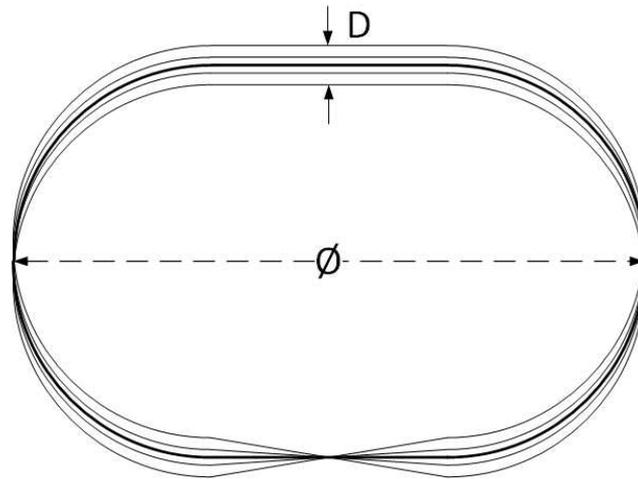


Figura 3.14: Representação gráfica da CPW B2B Möbius.

3.4.1 O desenho do dispositivo

Com a finalidade de aproveitar o suporte mecânico e o isolamento elétrico, foi escolhido utilizar a CPW com condutor oposto para o desenho do projeto. Além disso, também foi selecionado o uso do acoplador direcional como método de entrada de sinal, similar ao caso da Microstrip B2B Möbius. Quanto ao material dielétrico, foi escolhido o substrato cerâmico PTFE Rogers RO3003 utilizado no dispositivo anterior. Ele apresenta uma permissividade relativa $\epsilon_r = 3$ e são utilizadas as mesmas lâminas com uma espessura do dielétrico, h , igual a 10 mils (0,254 mm.) e com uma espessura do cobre, t , igual a 0,0175 mm.

Com base nas especificações anteriores, e dado que os módulos das integrais elípticas nas equações no cálculo das características do protótipo dependem diretamente das dimensões a e b , assumimos os valores de $a = 0,4$ mm e $b = 2,5$ mm, isto devido ao comprimento mínimo para a gravação na fabricação do dispositivo.

Com estes valores, calculamos os resultados das equações dos módulos das integrais, dando como resultado o seguinte: o $k = 0,16$; o $k' = 0,987$; o $k_2 = 0,986$ e o $k'_2 = 0,167$.

Com os módulos já calculados, é possível obter os valores da permissividade relativa efetiva e a impedância característica substituindo nas equações (3.12) e (3.13).

$$\epsilon_{re} = \frac{1 + 3 \cdot \frac{K(k') \cdot K(k_2)}{K(k) \cdot K(k_2')}}{1 + \frac{K(k') \cdot K(k_2)}{K(k) \cdot K(k_2')}} = 2,61 \quad (3.16)$$

$$Z_c = \frac{376,73}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_2)}{K(k_2')}} = 46,6 \, \Omega \quad (3.17)$$

Em seguida, é realizado o dimensionamento do comprimento total do protótipo, L , com base na frequência de trabalho, f , igual a 2,4 GHz, já utilizada anteriormente. Substituindo na equação (3.7) o valor da permissividade relativa efetiva $\epsilon_{re} = 2,61$, é possível obter o valor do $\lambda = 7,73$ cm. Com este resultado, o valor do L é assumido de 3 vezes λ , similar ao caso anterior, dando como resultado $L = 23,2$ cm. Para o cálculo do comprimento do acoplador, d , é usado o princípio do máximo acoplamento para $\lambda/4$, sendo obtido o valor de $d = 19,3$ mm.

O próximo passo é calcular o comprimento do chanfre, b , no acoplador com referência na Figura 3.5. Para isso foi usado a equação (3.6) utilizando os valores da largura mínima do acoplador $W = 0,8$ mm e a espessura do dielétrico $h = 0,254$ mm, dando como resultado o valor de $b = 0,85$ mm, o que pode ser aproximado até 0,8 mm.

Em seguida, é escolhido uma largura do dispositivo, D , igual a 15 mm, para obter um ótimo comportamento eletromagnético da CPW. Por último, é realizado o desenho do gap entre o acoplador e a fita central, o qual tem um valor mínimo alcançado de 0,2 mm (200 μ m)

Com estes valores das dimensões do dispositivo foi realizado o layout do projeto, o qual é apresentado na Figura 3.15 a seguir:

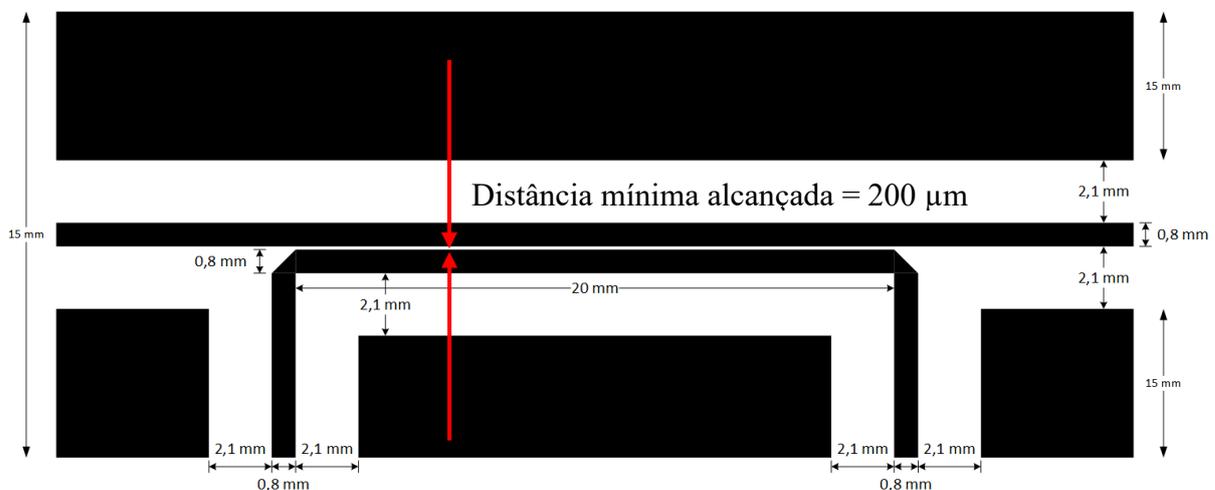


Figura 3.15: Layout do acoplador direcional e da CPW B2B Möbius.

Com o desenho do protótipo já finalizado, o dispositivo está pronto para ser construído utilizando os materiais mencionados nos cálculos.

3.4.2 A construção do dispositivo

A implementação do dispositivo foi realizada de maneira similar à Microstrip B2B Möbius descrito na seção 3.2.2. Em resumo, foi realizado o seguinte procedimento:

O primeiro passo foi o desenho das linhas CPWs sobre a lâmina de cobre usando o “*Electroset*” de 0.8 mm. Em seguida, eles foram imersos num banho de percloroeto férrico até que o cobre seja corroído. O resultado é mostrado na Figura 3.16.

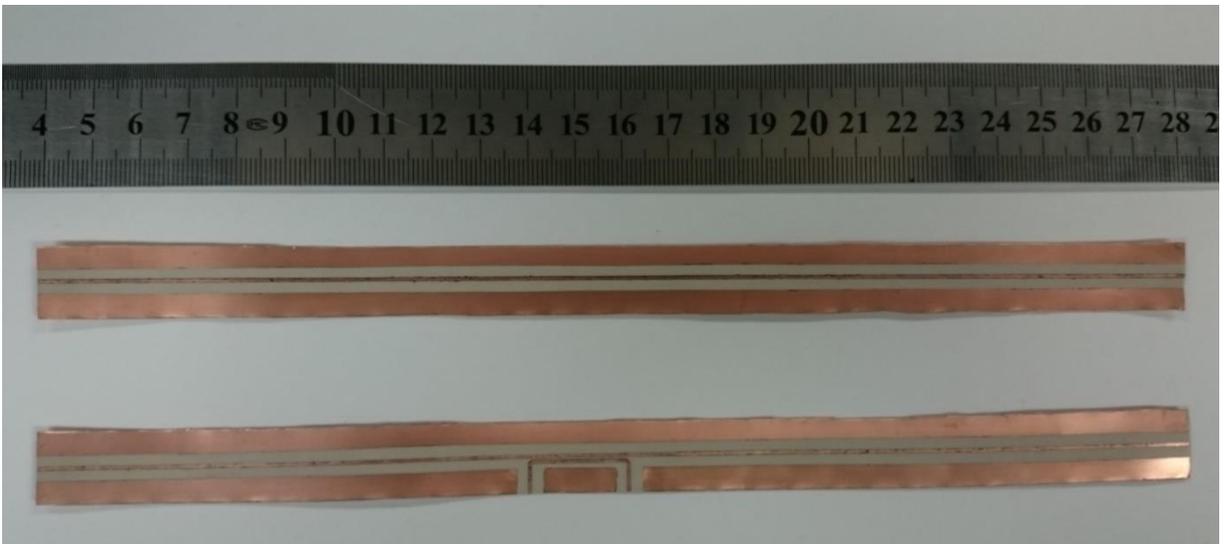


Figura 3.16: As CPWs após a conclusão do ataque químico.

No segundo passo, foi utilizado o mesmo adesivo comercial “*Loctite*”, baseado em cianoacrilato de etilo, para fazer o dispositivo back-to-back. Da mesma forma, foram feitas simulações num software computacional para observar o comportamento eletromagnético do material e a influência da espessura do adesivo, além de medidas reais feitas num VNA. Uma secção transversal da estrutura é mostrada na Figura 3.17.

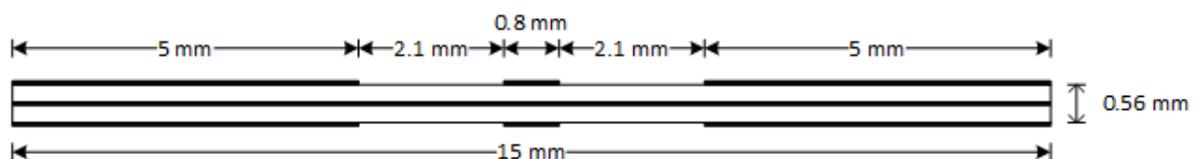


Figura 3.17: Vista da seção transversal da CPW B2B.

Os conectores SMA são soldados nas quatro portas do dispositivo para fazer logo a caracterização. Da mesma forma, as medidas feitas no VNA são mostradas no capítulo 5. Esta etapa da construção é mostrada na Figura 3.18.

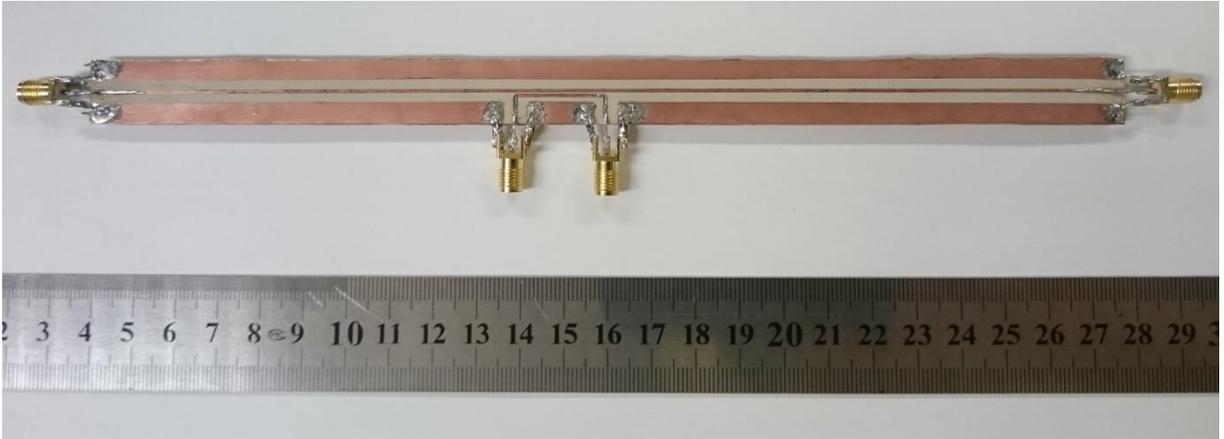


Figura 3.18: As CPWs colados back-to-back com os conectores SMA.

A etapa final é a torsão (twist) do dispositivo, e a conexão entre as extremidades para formar uma configuração de Möbius. Uma porta do acoplador é utilizada para a alimentação de sinal e a outra para a terminação de 50Ω . O dispositivo final é mostrado na Figura 3.19 .



Figura 3.19: A CPW B2B Möbius construído.

Com o protótipo final construído, segue-se a etapa da caracterização do dispositivo no VNA. Os resultados são apresentados no próximo capítulo.

4. A Simulação numérica dos dispositivos

Um importante passo prévio à caracterização dos dispositivos construídos é a simulação do comportamento eletromagnético utilizando um software especializado baseado em eletromagnetismo computacional. Neste caso foi escolhido o CST (*Computer Simulation Technology*), o qual utiliza a técnica de integração finita (FIT) para resolver numericamente as equações de Maxwell no domínio do tempo e da frequência.

O FIT é um método de discretização espacial coerente para a solução das equações de campo eletromagnético na sua forma integral, utilizando um conjunto de grades ortogonais escalonadas para fazer a aproximação das soluções [37]. Foi proposto por Weiland em 1977 e melhorado continuamente, sendo a base para várias ferramentas de simulação. Ele é notório devido a sua alta flexibilidade no modelamento geométrico e nas condições de fronteira.

Um processo essencial no simulador é a definição da grade ou “mesh” no dispositivo, onde uma ótima definição deste permite uma melhor precisão nos cálculos necessários para as simulações. Neste caso, e devido à sua superfície não orientável, a fita de Möbius dá limitações sobre este processo. Sob estas restrições, foi realizada uma escolha especial do mesh para resolver satisfatoriamente as equações eletromagnéticas.

4.1 Simulações da Microstrip B2B Möbius

Foi realizado o modelamento do dispositivo baseado no desenho descrito no capítulo 3 e usando as ferramentas incluídas no software. O resultado é mostrado na Figura 4.1, onde o P1 é a porta de entrada e P2 a porta de saída do acoplador direcional.

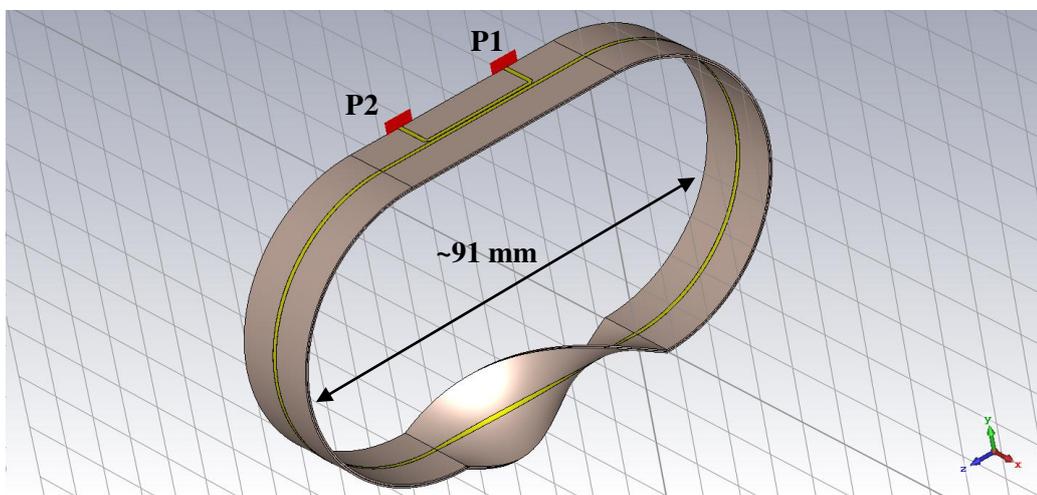


Figura 4.1: Modelamento da Microstrip B2B Möbius no ambiente de simulação.

Pode-se apreciar na Figura 4.1 que o modelamento foi baseado em 4 estruturas: 2 de tipo semicircular e dois de tipo planar, onde um destes últimos foi dobrado em forma de twist, sendo o comprimento total do dispositivo igual ao desenhado com $L = 24$ cm. Enquanto ao mesh, este foi escolhido de modo que a grade tenha uma célula mínima de tamanho igual a 0,1 mm, a fim de garantir que seja o bastante precisa no momento de modelar o protótipo.

A primeira simulação realizada foi sobre os parâmetros de espalhamento, ou parâmetros S, com a finalidade de observar a sua resposta eletromagnética. Foram calculados o coeficiente de reflexão, S_{11} , e o coeficiente de transmissão direta, S_{21} , para uma largura de banda de 20 GHz. Os resultados desta simulação são apresentados na Figura 4.2:

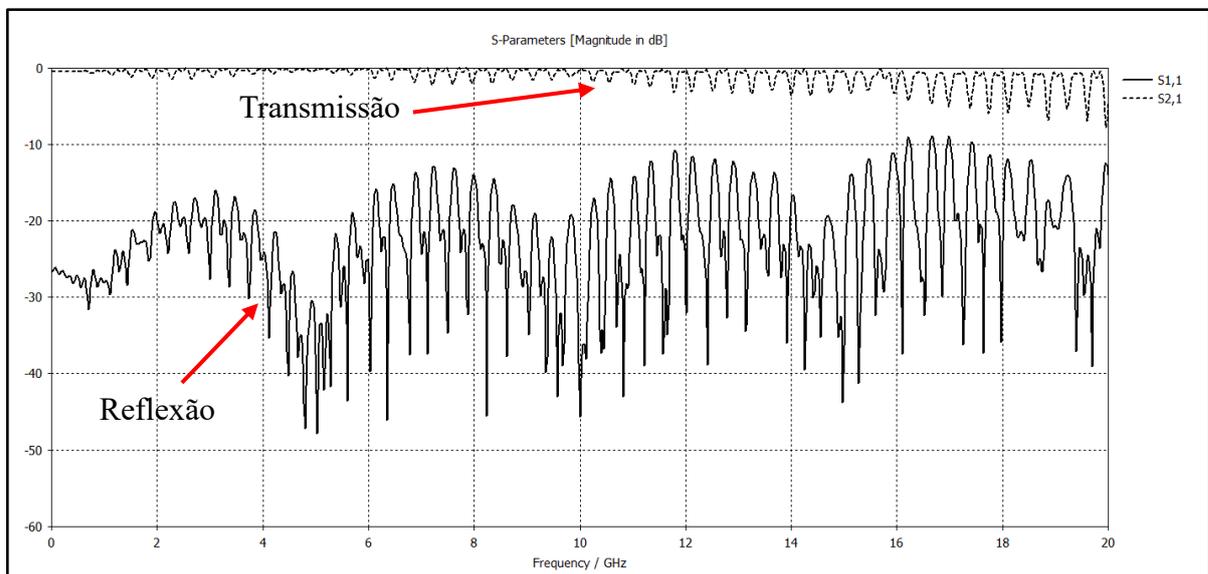
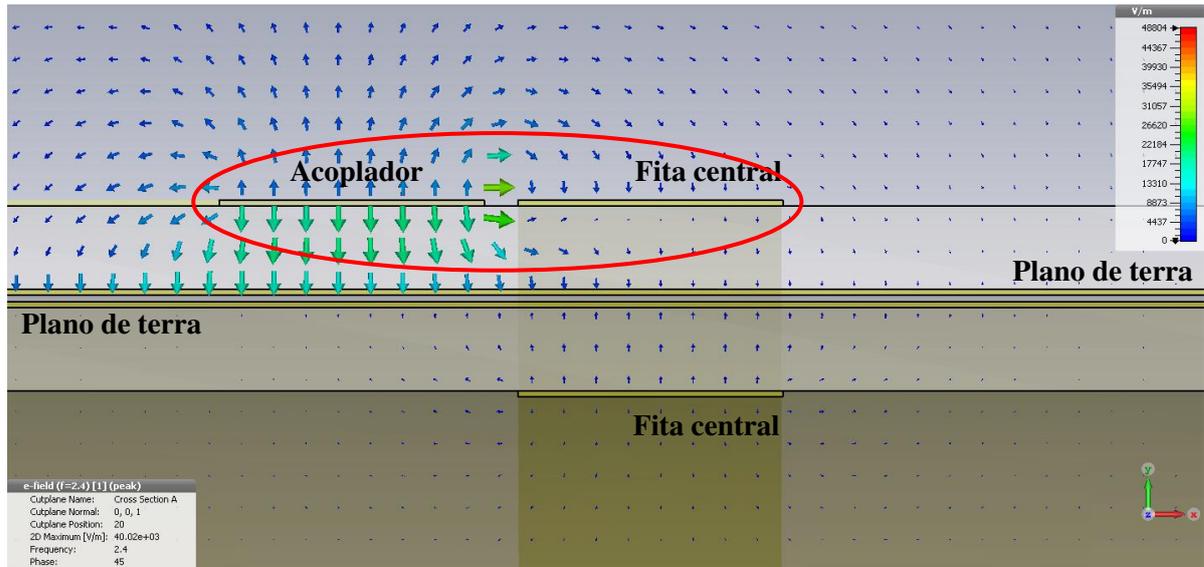


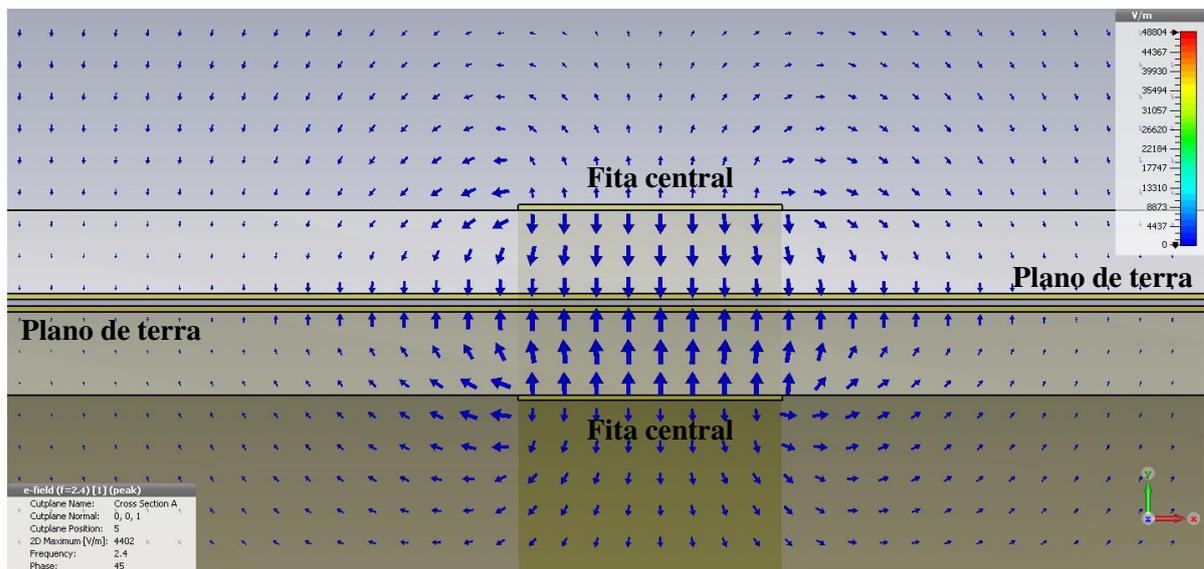
Figura 4.2: Resultados da simulação do S_{11} e S_{21} da microstrip B2B Möbius.

Na Figura 4.2, o gráfico do parâmetro S_{11} tem uma forma periódica ao longo da faixa de frequências, o qual verifica o acoplamento existente no dispositivo. Além disso, é notória a variação oscilante do S_{11} para a janela inteira de simulação. Isto pode ser devido à natureza da topologia de Möbius e à sua influência na interação dos campos eletromagnéticos na superfície, além de possíveis erros de convergência numérica em função do mesh utilizado. Por outro lado, o valor do S_{21} é decrescente, mas também com forma ondulatória.

Em seguida, foram realizadas as simulações das linhas de campos elétricos e magnéticos na superfície do dispositivo. Para simular isso, foi utilizada uma frequência central igual a 2,4 GHz, escolhida no capítulo 3. Os resultados da simulação do campo elétrico para uma seção transversal são mostrados nas Figuras 4.3 (a) e (b), tanto na região com o acoplador direcional, como para a região sem o acoplador correspondentemente.



(a) Vista de um corte transversal da região com acoplador direcional.

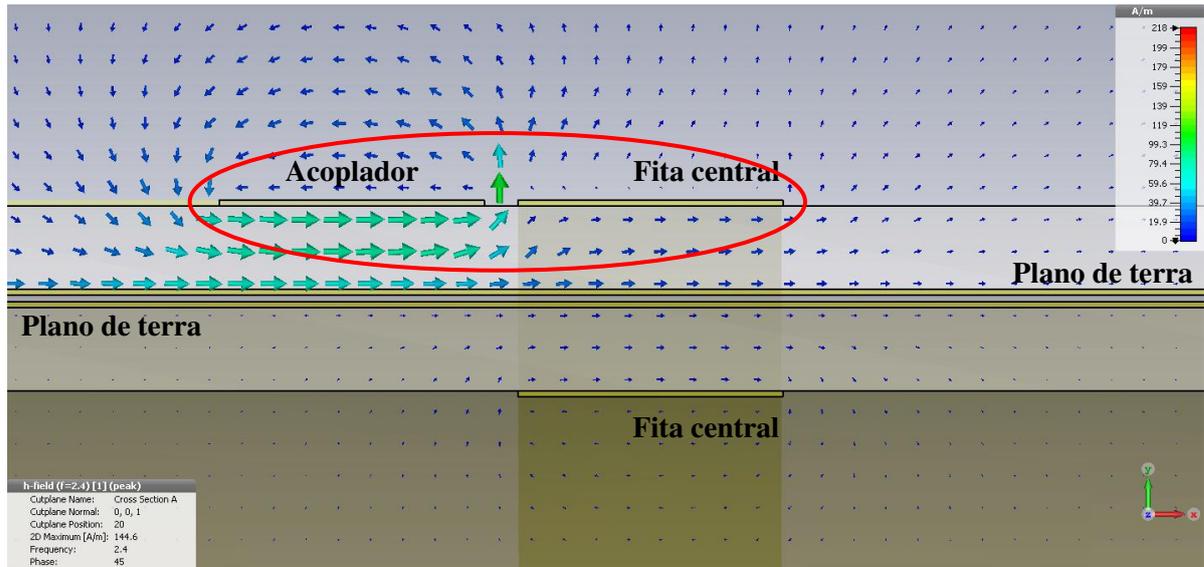


(b) Vista de um corte transversal da região sem acoplador direcional.

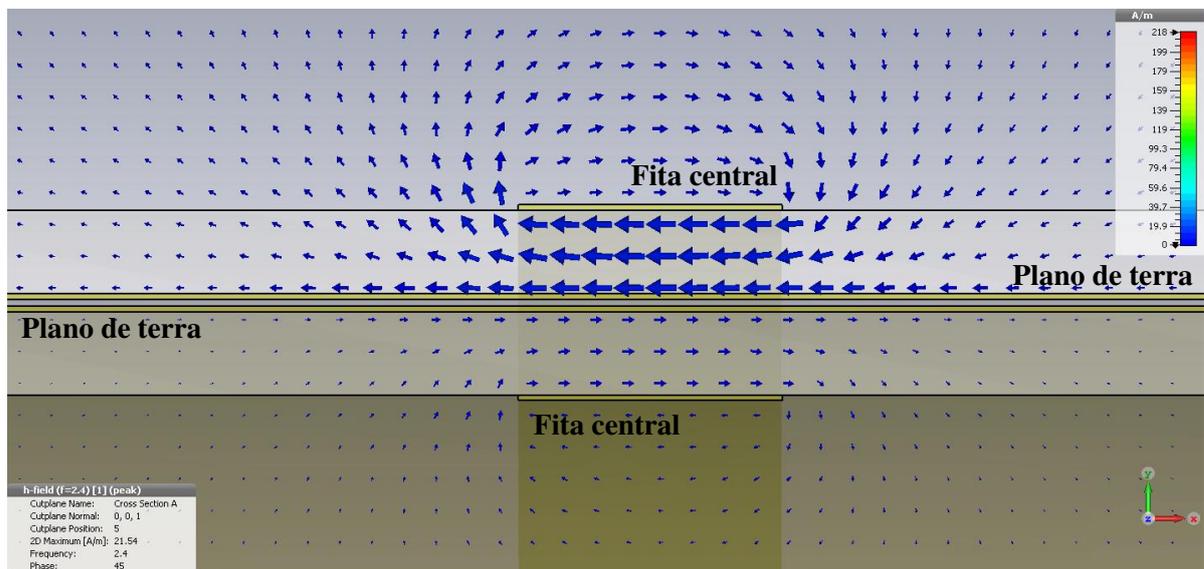
Figura 4.3: Simulações do campo elétrico na superfície da Microstrip B2B Möbius.

Na Figura 4.3 (a) é possível observar o acoplamento do campo elétrico para o interior da fita central como é assinalado no círculo vermelho, verificando assim o acoplamento previsto no capítulo anterior. Enquanto que na Figura 4.2 (b) pode-se apreciar as linhas de campo elétrico entre a fita e o plano de terra em ambos lados do dispositivo.

Da mesma forma, os resultados das simulações do campo magnético para uma seção transversal são mostrados nas Figuras 4.3 (a) e (b), tanto na região com acoplador, como na região sem acoplador respectivamente. Nestas figuras também é observável o acoplamento magnético entre o acoplador direcional e a fita central da microstrip.



(a) Vista de um corte transversal da região com acoplador direcional.



(b) Vista de um corte transversal da região sem acoplador direcional.

Figura 4.4: Simulações do campo magnético na superfície da Microstrip B2B Möbius.

Finalmente, o CST tem um recurso computacional que permite converter as medidas no domínio da frequência, tais como os parâmetros S e a impedância, para o domínio do tempo através da Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT), e, portanto, pode ser utilizado como um TDR (*Time Domain Reflectometer*) virtual. Fazendo uso desta ferramenta, foi realizada a simulação da variação da impedância (Z) no domínio do tempo, o qual é de suma importância para encontrar mudanças na geometria que possam ter impacto na resposta eletromagnética do dispositivo. O resultado é apresentado na Figura 4.5.

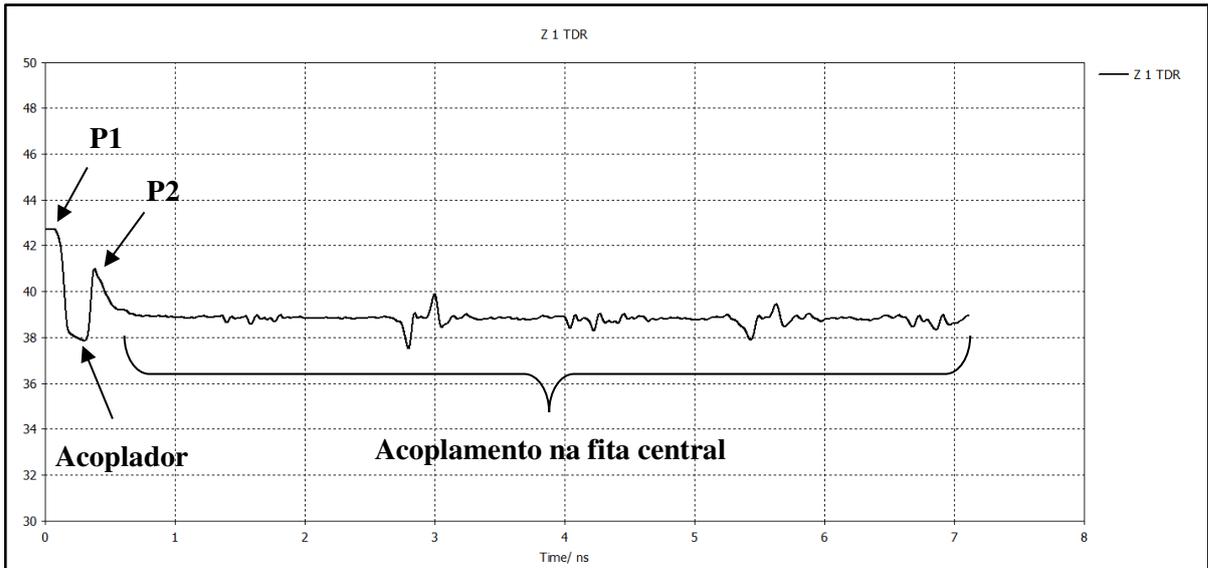


Figura 4.5: Simulação da variação da impedância Z da microstrip B2B Möbius.

Este último resultado pode ser levado ao domínio da distância, mediante a equação a seguir, onde c é a velocidade da luz no vácuo e ϵ_{re} é a permissividade relativa efetiva.

$$D = (1/2) \cdot v_p \cdot t = (t/2) \cdot c / \sqrt{\epsilon_{re}} \quad (4.1)$$

O valor do ϵ_{re} foi calculado no capítulo anterior, com um valor igual a 2,46 para este primeiro dispositivo Möbius. Substituindo este valor na equação (4.1) foi calculado a variação da impedância em relação à distância. A Figura 4.6 mostra os resultados deste cálculo.

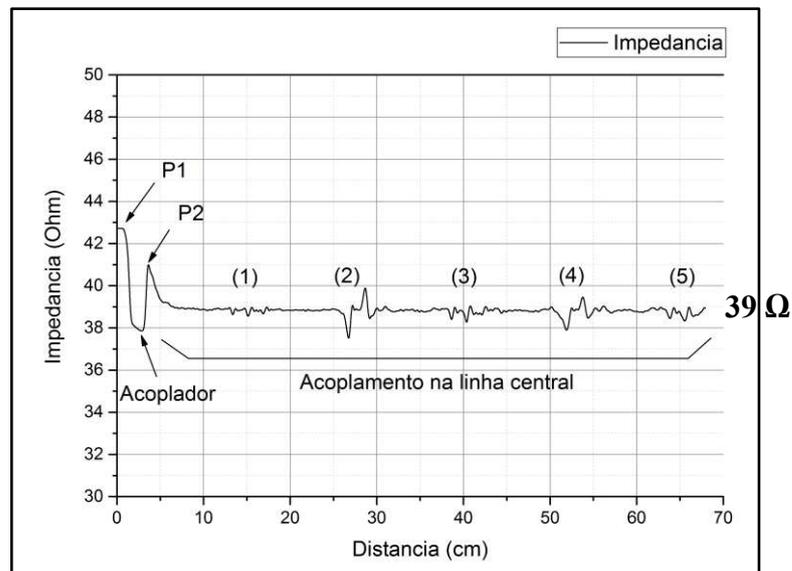


Figura 4.6: Variação da impedância Z da Microstrip B2B Möbius no domínio da distância.

O gráfico da Figura 4.6 pode ser interpretado da seguinte forma: a primeira variação corresponde à conexão da porta de entrada P1, enquanto que a segunda variação é a porta de saída P2 do acoplador. A partir daqui, acontecem pequenas descontinuidades cujos valores dos picos são mostrados na tabela a seguir.

Tabela 4.1: Valores dos picos da impedância Z referente à Figura 4.6.

Ponto	Distância (cm)	Impedância (Ω)	Delta (Δ cm)
(1)	15,1	38,6	---
(2)	26,7	37,5	11,6
(3)	40,4	38,3	13,7
(4)	51,9	37,9	11,5
(5)	65,5	38,3	13,6

De acordo com a tabela 4.1, os picos acontecem ao longo da distância com um período de quase 12 cm, ou seja, a metade do comprimento do dispositivo. Isso pode indicar que o sinal continua circulando na superfície devido a sua topologia de Möbius, onde ocorre uma reflexão cada vez que as ondas interagem com o acoplador e com o twist localizado no lado oposto.

4.2 Simulações da CPW Back-to-back Möbius

Do mesmo modo, foram realizadas as simulações para o segundo dispositivo Möbius. O resultado do modelamento realizado no simulador é apresentado na Figura 4.7 em conjunto com o mesh a ser utilizado, onde o P1 é a porta de entrada e P2 a porta de saída do acoplador:

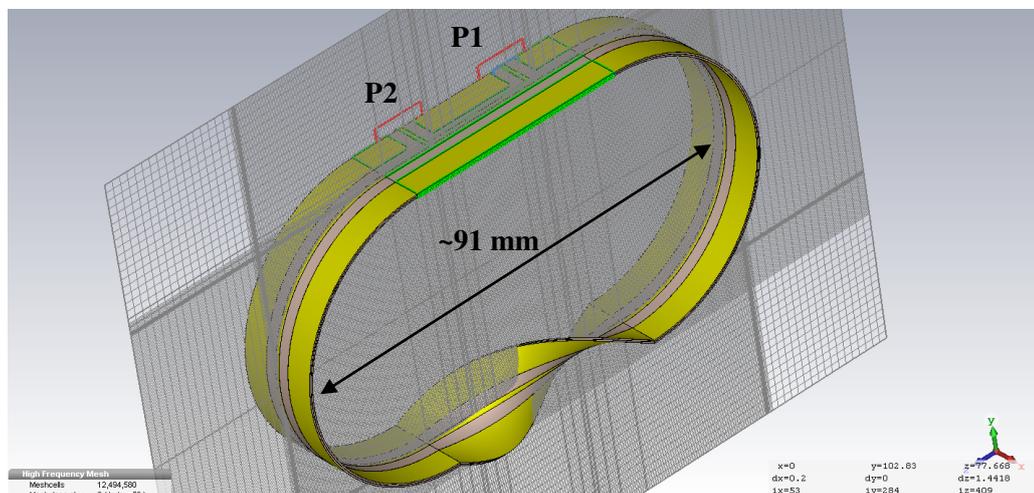


Figura 4.7: Modelamento e mesh da CPW B2B Möbius no ambiente de simulação

Na Figura 4.6, pode-se observar que o modelamento foi baseado novamente em 4 estruturas, onde uma das de tipo planar foi dobrada em forma de twist, sendo o comprimento total do dispositivo igual ao desenhado com $L = 24$ cm. Enquanto ao mesh, foi escolhido de a mesma grade com uma célula mínima de tamanho igual a 0,1 mm, a fim de garantir que seja o bastante precisa no momento de modelar o protótipo eletromagneticamente.

Depois, foram simulados os parâmetros S_{11} e S_{21} , para uma largura de banda de 20 GHz. Os resultados desta simulação são mostrados na Figura 4.8:

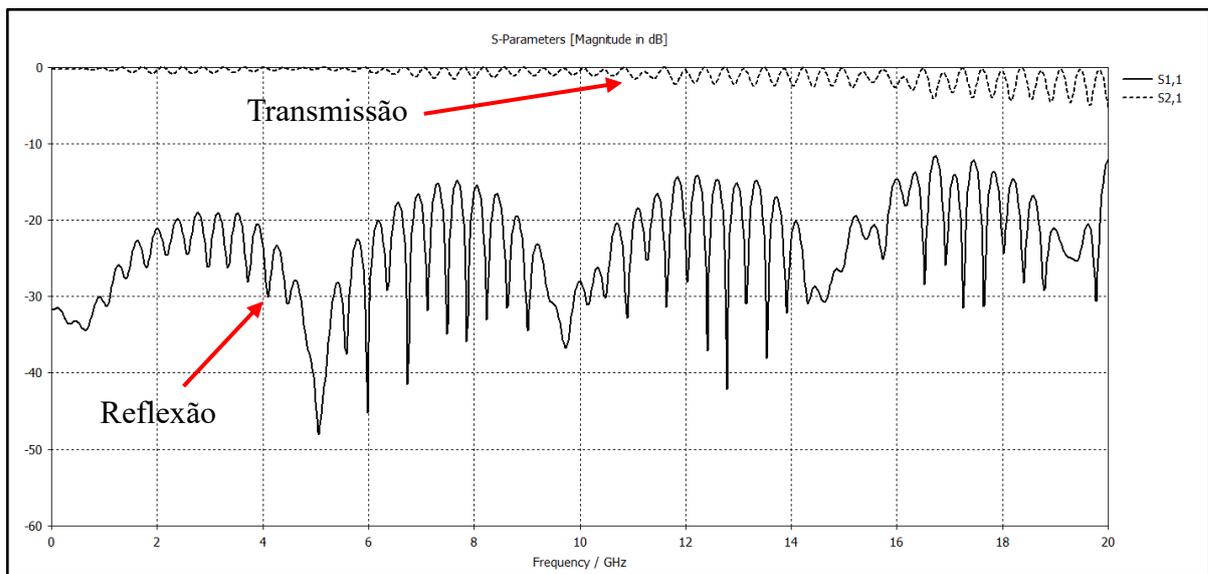
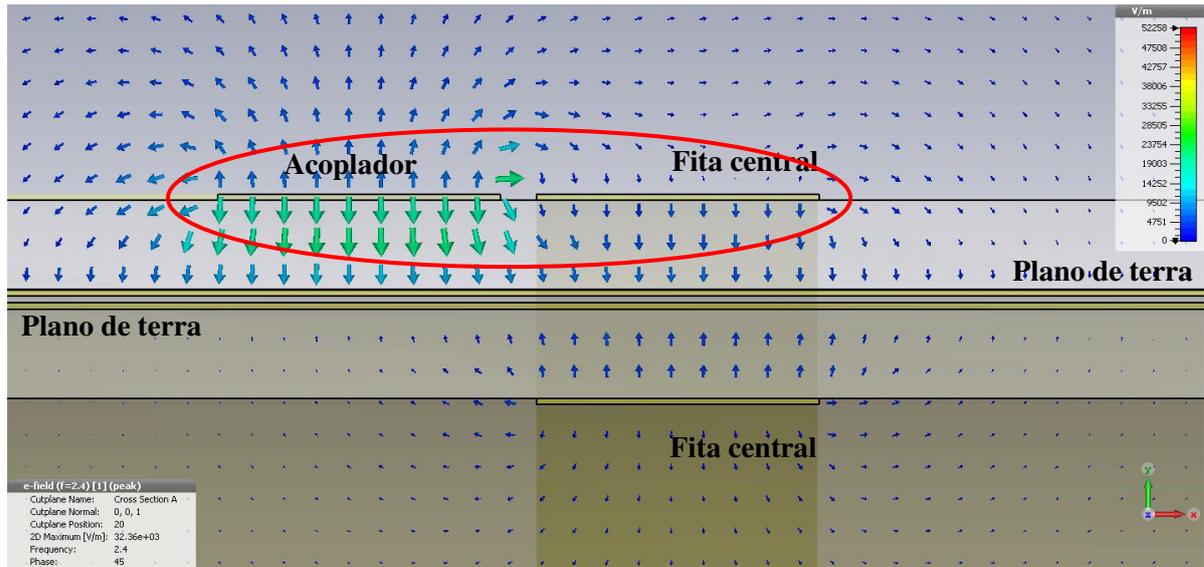


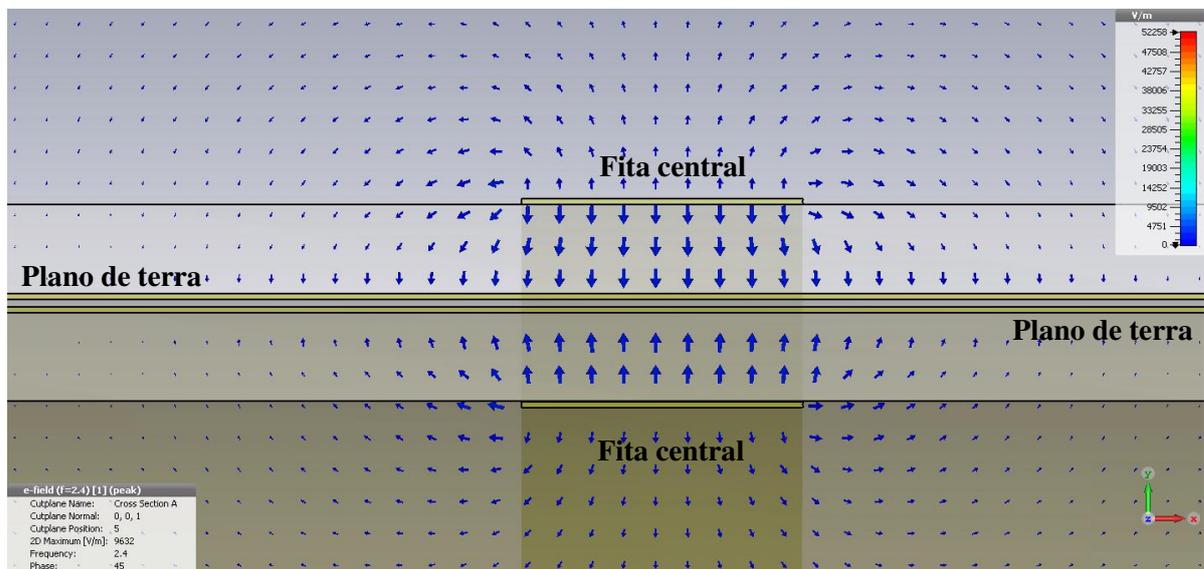
Figura 4.8: Resultados da simulação do S_{11} e S_{21} da CPW B2B Möbius.

Os valores indicados dos parâmetros S na Figura 4.7 são semelhantes aos resultados do dispositivo anterior, ou seja, periodicidade e variação oscilante ao longo da faixa de frequências, o qual verifica o comportamento eletromagnético similar deles. Isto foi previsto devido as dimensões na fita central em relação à espessura do substrato utilizado. A diferença principal é que no caso da CPW, a oscilação do S_{11} é menor que no caso da Microstrip, o qual poderia indicar um melhor acoplamento de sinal para este caso.

Em seguida, foram realizadas as simulações das linhas de campos elétricos e magnéticos na superfície do dispositivo, onde foi utilizada a mesma frequência central igual a 2.4 GHz. Os resultados da simulação do campo elétrico para uma seção transversal são mostrados nas Figuras 4.9 (a) e (b) tanto na região com o acoplador direcional, como para a região sem o acoplador correspondentemente.



(a) Vista de um corte transversal da região com acoplador direcional.

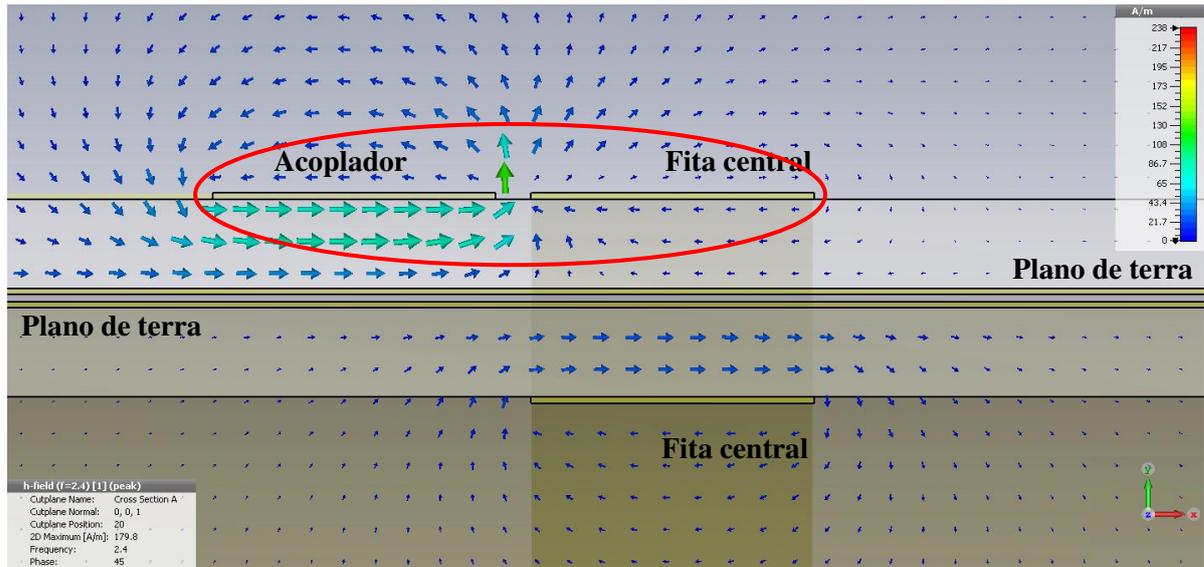


(b) Vista de um corte transversal da região sem acoplador direcional.

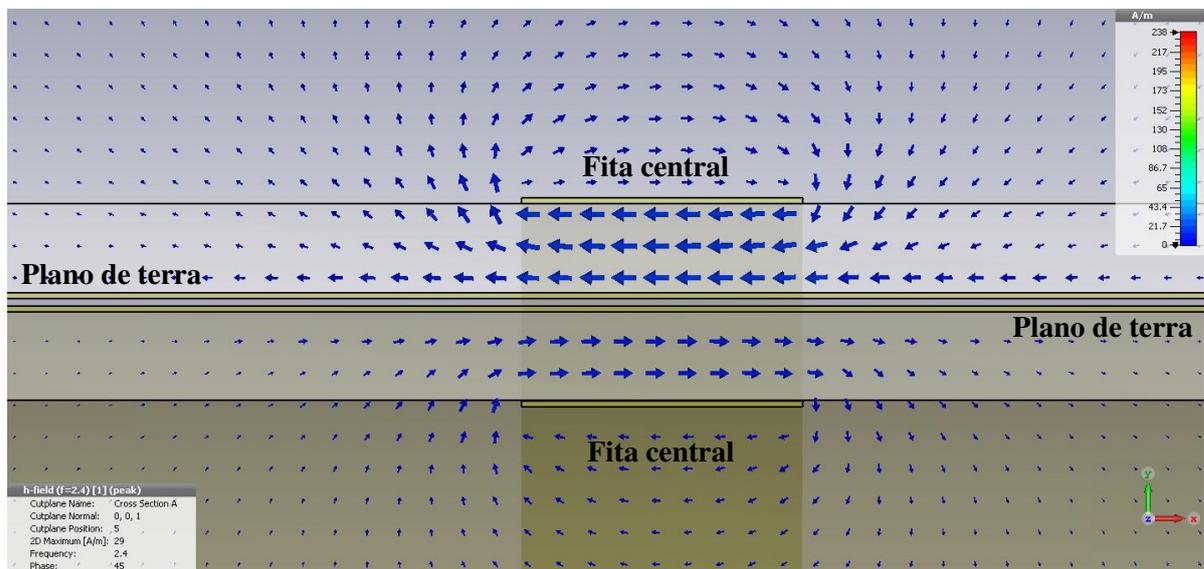
Figura 4.9: Simulações do campo elétrico na superfície da CPW B2B Möbius.

Na Figura 4.9 (a) é possível apreciar o acoplamento do campo elétrico para o interior da fita central como é assinalado no círculo vermelho, verificando assim o acoplamento previsto no capítulo anterior. Enquanto que na Figura 4.9 (b) pode-se apreciar as linhas de campo elétrico entre a fita e os planos de terra em ambos lados do dispositivo.

Da mesma forma, os resultados das simulações do campo magnético para uma seção transversal são mostrados nas Figuras 4.10 (a) e (b), tanto na região com acoplador, como na região sem acoplador respectivamente.



(a) Vista de um corte transversal da região com acoplador direcional.



(b) Vista de um corte transversal da região sem acoplador direcional.

Figura 4.10: Simulações do campo magnético na superfície da CPW B2B Möbius.

Similar ao primeiro dispositivo, na Figura 4.10 (a) também é observável o acoplamento magnético entre o acoplador direcional e a fita central da CPW.

Por último, e utilizando a mesma ferramenta baseada no FFT incluída do CST, foi realizada a simulação da variação da impedância (Z) do dispositivo no domínio do tempo. O resultado é apresentado na Figura 4.11.

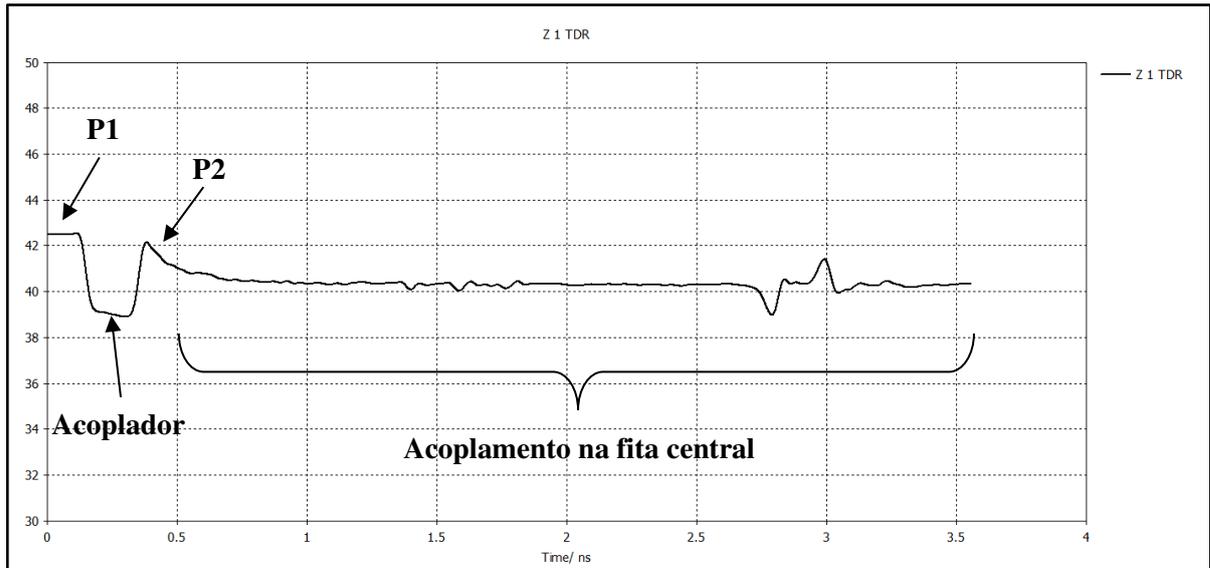


Figura 4.11: Simulação da variação da impedância Z da CPW B2B Möbius.

Utilizando a equação (4.1), o resultado anterior pode ser levado ao domínio da distância, substituindo o valor do ϵ_{re} calculado no capítulo anterior, o qual é igual a 2,61 para este segundo dispositivo Möbius. Com estes dados foi calculado a variação da impedância em relação à distância. A Figura 4.12 mostra os resultados deste cálculo.

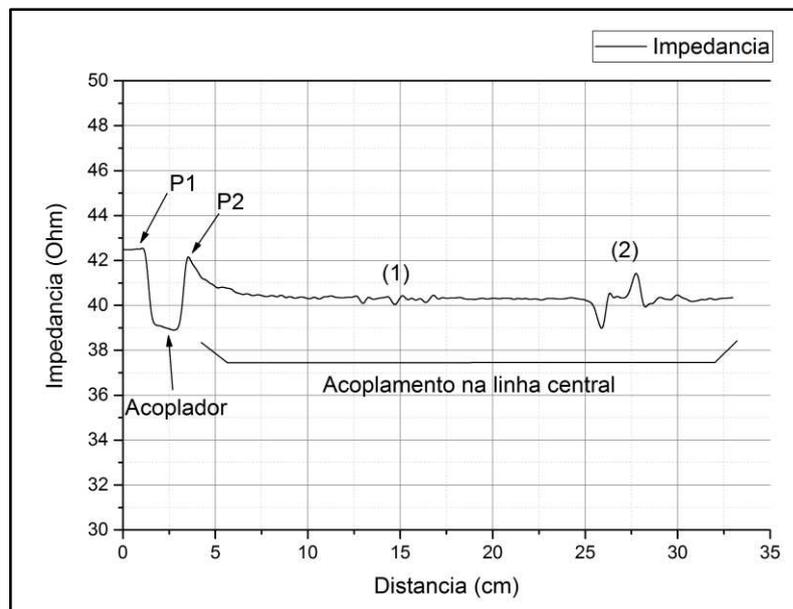


Figura 4.12: Variação da impedância Z da CPW B2B Möbius no domínio da distância.

Do mesmo modo, a primeira variação do resultado obtido na Figura 4.11 corresponde à porta P1 do acoplador direcional, enquanto que a segunda variação é a porta P2. Após isso, aparecem apenas duas descontinuidades cujos valores dos picos são mostrados na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Valores dos picos da impedância Z referente à Figura 4.12.

Ponto	Distância (cm)	Impedância (Ω)	Delta (Δ cm)
(1)	14,7	40,0	---
(2)	26,9	39,3	12,2

De acordo com a tabela 4.2, ambos picos acontecem num intervalo de quase 12 cm, ou seja, a metade do comprimento do dispositivo. Isso pode indicar que o sinal continua circulando na superfície devido a sua topologia de Möbius, onde ocorre uma reflexão cada vez que as ondas interatua com o acoplador e com o twist localizado no lado oposto. Este resultado é similar ao obtido no caso da Microstrip Möbius, o qual indica a similitude do comportamento eletromagnético que existe entre ambos dispositivos.

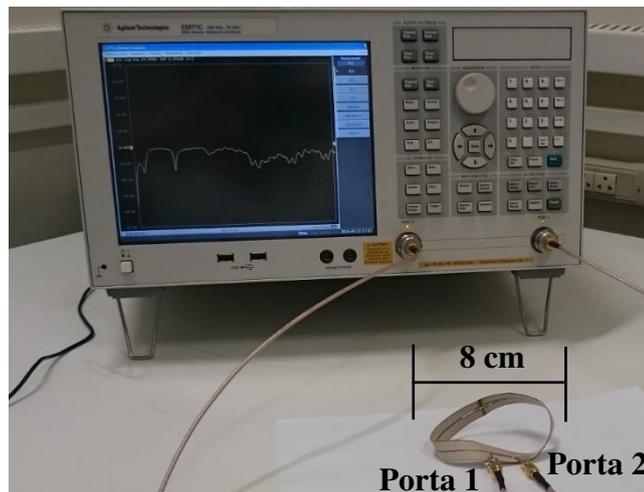
Com as simulações apresentadas neste capítulo, o próximo passo é a caracterização dos dispositivos nos instrumentos VNA e TDR, e deste modo validar fisicamente os resultados obtidos. Os resultados dessas medidas são apresentados no próximo capítulo.

5. A caracterização eletromagnética

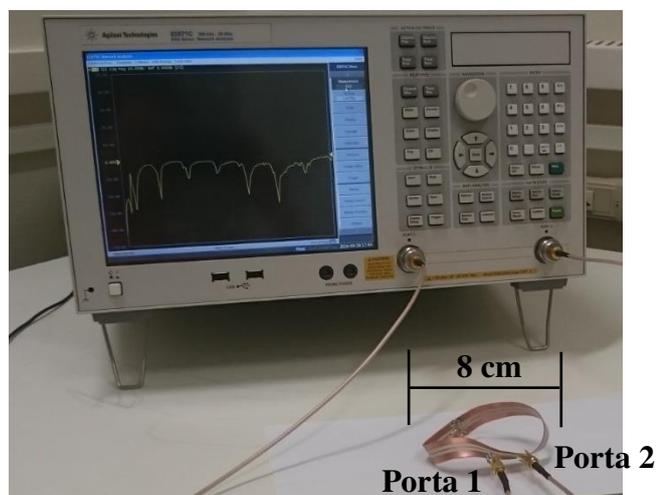
A caracterização realizada para observar e verificar o comportamento eletromagnético dos dispositivos fabricados foram: As medidas dos parâmetros S, e as medidas no domínio do tempo. Para isto foram utilizados equipamentos especiais de alta precisão, VNAs.

5.1 Medidas dos parâmetros S

Para fazer as medidas dos parâmetros S foi utilizado um analisador de rede vectorial (VNA) Agilent com uma faixa de frequências de 0,3 MHz até 20 GHz. Foram medidos o coeficiente de reflexão, S_{11} , e o coeficiente de transmissão direta, S_{21} , no formato linear e na carta de Smith. O setup para as medidas é apresentado nas figuras a seguir:



(a) Setup da Microstrip B2B Möbius.



(b) Setup da CPW B2B Möbius.

Figura 5.1: Setups do VNA Agilent e dos dispositivos fabricados.

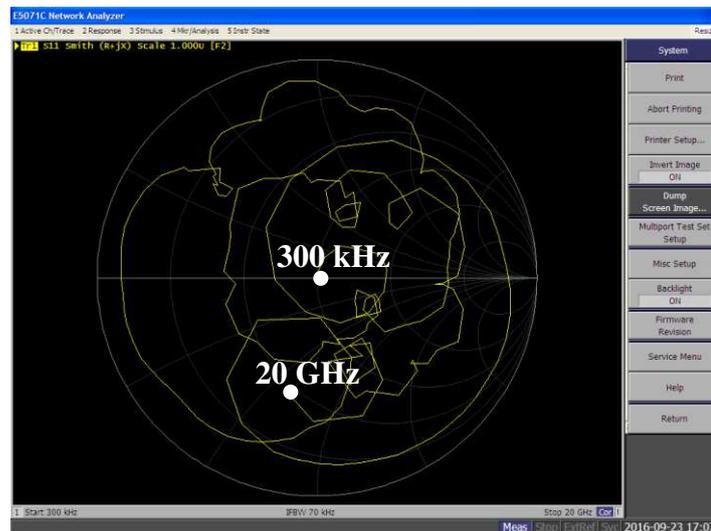
Pode-se apreciar que para o setup realizado foram utilizados cabos coaxiais de baixas perdas de 50Ω com a finalidade de ter a melhor precisão na caracterização.

5.1.1 Medidas da Microstrip B2B Möbius

Os resultados da medida do coeficiente de reflexão, S_{11} , nos formatos linear e na carta de Smith, da microstrip B2B Möbius são mostrados nas figuras a seguir:



(a) O S_{11} para a faixa de 300 kHz até 20 GHz.

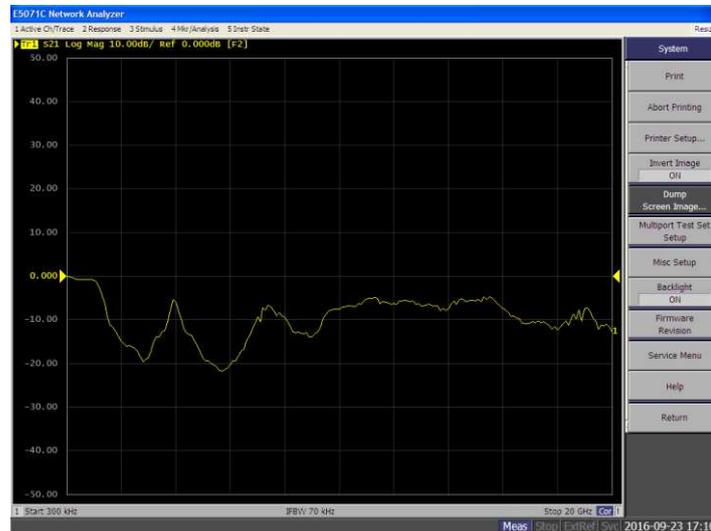


(b) O S_{11} para a faixa de 300 kHz até 20 GHz – Carta Smith.

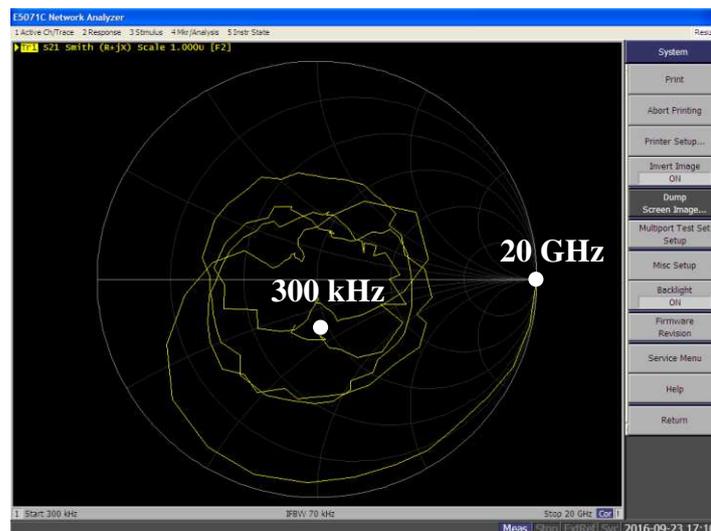
Figura 5.2: Medida do S_{11} da microstrip B2B Möbius.

De acordo com os resultados apresentados na Figura 5.2 (a), o dispositivo possui um valor mínimo do S_{11} igual a -15 dB para uma frequência de 4 GHz, o qual indica que é obtido

a menor reflexão de sinal na porta 1 (P1) naquele valor. Para verificar isso, os resultados da medida do coeficiente de transmissão, S_{21} , nos formatos linear e na carta de Smith, são mostrados nas figuras a seguir:



(a) O S_{21} para a faixa de 300 kHz a 20 GHz.



(b) O S_{11} para a faixa de 300 kHz a 20 GHz – Carta Smith.

Figura 5.3: Medida do S_{21} da microstrip B2B Möbius.

Os resultados apresentados na Figura 5.3 (a) indicam que o dispositivo possui um valor máximo do S_{21} igual a -5 dB para a mesma frequência anterior de 4 GHz, ou seja, nela acontece a maior transmissão de energia recebida na porta 2 (P2).

Na Figura 5.4 são mostrados em conjunto os resultados obtidos no VNA no formato lineal (dB), onde pode-se apreciar a correlação existente entre ambos parâmetros S.

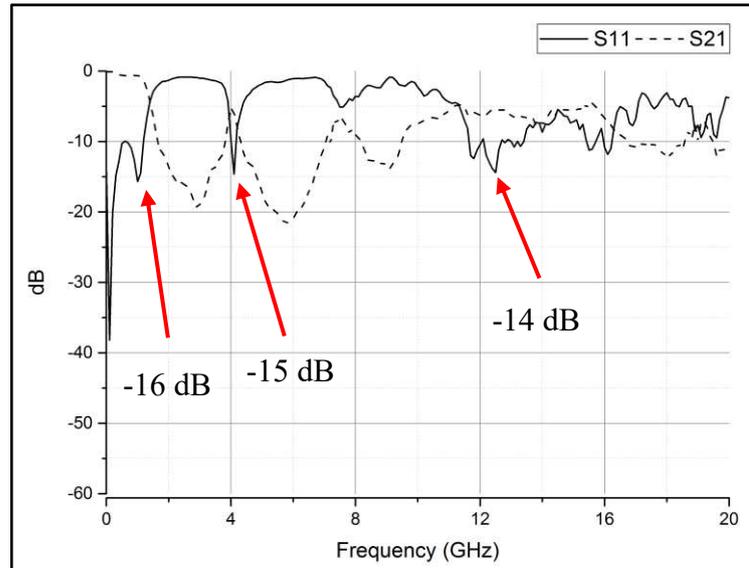
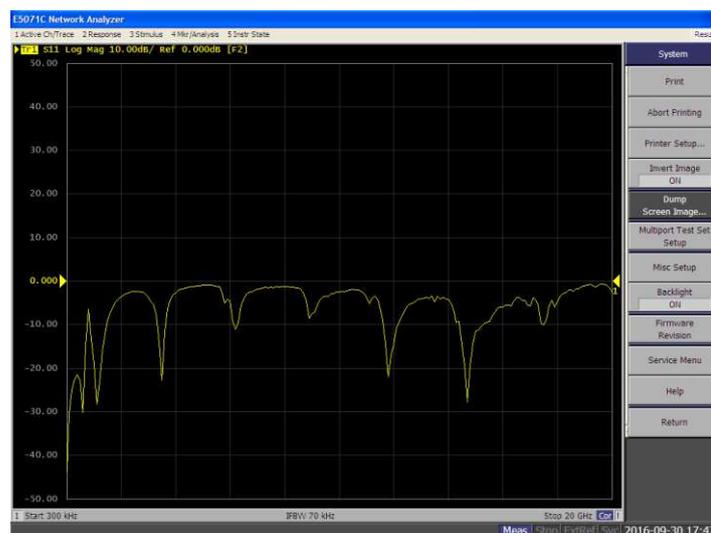


Figura 5.4: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da microstrip B2B Möbius.

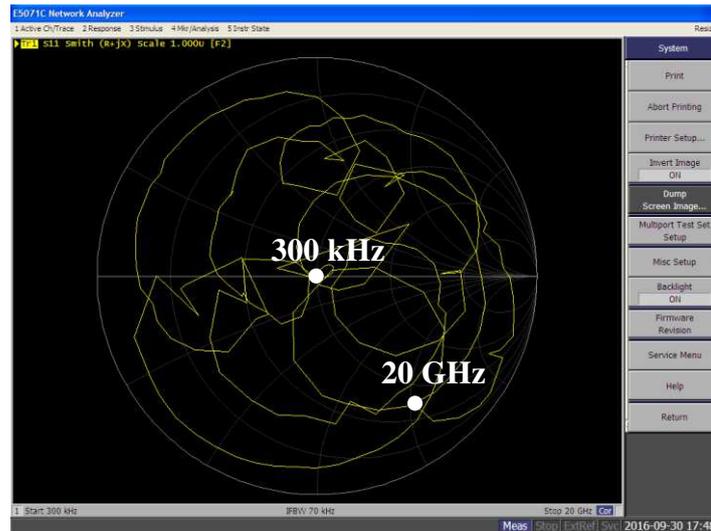
Estes resultados apresentados na Figura 5.4 diferem dos obtidos nas simulações feitas no capítulo anterior, sendo uma possível razão o baixo acoplamento obtido, além de possíveis erros numéricos do simulador. Uma maior interpretação disto será exposto do capítulo 6.

5.1.2 Medidas da CPW B2B Möbius

Da mesma forma, os resultados da medida do coeficiente de reflexão, S_{11} , nos formatos linear e na carta de Smith, da CPW B2B Möbius são mostrados nas figuras a seguir:



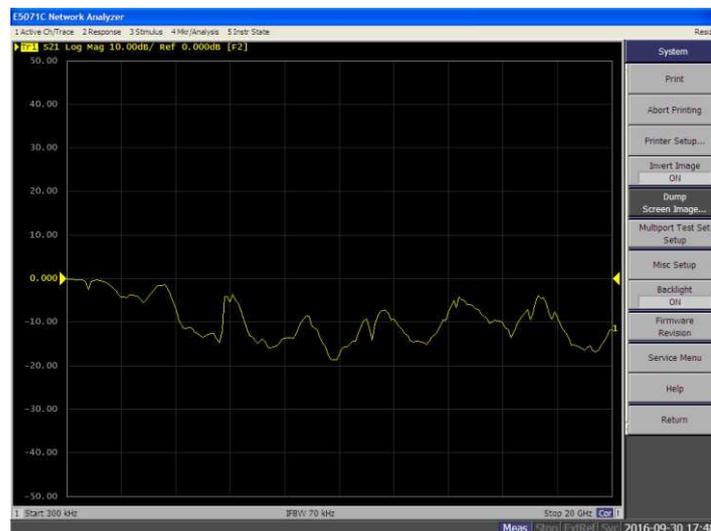
(a) O S_{11} para a faixa de 300 kHz a 20 GHz.



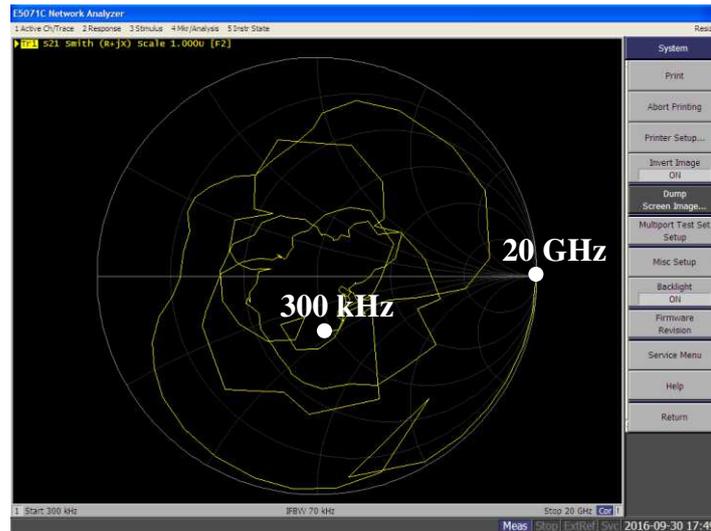
(a) O S_{11} para a faixa de 300 kHz a 20 GHz – Carta Smith.

Figura 5.5: Medida do S_{11} da CPW B2B Möbius.

De acordo com os resultados apresentados na Figura 5.5 (a), o dispositivo possui um valor mínimo do S_{11} igual a -22,7 dB para uma frequência de 3,5 GHz, o que indica que é obtido a menor reflexão na P1 naquele valor. Da mesma forma, os resultados da medida do coeficiente de transmissão, S_{21} , nos formatos linear e na carta de Smith, são mostrados nas figuras a seguir:



(a) O S_{21} para a faixa de 300 kHz a 20 GHz.



(a) O S_{21} para a faixa de 300 kHz a 20 GHz – Carta Smith.

Figura 5.6: Medida do S_{21} da CPW B2B Möbius.

Os resultados apresentados na Figura 5.6 indicam que o dispositivo possui um valor máximo do S_{21} igual a $-1,4$ dB para a frequência de 3,5 GHz, ou seja, nela acontece a maior transmissão de energia recebida na porta 2 (P2). Na Figura 5.7 são mostrados em conjunto os resultados obtidos no VNA, onde é apreciável a correlação entre ambos parâmetros S.

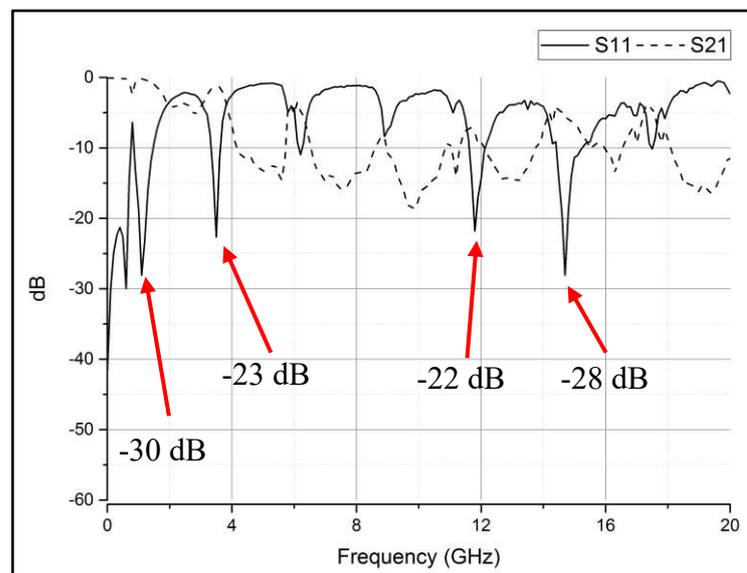
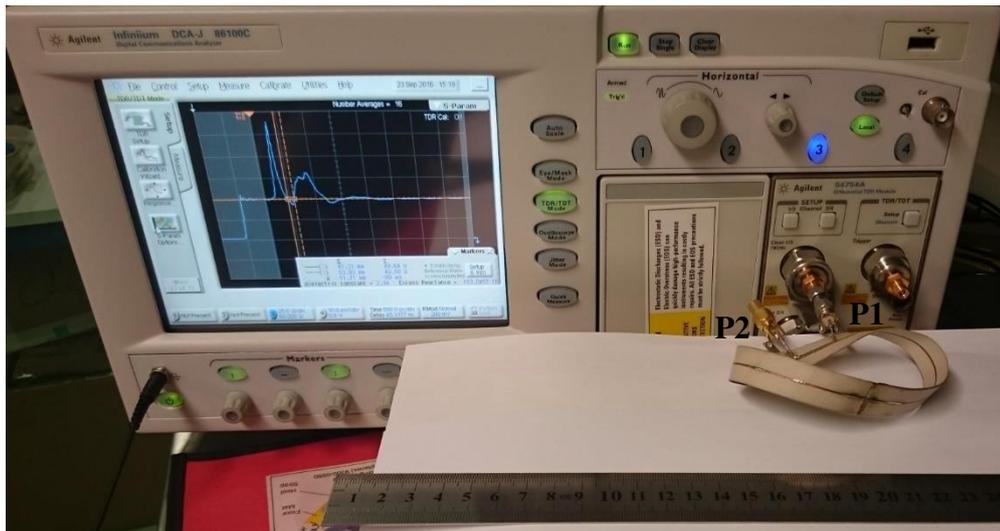


Figura 5.7: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da CPW B2B Möbius.

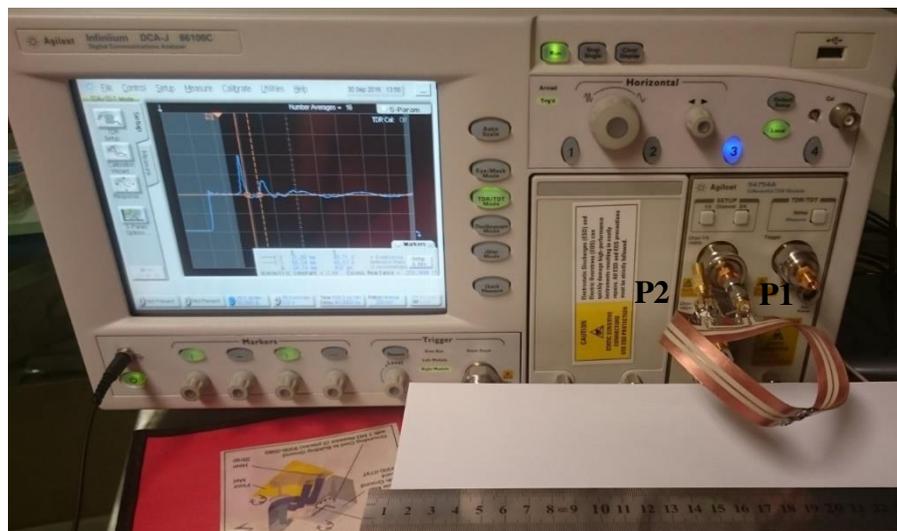
Similar al caso anterior, os resultados da Figura 5.7 diferem dos obtidos nas simulações feitas no capítulo anterior, sendo uma possível razão as condições não ideais na construção do dispositivo. Uma maior interpretação disto será exposto do próximo capítulo 6.

5.2 Medidas no domínio do tempo – TDR

A segunda medida importante da caracterização dos novos dispositivos é a resposta eletromagnética no domínio do tempo e, por consequência, no domínio da distância. Para fazer estas medidas, foi utilizado um Reflectómetro no Domínio do Tempo, TDR, Agilent de alta resolução. O setup realizado fez uso de uma terminação de carga de 50Ω colocada na porta 2 (P2) para cada caso, tal como é mostrado nas figuras a seguir:



(a) Setup da Microstrip B2B Möbius.



(b) Setup da CPW B2B Möbius.

Figura 5.8: Setup do TDR e dos dispositivos fabricados.

O TDR permite fazer a medida da impedância do dispositivo no domínio do tempo utilizando um sinal de impulso que se desloca através dele. Quando o sinal passa por uma

descontinuidade onde acontece uma variação da impedância, é produzida um sinal de reflexão que viaja em sentido contrário até que é captada no TDR, o qual calcula o tempo de percurso até o lugar da alteração. Depois de obter o tempo, é possível calcular a distância conhecendo a velocidade de propagação da luz no meio. Para isto é usado a seguinte equação:

$$v_p = c/n = c/\sqrt{\epsilon_{re}} \quad (5.1)$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo, n é o índice de refração do meio e ϵ_{re} é a permissividade relativa efetiva. Além disso, é preciso lembrar que o tempo obtido no TDR, é o dobro do tempo que leva para chegar à descontinuidade devido à reflexão. Finalmente, a distância é calculada mediante a seguinte equação:

$$D = (1/2).v_p.t = (t/2).c/\sqrt{\epsilon_{re}} \quad (5.2)$$

Os valores dos ϵ_{re} foram calculados no capítulo 3 para ambos dispositivos, sendo os valores iguais a 2,46 da microstrip B2B Möbius, e 2,61 da CPW B2B Möbius.

5.2.1 Medidas da Microstrip B2B Möbius

O resultado da medição da impedância no domínio do tempo da microstrip B2B Möbius é apresentado na seguinte Figura 5.9:

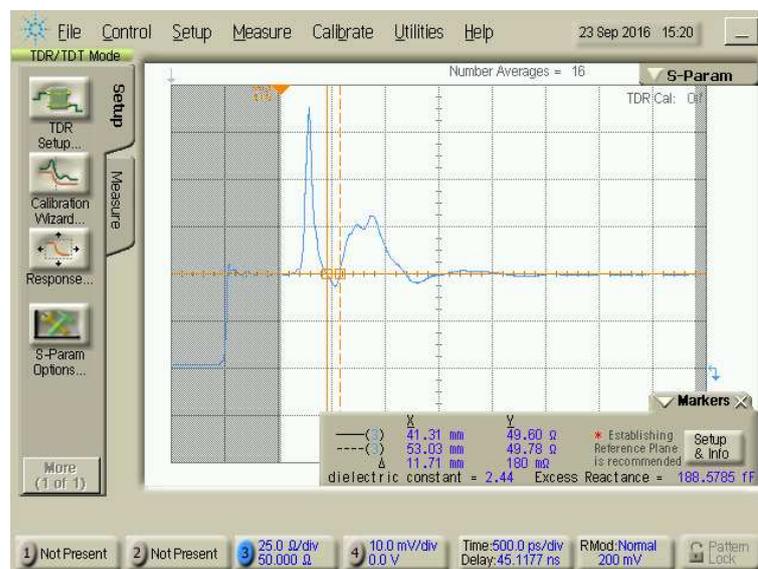


Figura 5.9: Resultados da medição da impedância da microstrip B2B Möbius.

Fazendo uso da equação (5.2), o resultado encontrado na Figura 5.8, pode ser levado para o domínio na distância, como é mostrado na Figura 5.10 a seguir:

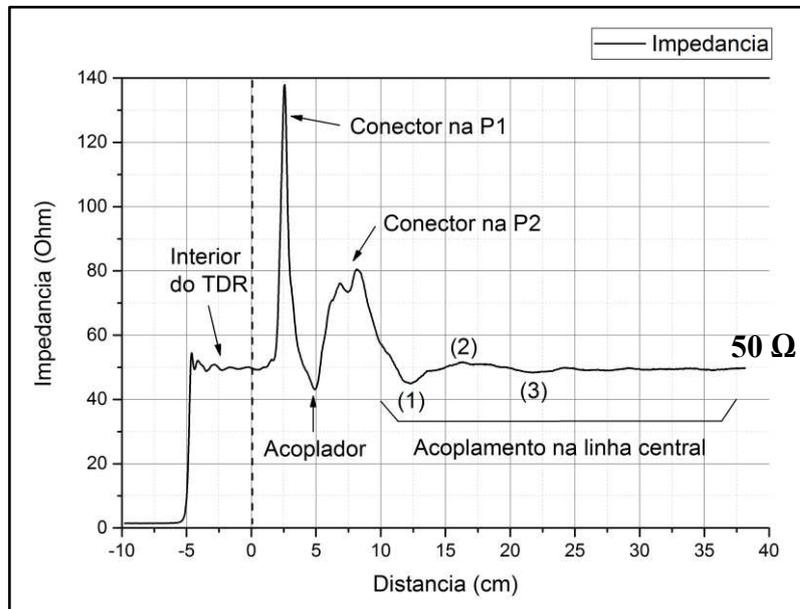


Figura 5.10: Variação da impedância no domínio da distância da microstrip B2B Möbius.

Na Figura 5.9, pode ser visto que acontecem duas principais discontinuidades. Ambas são devidas aos conectores nas portas do acoplador direcional: a primeira corresponde à porta de entrada P1, conexão com o TDR, e a segunda à porta P2 com a terminação de carga de 50 Ω . Após estas duas regiões, não aparece maior variação na impedância, apenas três pequenos picos e vales com valores mostrados na tabela 5.1 a seguir.

Tabela 5.1: Valores dos picos e vales da impedância referente à Figura 5.10.

Ponto	Distância (cm)	Impedância (Ω)	Delta (Δ cm)
(1)	12,3	45,0	---
(2)	16,3	51,5	4
(3)	21,8	48,4	5,5

Estes resultados indicam que para este primeiro dispositivo não foi possível encontrar uma prova contundente da retenção de sinal, já que os valores têm baixa amplitude e não apresentam periodicidade. Isto pode ser devido ao baixo acoplamento existente entre o acoplador e a linha central, além das condições não ideais na fabricação do protótipo.

5.2.2 Medidas da CPW B2B Möbius

Tal como no caso anterior, O resultado da medição da impedância no domínio do tempo da CPW B2B Möbius é apresentado na seguinte Figura 5.11:

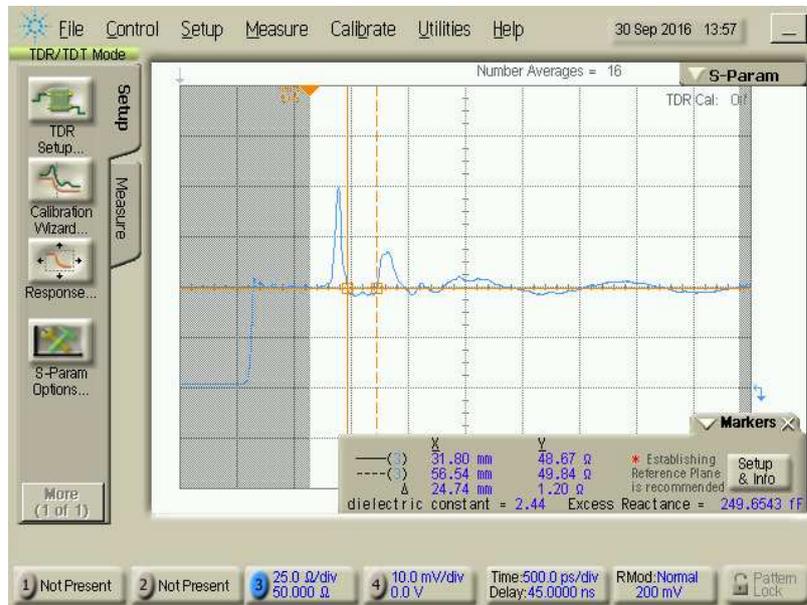


Figura 5.11: Resultados da medição da impedância da CPW B2B Möbius.

Igualmente e fazendo uso da equação (5.2), o resultado encontrado na Figura 5.10, pode ser levado para o domínio na distância, como é mostrado na Figura 5.12 a seguir:

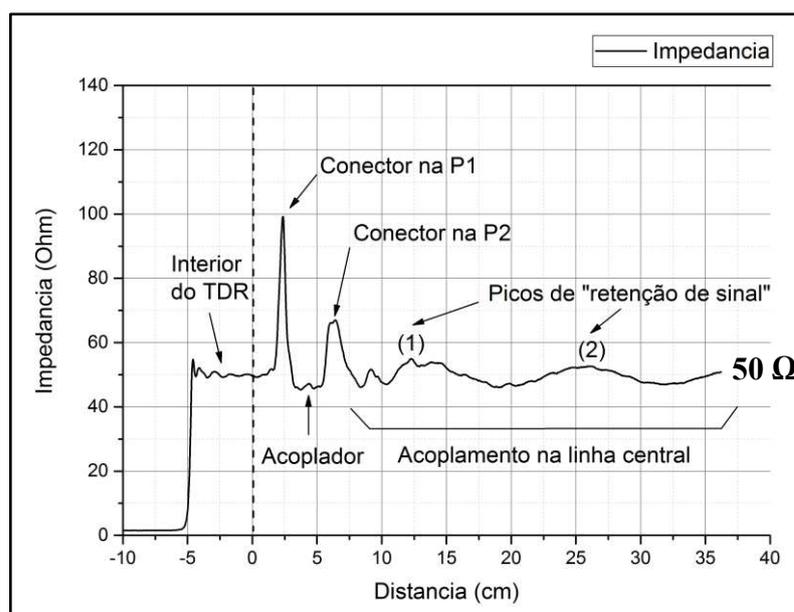
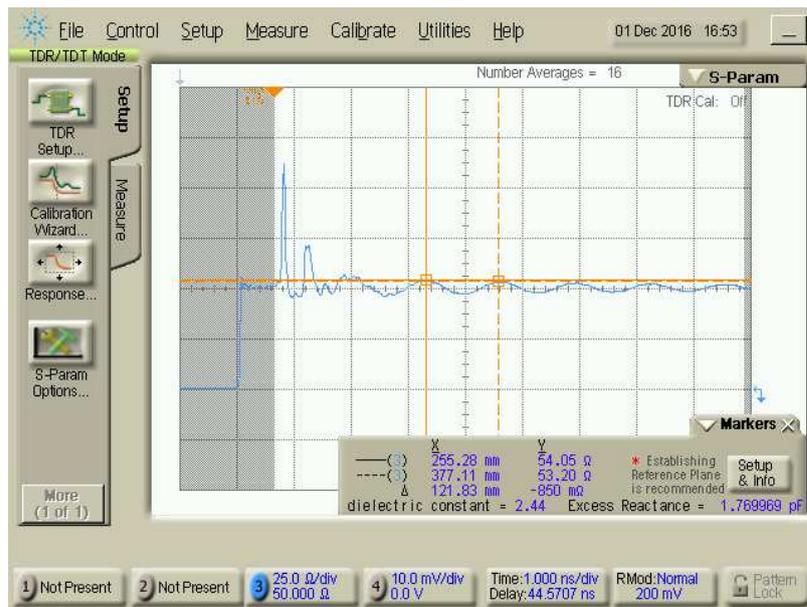
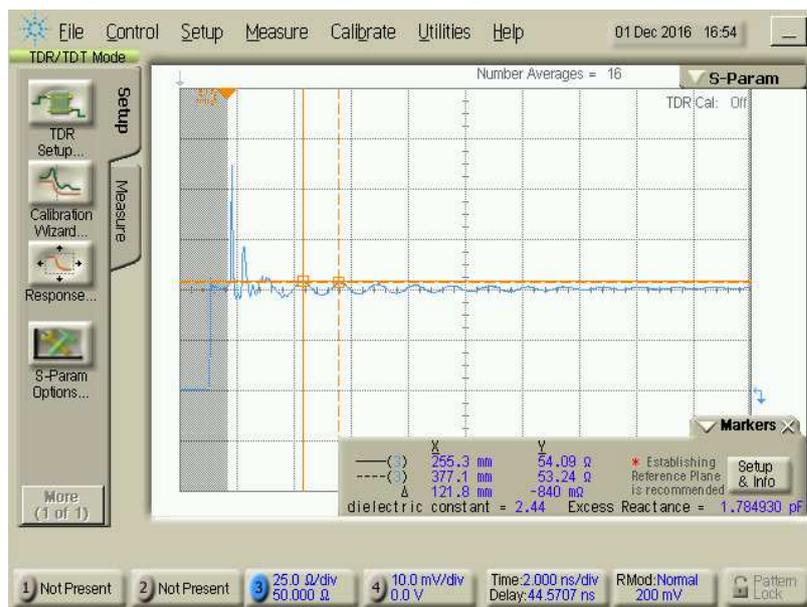


Figura 5.12: Variação da impedância no domínio da distância da CPW B2B Möbius.

Na Figura 5.12, é possível observar que além das duas primeiras discontinuidades, devidas aos conectores no acoplador direcional, o valor da impedância aparenta ter uma oscilação e periodicidade ao longo da distância. Isto pode ser uma primeira prova da “retenção de sinal” que acontece no dispositivo. Para ter um maior enfoque neste novo comportamento, foram feitas duas medidas adicionais com maiores tempos de resposta. Os resultados são mostrados nas seguintes figuras:



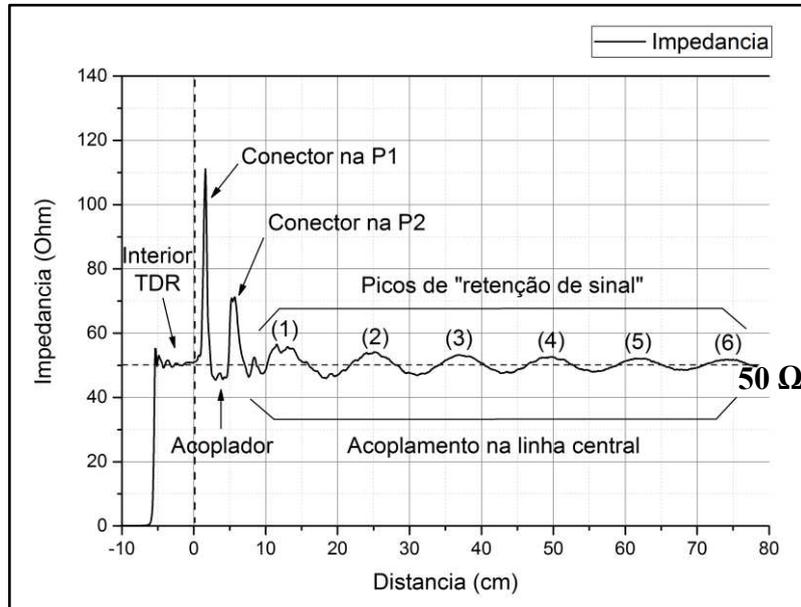
(a)



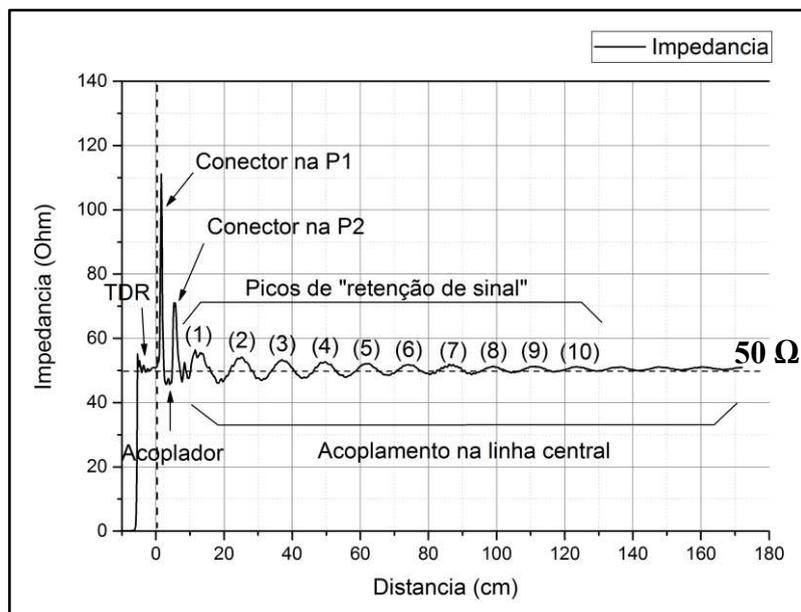
(b)

Figura 5.13: Resultados ampliados da medição da impedância da CPW B2B Möbius.

Igualmente e fazendo uso da equação (5.2), os resultados encontrados nas Figuras 5.13, pode ser levado para o domínio na distância, como é mostrado nas Figuras 5.14 a seguir:



(a)



(b)

Figura 5.14: Variação da impedância domínio da distância da CPW B2B Möbius.

Como pode ser visto na Figura 5.14 (b), a oscilação parece ser de uma forma senoidal decrescente. Os valores dos picos observados são mostrados na tabela 5.2:

Tabela 5.2: Valores dos picos no gráfico da Impedância referente à Figura 5.14 (b).

Ponto	Distância (cm)	Impedância (Ω)	Delta (Δ cm)
(1)	11,5	56,4	---
(2)	25,1	54,1	13,6
(3)	37	53,3	11,9
(4)	49,7	52,7	12,7
(5)	61,7	52,2	12
(6)	74,1	51,9	12,4
(7)	86,1	51,8	12
(8)	98,9	51,3	12,8
(9)	111,4	51,3	12,5
(10)	123,7	51,2	12,3

Na tabela anterior, cada pico acontece numa distância aproximada de 12 cm, o que é a metade do comprimento desenvolvido total do dispositivo. Esta frequência dos picos está associada à essência da topologia Möbius do dispositivo, ou seja, a dobra (twist) localizada no lado oposto ao acoplador. Este comportamento EM exige maior investigação ao se fabricar dispositivos com múltiplas dobras (propostas para futuros trabalhos). Por este motivo, cada pico pode ser interpretado como a resposta da propagação das ondas que circulam na superfície da CPW B2B Möbius: uma, duas, três voltas subsequentemente, considerando em cada volta o twist no lado oposto. A Figura 5.15 mostra uma representação gráfica desta interpretação.

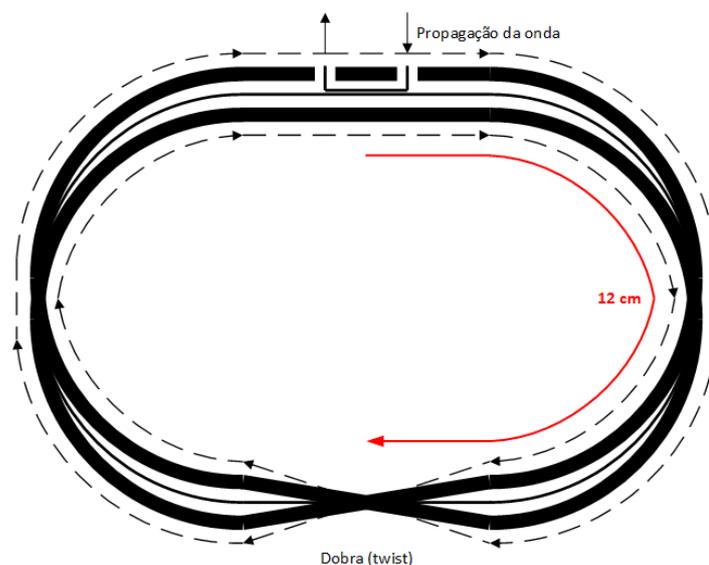


Figura 5.15: Representação da propagação de onda entorno da CPW B2B Möbius.

6. Conclusões

Com a finalidade de ter um melhor análise dos resultados e posteriormente deduzir as conclusões gerais do presente trabalho, são realizadas em primeiro lugar as comparações das medidas da caracterização dos dispositivos em relação aos obtidos nas simulações. Por último, são realizados testes de verificação de retenção de sinal dos protótipos.

6.1 Comparação dos resultados dos parâmetros S

A primeira comparação a ser analisada é aquela do coeficiente de reflexão, S_{11} , da Microstrip B2B Möbius, o que é apresentado na Figura 6.1 a seguir:

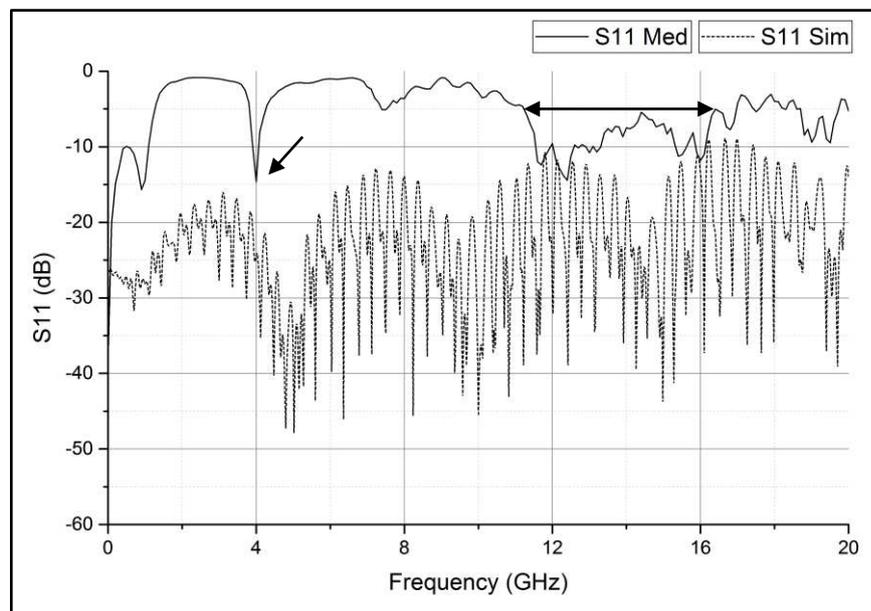


Figura 6.1: Comparação dos resultados do S_{11} da microstrip B2B Möbius.

Na Figura 6.1, pode-se observar a significativa diferença que existe entre os resultados obtidos no simulador e as medidas realizadas no VNA. A expectativa é que o S_{11} apresentasse uma elevada perda em toda a banda, tal como é mostrado na simulação, onde é notória uma forte atenuação em praticamente toda a banda, com uma perda sempre menor que -10 dB. No dispositivo real houve reflexões elevadas, a maioria maiores que -10 dB. Isto pode ser atribuído ao acoplamento não muito adequado. Observe na simulação um padrão oscilatório intenso devido à característica do dispositivo e também a possíveis erros de convergência numérica.

O melhor valor mínimo encontrado nas medidas é de -14,6 dB para a frequência de 4 GHz, o que indica a menor reflexão de sinal recebida na porta P1 naquela frequência.

A segunda comparação é aquela do coeficiente de transmissão direta, S_{21} , da Microstrip B2B Möbius. A Figura 6.2 mostra a comparação entre os resultados obtidos:

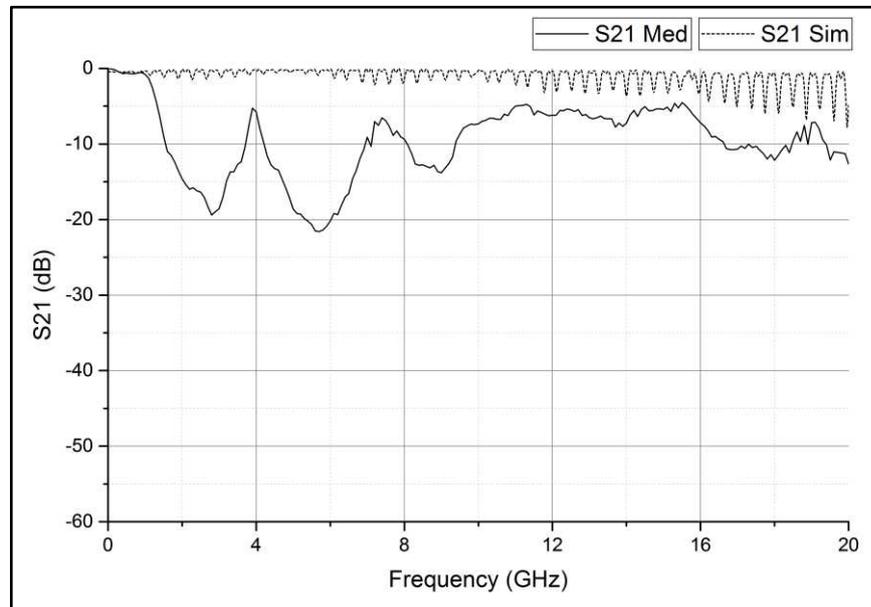


Figura 6.2: Comparação dos resultados do S_{21} da microstrip B2B Möbius.

De modo semelhante ao resultado para o S_{11} , existe grande diferença entre os resultados simulados e medidos no analisador. Por outro lado, verifica-se a correspondência entre os parâmetros S, devido a que na mesma frequência de 4 GHz, é obtido um valor máximo do S_{21} igual a -5.8 dB, o que infere uma maior transferência do sinal recebido na porta P2.

Como primeira conclusão pode-se inferir que para este primeiro dispositivo Möbius, a grande diferença entre os resultados simulados e medidos dos parâmetros S indicam que as condições de implementação dos protótipos não foram as mais ótimas, além de apresentar um baixo acoplamento de acordo com os resultados. Outro motivo possível para esta diferença pode ser que o simulador não calcule de maneira correta a solução das equações eletromagnéticas devido a topologia não convencional de Möbius. Isto deverá ser verificado com a utilização de outros simuladores baseados em métodos numéricos diferentes, tais como o FEM ou FDTD, a fim de conhecer se isso é a razão das diferenças encontradas. Além disso, nas simulações os dispositivos aparentam ser de banda larga, mas o que foi verificado neste trabalho é que não apresenta tal comportamento dado que o protótipo é de banda estreita.

A terceira comparação é aquela do coeficiente de reflexão, S_{11} , da CPW B2B Möbius, o que é apresentado na Figura 6.3 a seguir:

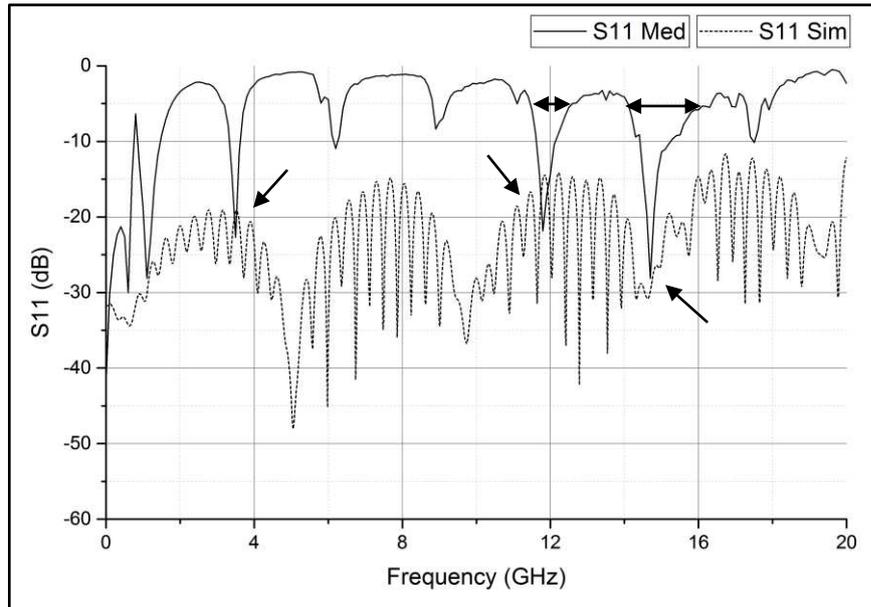


Figura 6.3: Comparação dos resultados do S_{11} da CPW B2B Möbius

Na Figura 6.3, pode-se observar que existe novamente uma significativa diferença entre os resultados obtidos no simulador e as medidas realizadas no VNA, mas com um aparente melhor acoplamento neste caso. O valor mínimo encontrado nas medidas é de -22,7 dB para a frequência de 3,5 GHz, o que indica uma menor reflexão de sinal recebida na porta P1.

A última comparação é aquela sobre o coeficiente de transmissão direta, S_{21} , da CPW B2B Möbius. A Figura 6.4 mostra a comparação entre os resultados obtidos:

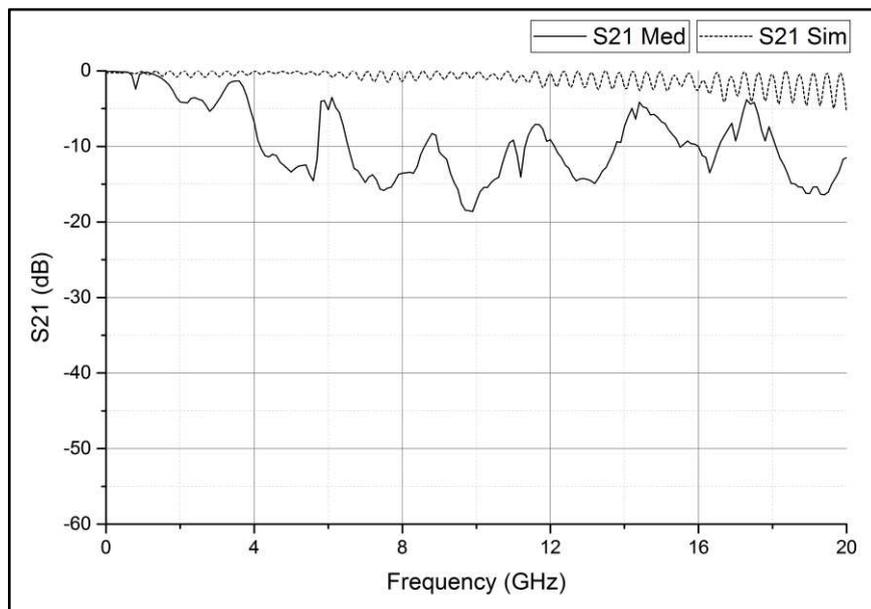


Figura 6.4: Comparação dos resultados do S_{21} da CPW B2B Möbius.

De modo semelhante ao gráfico do S_{11} , existe uma importante diferença entre os resultados simulados e medidos no analisador. Por outro lado, verifica-se a correspondência entre os parâmetros S, devido a que na mesma frequência de 3,5 GHz, é obtido um valor máximo do S_{21} igual a -1.4 dB, o que infere uma maior transferência do sinal na porta P2.

Como o comportamento eletromagnético medido dos dispositivos está com diferenças significativas, no S_{11} e S_{22} , em relação aos resultados do simulador, acontecendo isso com os dois protótipos Möbius: a Microstrip e a CPW, são um forte indicador de que o simulador não consegue adequar suas equações a esta topologia particular. Por outro lado, os dispositivos construídos não apresentam uma banda larga como mostram as simulações. Estes resultados sugerem a necessidade de aprimorar uma técnica de fabricação, tanto dos guias de ondas como do acoplamento para garantir uma ampla banda de frequências.

6.2 Experimento de verificação da retenção de sinal

O fenômeno de retenção de sinal apesar de ser um fenômeno secundário não deixa de ser muito interessante e com diversas aplicações eletrônicas [1], devido à sua capacidade de “armazenar” frequências por um tempo determinado, ou *delay*, com uma boa pureza espectral. Alguns exemplos desta técnica são as Cavidades Ressonantes High Q [38] e o “Frequency Memory Loop” (FML), ambos utilizados em testes de radar [39].

O sistema FML usa amplificadores de tubos de ondas com baixo ruído (LNTWA) como elementos principais, resultando em ganhos elevados. Este dispositivo de recirculação, tal como mostrado na Figura 6.5, apresenta uma interferência “moding”, que acontece quando os sinais de RF circulantes interferem com a circulação anterior. No entanto, os amplificadores LNTWA são dispositivos ativos caros com limitações de largura de banda.

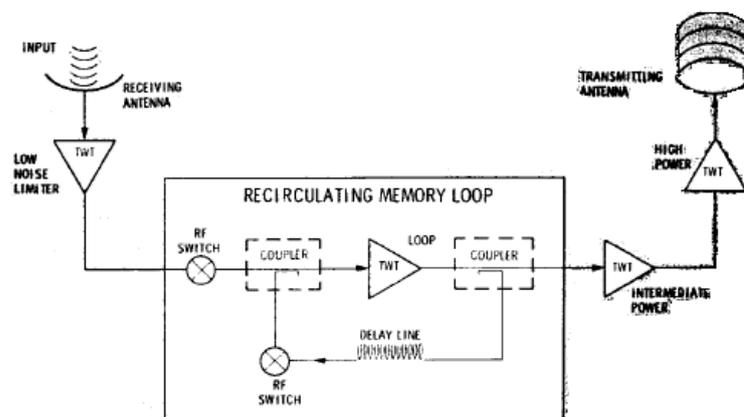


Figura 6.5: Um sistema repetidor usando o dispositivo de recirculação FML [39].

Outra aplicação deste fenômeno é o loop de memória com fibra ótica (FOML), o qual utiliza fibras óticas como elementos de retardo em tempo real, como é mostrado na Figura 6.6. Vantagens das fibras óticas são o peso leve, tamanho pequeno, imunidade à interferência eletromagnética (EMI) e a baixa perda. Estas características combinadas com arquiteturas de loop de memória avançadas oferecem retardos de tempo longos [40] [41]

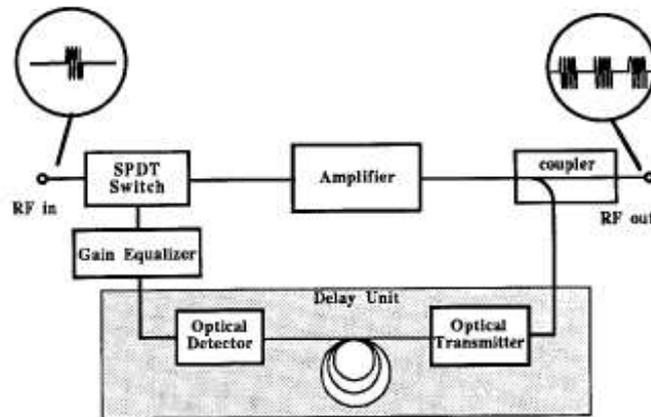


Figura 6.6: Desenho conceitual de uma linha de retardo de recirculação com fibra ótica [42].

Com base nestes últimos estudos, uma das possíveis futuras aplicações deste dispositivo Möbius seria a otimização do modelo apresentado na Figura 6.6. Neste sentido, este trabalho apresenta os resultados obtidos num TDR. A Figura 6.7 apresenta o setup das medidas da CPW B2B Möbius, enquanto que a Figura 6.8 mostra uma captura de tela do instrumento.

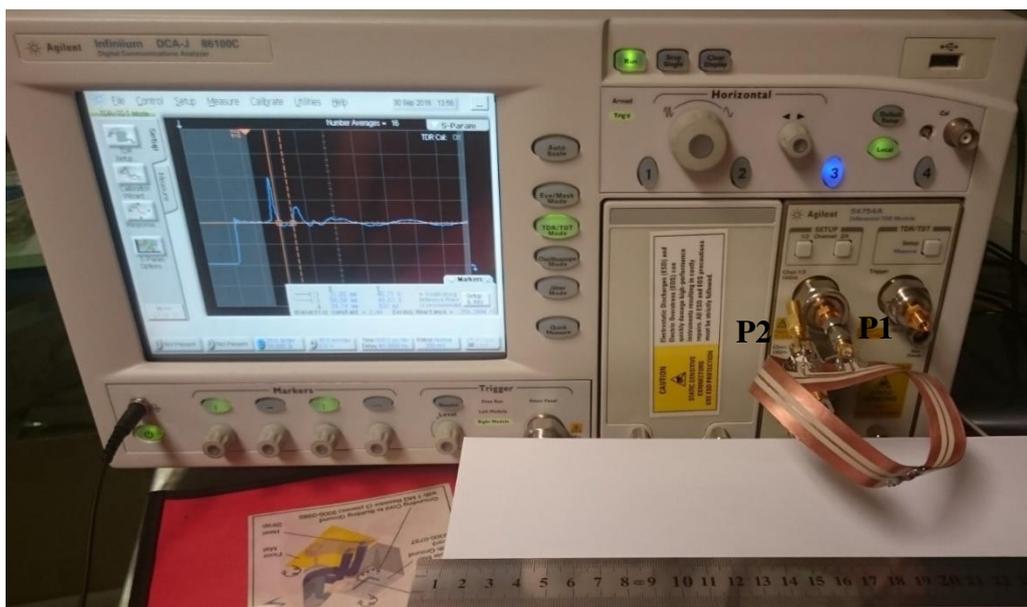


Figura 6.7: Setup das medidas realizadas no TDR da CPW B2B Möbius.

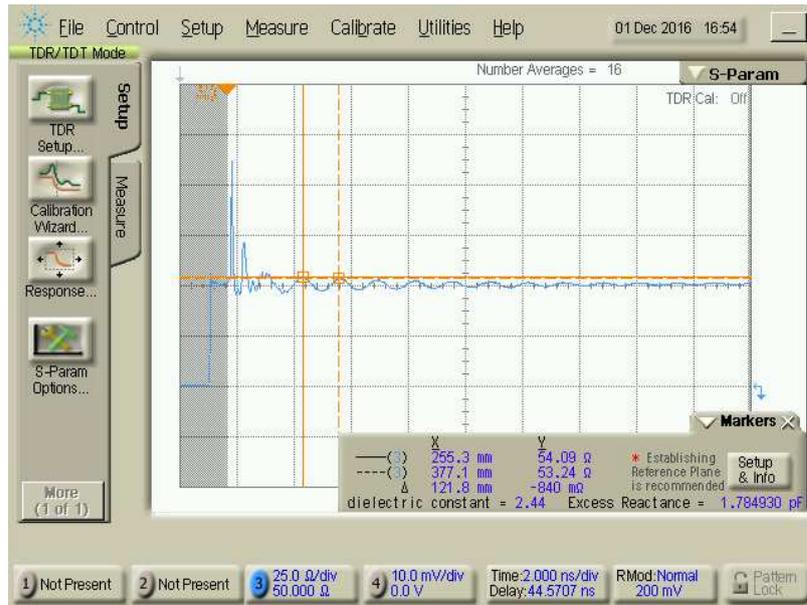


Figura 6.8: Sinal no TDR com os pulsos encontrados nas medidas.

Estas medidas foram analisadas no domínio da distância com a finalidade de observar alguma correlação da forma ondulatória obtida com o comprimento do dispositivo Möbius. O resultado deste análise é mostrado na Figura 6.9, junto com a Tabela 6.1, onde são apresentados os valores numéricos dos picos observados.

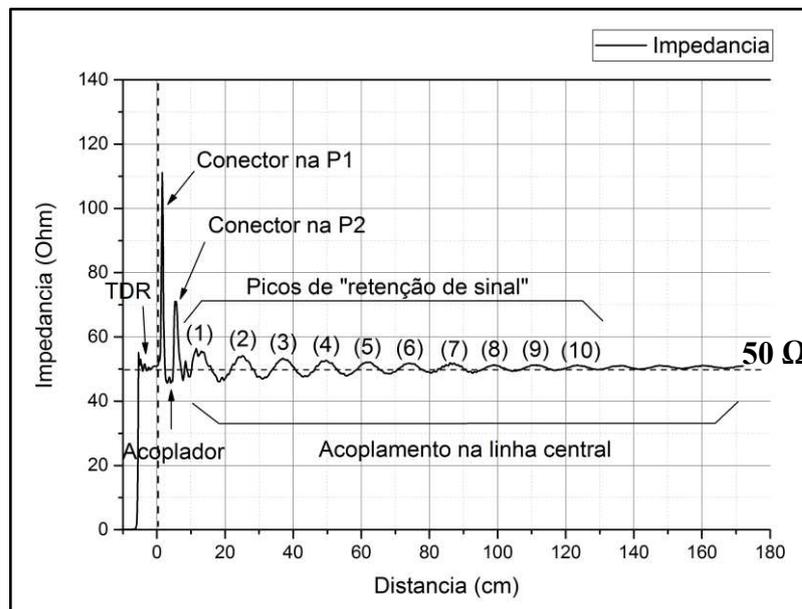


Figura 6.9: Análise das medidas do TDR no domínio da distância.

Tabela 6.1: Valores dos picos no gráfico da impedância referente à Figura 6.9.

Ponto	Distância (cm)	Impedância (Ω)	Delta (Δ cm)
(1)	11,5	56,4	---
(2)	25,1	54,1	13,6
(3)	37	53,3	11,9
(4)	49,7	52,7	12,7
(5)	61,7	52,2	12
(6)	74,1	51,9	12,4
(7)	86,1	51,8	12
(8)	98,9	51,3	12,8
(9)	111,4	51,3	12,5
(10)	123,7	51,2	12,3

Tal como foi explicado no Capítulo 5, a distância média de separação dos picos é igual à metade do comprimento do dispositivo (12 cm), o qual é devido à emenda realizada na dobra (twist) para a formação da topologia de Möbius. Assim, as variações oscilantes da impedância podem ser interpretadas como a resposta da propagação das ondas que circulam na linha central acoplada do protótipo. Por este motivo e com base nos estudos iniciais desenvolvidos por Ulrich [1], os quais utilizam protótipos semelhantes aos construídos, a interpretação anterior deu origem à conclusão da existência da retenção de sinal no dispositivo.

O fenômeno da retenção do sinal é originário da topologia Möbius do dispositivo e também da propagação na linha de Microfita ou na linha CPW construída. Qualitativamente, a literatura [43] atribui este fenômeno à circulação de várias vezes dos sinais e sua energia correspondente no dispositivo. Essa afirmação é corroborada pelos picos apresentados no diagrama real do TDR que usa uma excitação em formato de pulso. Com uma fita Microstrip ou CPW comum, ou seja, sem configuração Möbius, estes pequenos pulsos de circulação não são detectados independentemente se o dispositivo está em aberto, curto ou com carga.

Com a finalidade de verificar a retenção de sinal, foram realizados testes com uma antena Yagi, a CPW B2B Möbius e um analisador de espectro, em conjunto com um celular para fazer um up-link de dados na frequência de 2,4 GHz (Wi-Fi). O esquema do setup destas provas é apresentado na Figura 6.10, enquanto que os setups implementados com base deste esquema são mostrados na Figura 6.11:

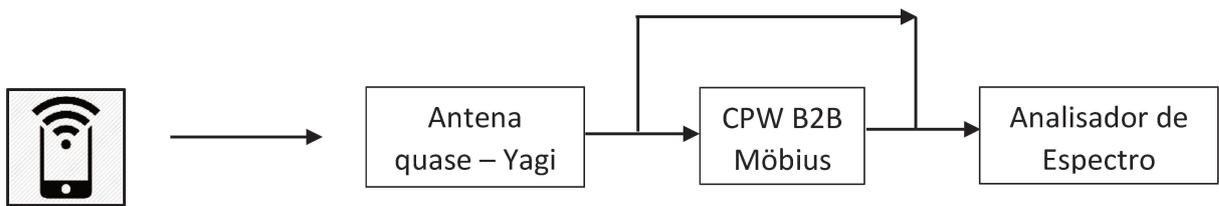
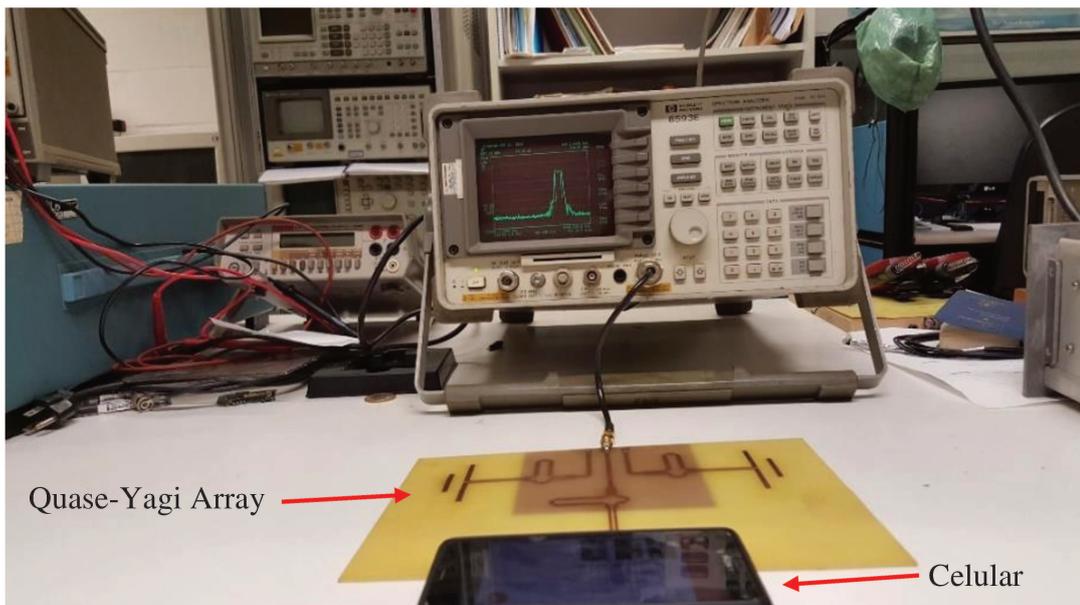
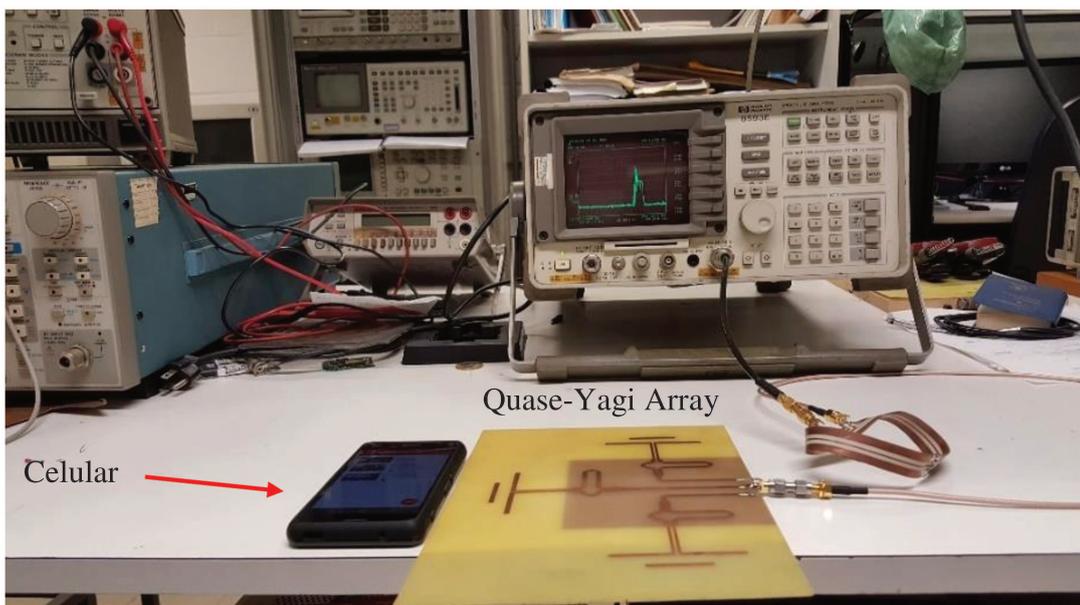


Figura 6.10: Esquema do setup dos testes de verificação de retenção de sinal.



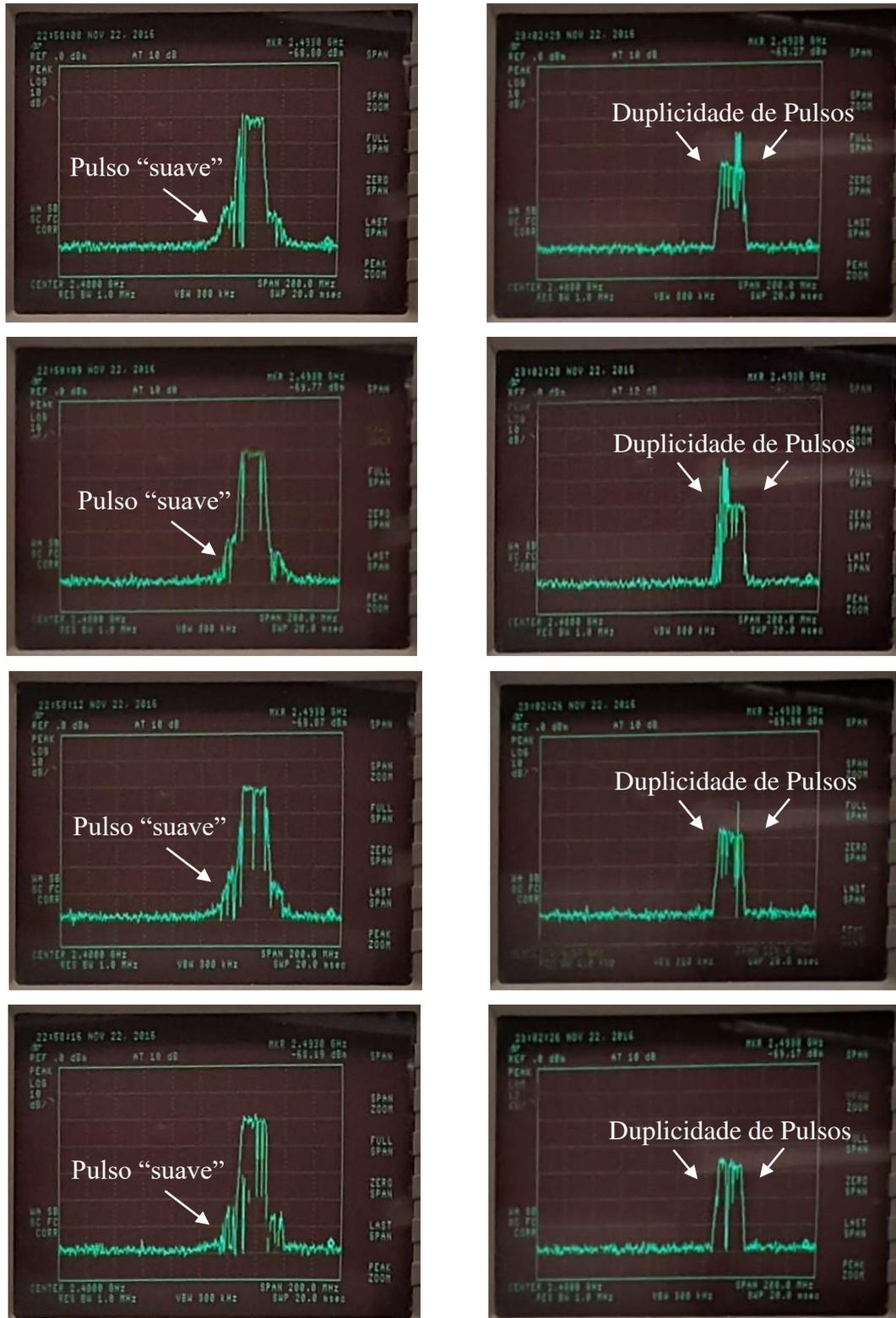
(a) Setup inicial sem a CPW B2B Möbius.



(b) Setup final com CPW B2B Möbius.

Figura 6.11: Setups dos testes do dispositivo CPW B2B Möbius.

Os resultados obtidos em ambos testes são apresentados nas Figuras 6.12, apenas com a consideração que os gráficos estão do domínio da frequência:



(a) Teste sem a CPW B2B Möbius

(b) Teste com a CPW B2B Möbius.

Figura 6.12: Espectros de sinal com o celular gerando up-link e a antena quase-Yagi.

Observa-se na coluna à esquerda, que os sinais do up-link sem a CPW B2B Möbius diferem daqueles da coluna à direita com o dispositivo Möbius. A diferença sutil está no formato dos sinais, o “pulso” é mais suave nos sinais da coluna à esquerda, enquanto que nos sinais da coluna à direita surgem impulsos bem estreitos sobre o pulso mais largo, mas com menor amplitude. Esta condição do surgimento dos impulsos sugere que parcelas de energia do pulso original são repetidos durante um certo período no dispositivo Möbius. As Figuras 6.13 e 6.14 mostram uma melhor visualização destas características.

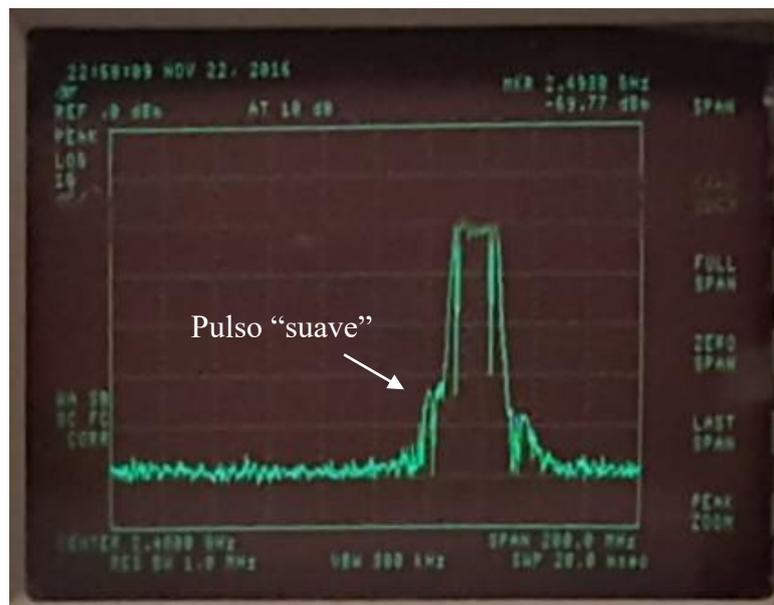


Figura 6.13: Espectro do sinal sem o dispositivo Möbius.



Figura 6.14: Espectro de sinal como o dispositivo Möbius.

Na Figura 6.13, é notória o denominado pulso “suave”, a qual não sugere duplicidade alguma de pulsos. Nota-se mais ainda que na Figura 6.14 existe uma clara detecção de dois espectros praticamente separados, o que confirma uma duplicidade de pulsos. Com base nestes resultados, pode-se concluir que existe realmente um fenômeno de retenção de sinal nos dispositivos Möbius, o qual verifica as medidas realizadas no TDR explicadas no capítulo 5.

6.3 Trabalhos futuros

A retenção de sinal encontrada é continua apenas por um determinado tempo, o qual indica que a sinal tem perdas em cada volta, o qual deverá ser analisada em profundidade em próximos trabalhos para que seja minimizada, além de otimizar a construção do dispositivo com a finalidade de obter um maior período dos picos de retenção de sinal.

Um segundo futuro análise seria verificar se a topologia Möbius exige uma modelagem eletromagnético ou um tratamento analítico não convencional, o que implica desenvolver mais estudos matemáticos e eletromagnéticos para ter um entendimento completo de dispositivos back-to-back com topologia Möbius, além de investigar o comportamento da retenção de sinal com múltiplas dobras (twists) na configuração da fita de Möbius.

Um ponto importante deste trabalho é que estas estruturas B2B Möbius foram analisadas apenas pelo método do FIT. Um próximo trabalho interessante é aplicar um método numérico diferente, tal como o método dos Elementos finitos (FEM) ou o método de Diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD).

Outro importante desafio destas novas estruturas é encontrar uma forma de planarização para ser inseridas em circuitos integrados planares [44], ou seja, como tornar elas compatíveis com dispositivos planares.

Finalmente, um último interessante estudo seria a possibilidade de combinar estes novos dispositivos com os conceitos atuais de Metamateriais [45-48], com a finalidade de criar novas estruturas e observar as suas novas propriedades.

Apêndice A. Simulações prévias à escolha do adesivo.

Tal como foi descrito no capítulo 3, neste primeiro apêndice são apresentadas as simulações prévias à escolha do adesivo utilizado para realizar a configuração back-to-back nos dispositivos construídos. Para isso, foram analisados vários casos com diferentes espessuras do adesivo assim como a utilização de um ou dois planos de terra paralelos nos protótipos.

O primeiro caso será o dispositivo Microstrip B2B com dois planos de terra paralelos e uma espessura do adesivo, s , igual a 0,02 mm. A Figura A.1 mostra uma vista da seção transversal deste caso inicial.

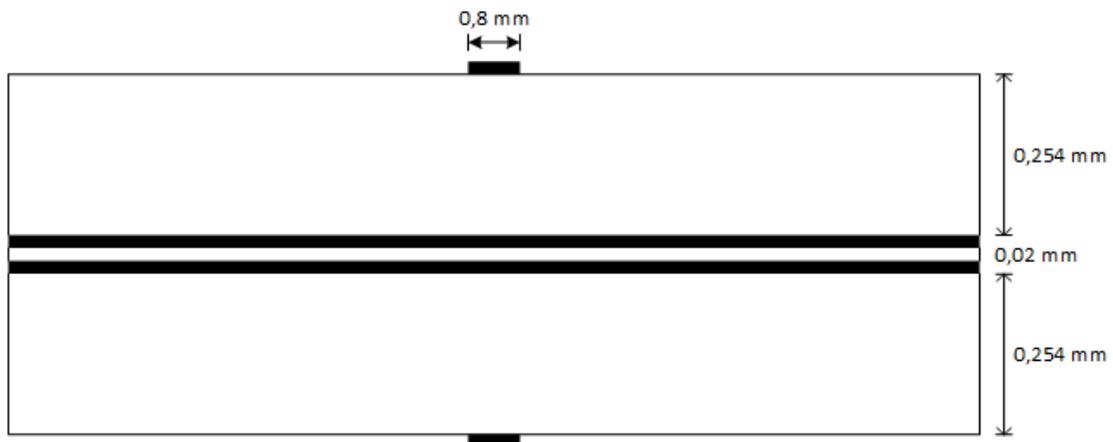


Figura A.1: Vista da seção transversal da Microstrip B2B com $s = 0,02$ mm.

As simulações realizadas foram do parâmetro S_{11} com a finalidade de observar o comportamento eletromagnético numa faixa de frequências de até 10 GHz. O resultado desta simulação é apresentado na Figura A.2 a seguir:

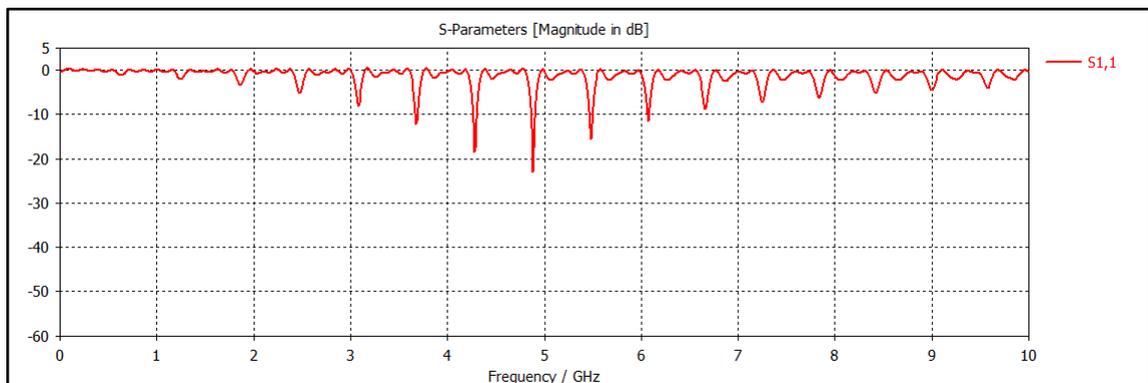


Figura A.2: Resultado da simulação do S_{11} da Microstrip B2B com $s = 0,02$ mm.

O segundo caso será o mesmo dispositivo Microstrip B2B, mas com apenas um plano de terra no meio do dispositivo, tal como é mostrado na Figura A.3. O resultado da simulação do parâmetro S_{11} é apresentado na Figura A.4.

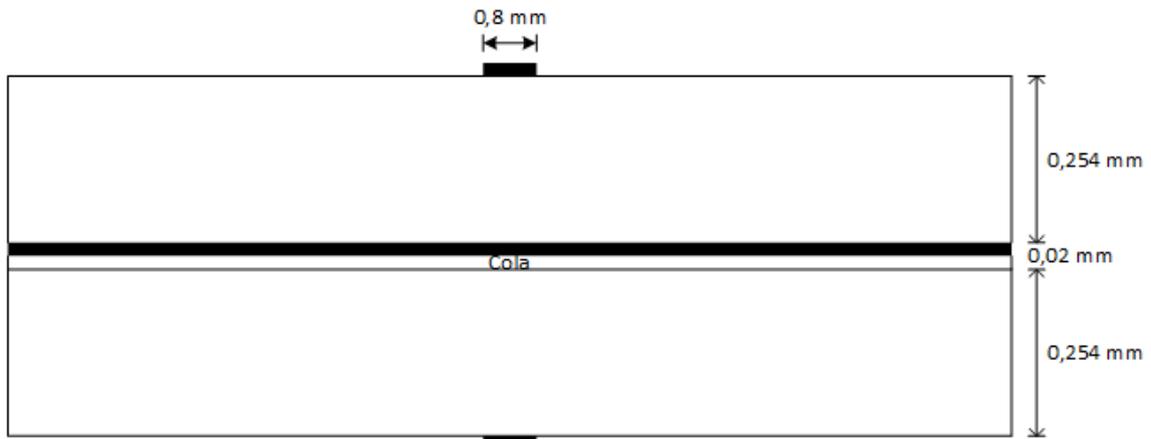


Figura A.3: Vista da seção transversal da Microstrip B2B com apenas um plano de terra.

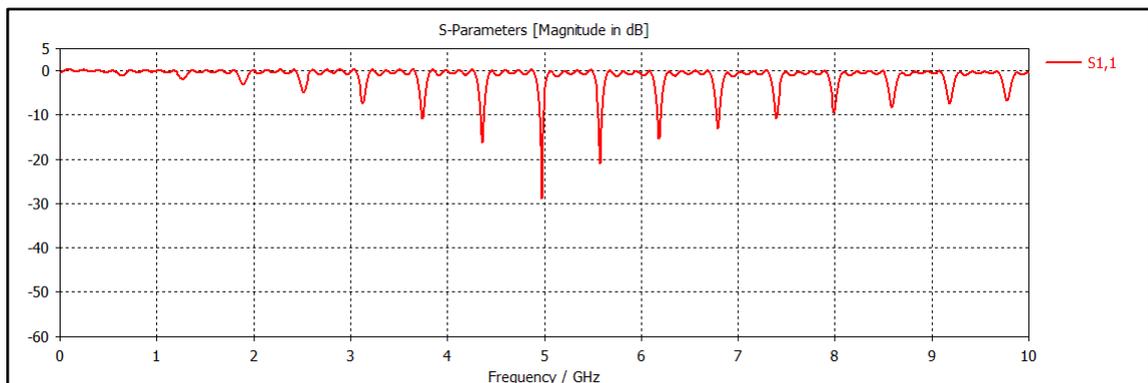


Figura A.4: Resultado da simulação do S_{11} da Microstrip B2B com apenas um plano de terra.

Pode-se observar que os resultados nas Figuras A.2 e A.4 são muito semelhantes, com apenas uma pequena diferença no deslocamento nas frequências ressonantes. Isto indica que a utilização de um ou dois planos de terra no meio do dispositivo não é um fator muito influente no comportamento eletromagnético dele. Por este motivo, foi escolhido o uso de dois planos de terra nos protótipos, além de fornecer um maior isolamento elétrico entre ambos microstrips.

O terceiro caso será o mesmo dispositivo Microstrip B2B com dois planos de terra paralelos, mas com uma espessura do adesivo, s , igual a 0,05 mm. A Figura A.5 mostra os resultados da simulação do parâmetro S_{11} com uma faixa de frequências de até 10 GHz.

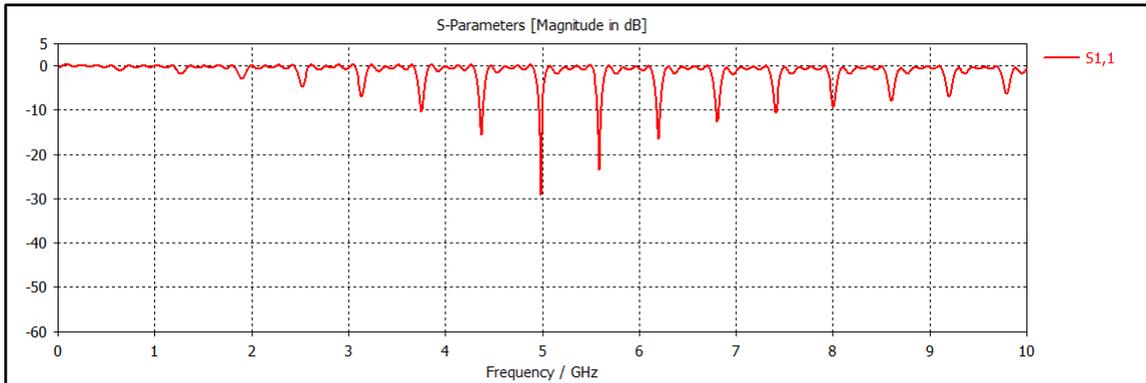


Figura A.5: Resultado da simulação do S_{11} da Microstrip B2B com $s = 0,05$ mm.

De maneira similar com os resultados do caso anterior, é notória a semelhança entre os resultados das Figuras A.2 e A.5, o qual indica que também este fator não é influente no comportamento eletromagnético do dispositivo, de modo que pode ser assumido um valor da espessura $s = 0,02$ mm na construção e simulação do protótipo.

Para verificar os resultados obtidos da simulação da Microstrip B2B, foram realizadas também simulações da CPW B2B, com as mesmas características de espessura. O primeiro caso é com dois planos de terra no meio e com uma espessura do adesivo s igual a 0,02 mm, tal como é apresentado na Figura A.6 a seguir.

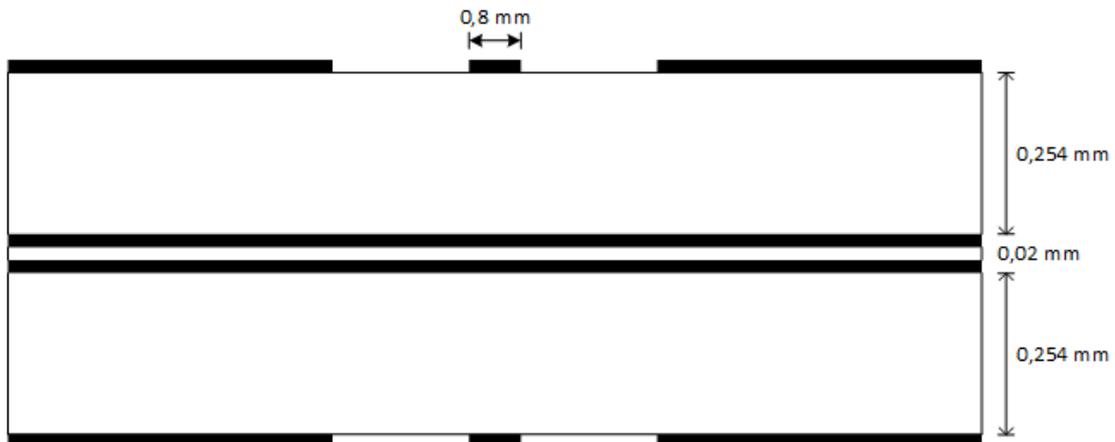


Figura A.6: Vista da seção transversal da CPW B2B com $s = 0,02$ mm.

Da mesma forma, as simulações realizadas foram do parâmetro S_{11} com a finalidade de observar o comportamento eletromagnético numa faixa de frequências de até 10 GHz. O resultado desta simulação é mostrado na Figura A.7 a seguir:

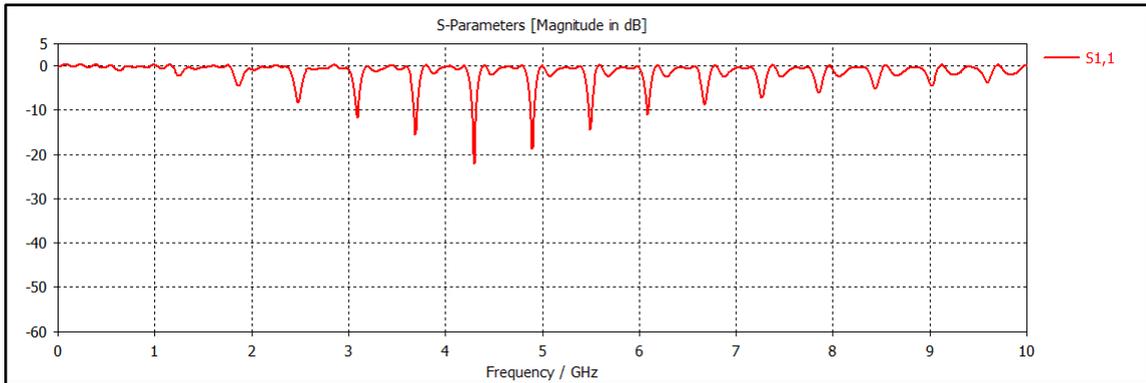


Figura A.7: Resultado da simulação do S_{11} da CPW B2B com $s = 0,02$ mm.

O seguinte caso será o mesmo dispositivo CPW B2B, mas com apenas um plano de terra no meio do dispositivo, tal como é apresentado na Figura A.8. O resultado da simulação do parâmetro S_{11} é mostrado na Figura A.9.

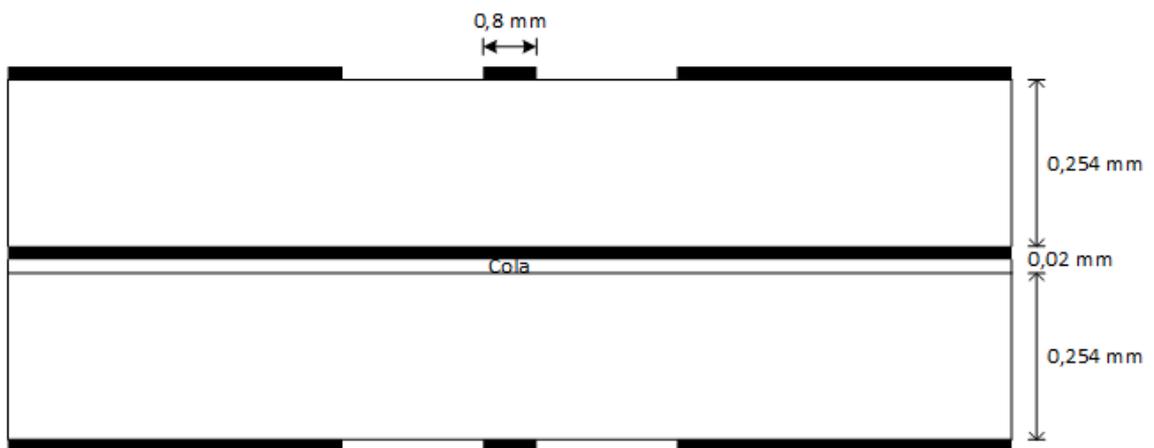


Figura A.8: Vista da seção transversal da CPW B2B com apenas um plano de terra.

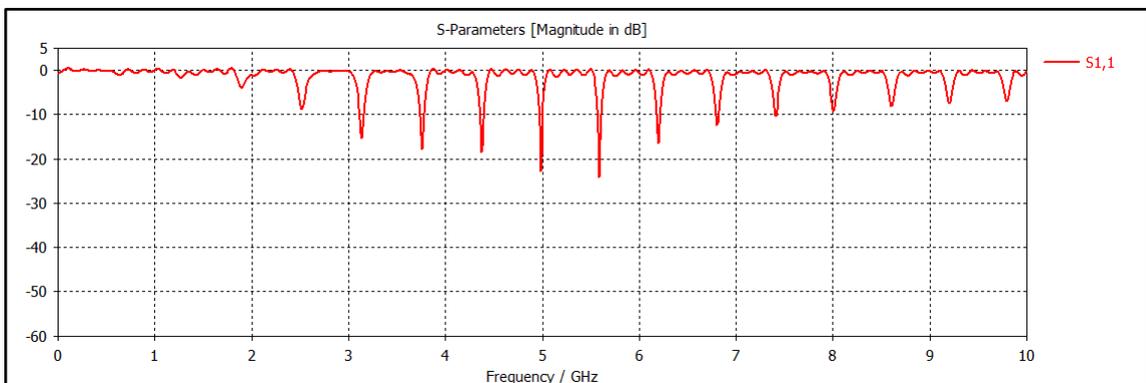


Figura A.9: Resultado da simulação do S_{11} da CPW B2B com apenas um plano de terra.

É visível que os resultados das Figuras A.7 e A.9 são muito semelhantes, com apenas uma pequena diferença no deslocamento nas frequências ressonantes, igual que no caso da Microstrip B2B. Isto verifica que a utilização de um ou dois planos de terra no meio do dispositivo não é um fator influente na construção do dispositivo.

O último caso será o mesmo dispositivo CPW B2B com dois planos de terra paralelos, mas com uma espessura do adesivo, s , igual a 0,05 mm. A Figura A.10 apresenta os resultados da simulação do parâmetro S_{11} com uma faixa de frequências de até 10 GHz.

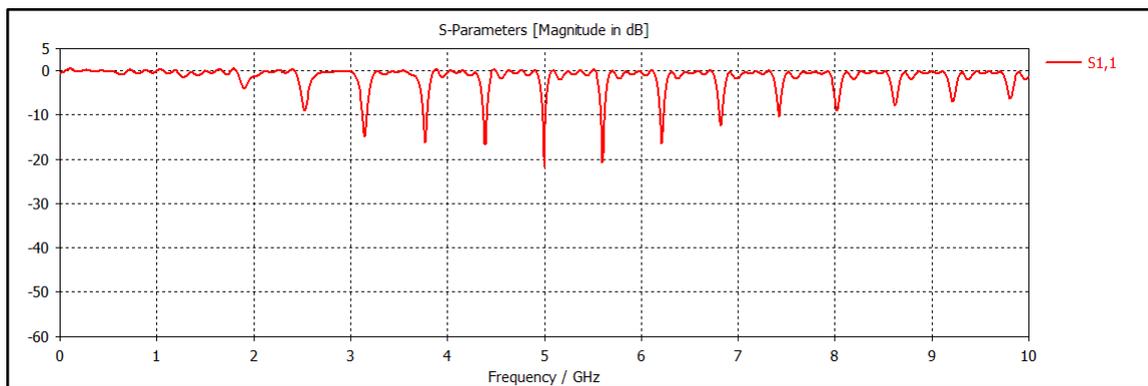


Figura A.10: Resultado da simulação do S_{11} da CPW B2B com $s = 0,05$ mm.

De maneira similar com os resultados do caso anterior, é notória a semelhança entre os resultados das Figuras A.7 e A.10, o qual verifica que também este fator não é influente no comportamento eletromagnético do dispositivo.

Com base nos resultados obtidos nestas simulações, foi escolhido o uso do adesivo comercial “Loctite” baseado em cianoacrilato de etilo, com uma espessura padrão $s = 0,02$, dado que não foi detectada nenhuma alteração significativa relacionada à variação da espessura. Além disso, são utilizados dois planos de terra paralelos no meio do dispositivo para garantir o isolamento elétrico entre os dispositivos superior e inferior.

Apêndice B. Caracterização eletromagnética prévia dos dispositivos.

Neste segundo apêndice, são apresentados os resultados das medidas realizadas nos dispositivos previamente à implementação final dos protótipos: A Microstrip B2B e a CPW B2B. Foram caracterizados os parâmetros S e as medidas no domínio do tempo, utilizando um analisador de rede VNA e um reflectómetro TDR.

O primeiro dispositivo a ser caracterizado é a Microstrip B2B, o qual é apresentado na Figura B.1 com a nomenclatura das suas portas, onde P1 é a porta de entrada, P2 é a porta transmitida, P3 é a porta acoplada e P4 é a porta isolada. O setup utilizado para as medidas no VNA é mostrado na Figura B.2, onde pode ser visto as terminações de carga utilizadas.

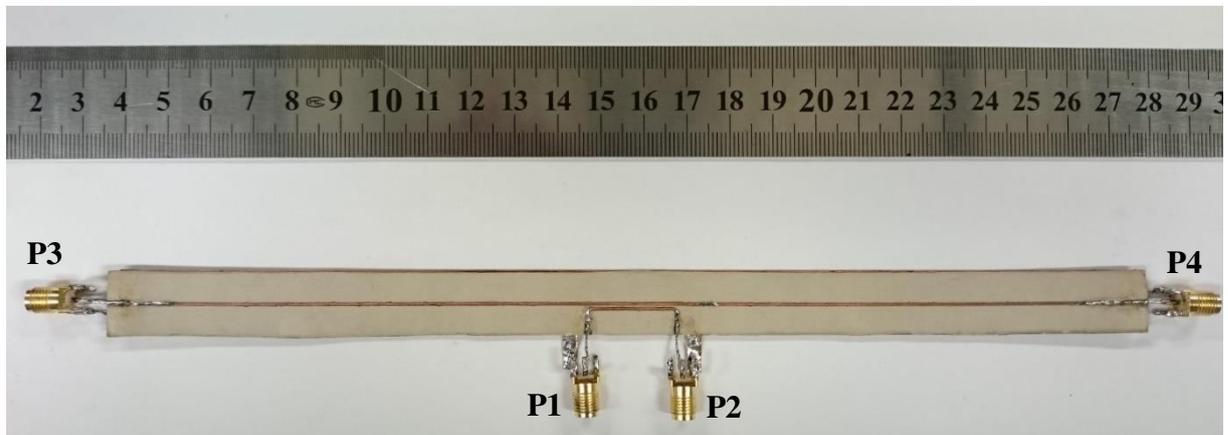


Figura B.1: O dispositivo Microstrip B2B indicando suas portas.

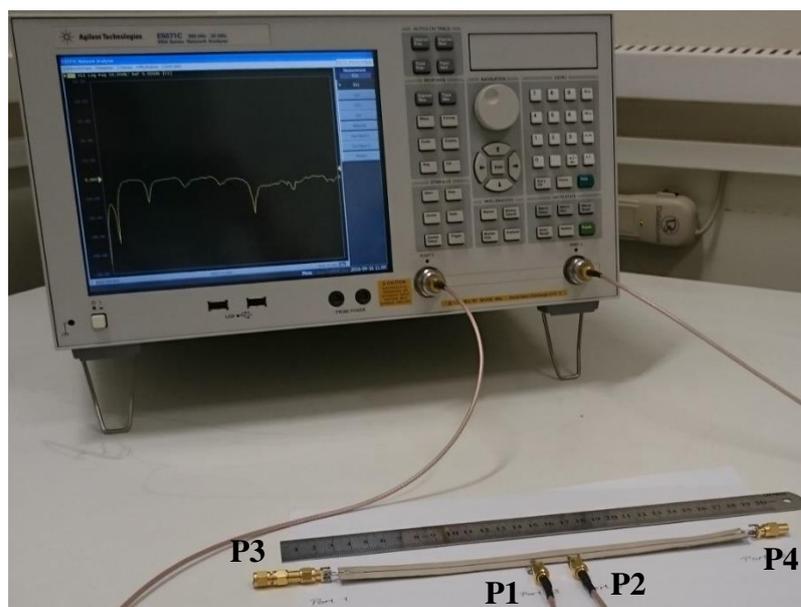


Figura B.2: Setup no VNA para as medidas da Microstrip B2B.

Os resultados das medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} , são apresentadas na Figura B.3 a seguir, onde foram utilizadas terminações de carga de 50Ω nas portas P3 e P4.

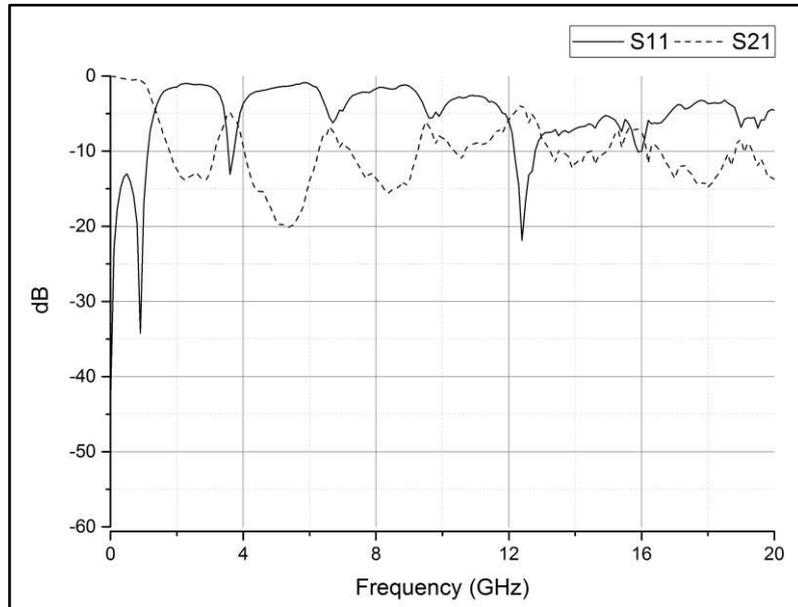


Figura B.3: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da microstrip B2B.

Os resultados das medidas dos parâmetros S_{11} e S_{31} , são mostradas na Figura B.4 a seguir, onde foram utilizadas terminações de carga de 50Ω nas portas P2 e P4.

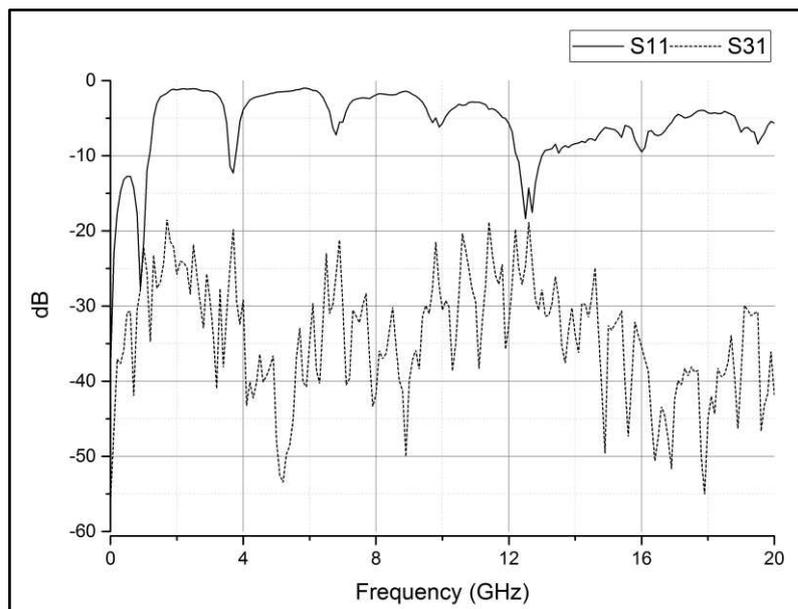


Figura B.4: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{31} da microstrip B2B.

Os resultados das medidas dos parâmetros S_{11} e S_{41} , são apresentadas na Figura B.5 a seguir, onde foram utilizadas terminações de carga de 50Ω nas portas P2 e P3.

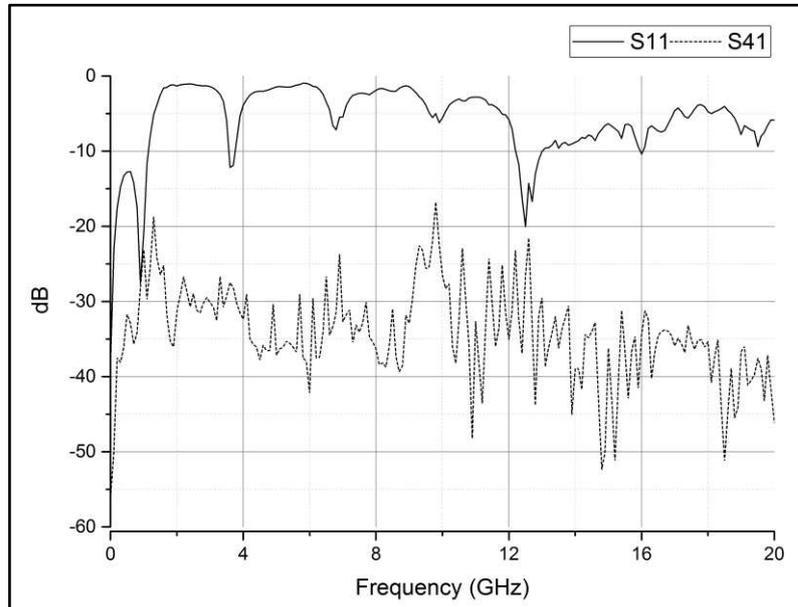


Figura B.5: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{41} da microstrip B2B.

Pode-se observar que o parâmetro S_{11} é quase idêntico ao do caso do dispositivo final Microstrip B2B Möbius, o que verifica a boa implementação da dobra (twist). Além disso, os resultados dos parâmetros S_{31} e S_{41} indicam um baixo acoplamento encontrado na linha central do protótipo, devido a que foram esperados valores entre -10 a -20 dB.

O setup utilizado para as medidas no TDR é mostrado na Figura B.6, onde pode ser visto as terminações de carga utilizadas nas portas livres.

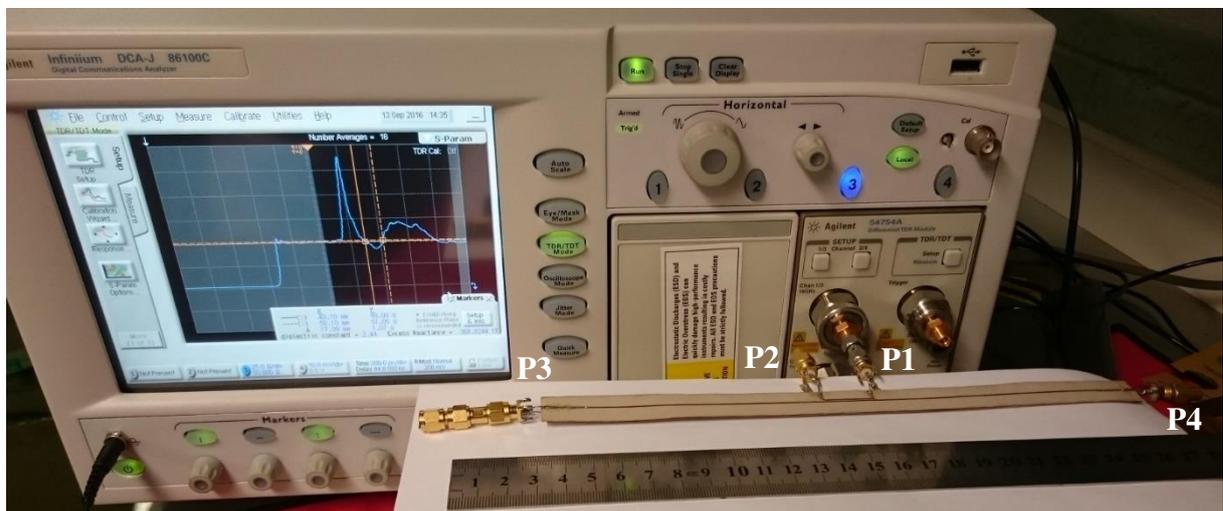


Figura B.6: Setup no TDR para as medidas da Microstrip B2B.

O resultado da medida da variação da impedância no domínio da distância da microstrip B2B é apresentado na seguinte Figura B.7:

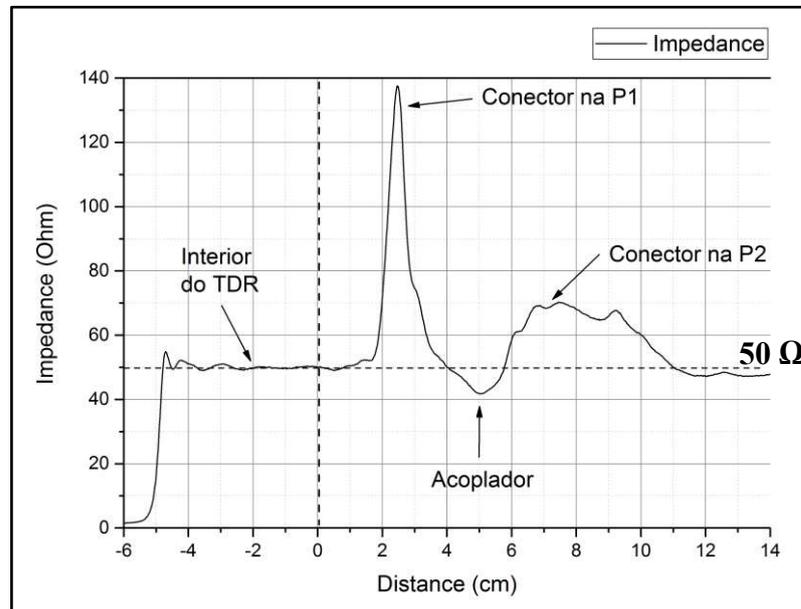


Figura B.7: Medida da impedância no domínio da distância da microstrip B2B.

No gráfico da Figura B.7 pode-se verificar as discontinuidades devidas aos conectores nas portas P1 e P2 no acoplador, assim como o comprimento dele. Também é possível observar que existe um pequeno acoplamento mostrado na região final após dos conectores nas portas.

O segundo dispositivo a ser caracterizado é a CPW B2B, o qual é apresentado na Figura B.8 com a nomenclatura das portas. O setup utilizado para as medidas no VNA é mostrado na Figura B.10, onde pode ser visto também as terminações de carga utilizadas.

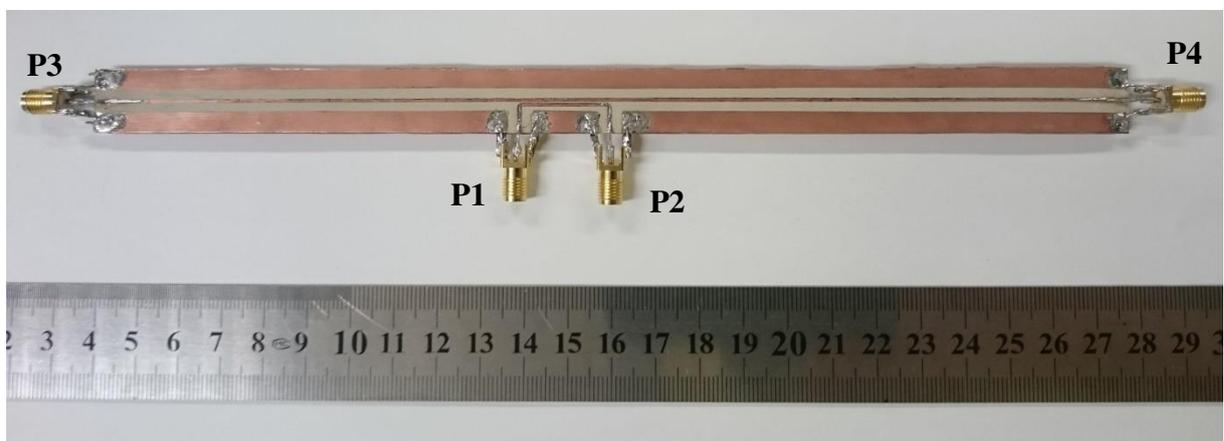


Figura B.8: O dispositivo CPW B2B indicando suas portas.

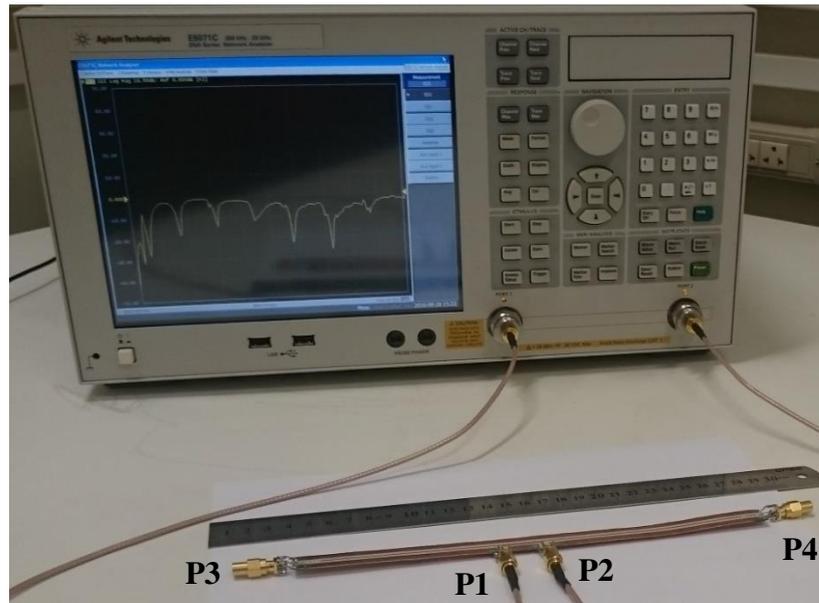


Figura B.9: Setup no VNA para as medidas da CPW B2B.

Os resultados das medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} , são apresentadas na Figura B.10 a seguir, onde foram utilizadas terminações de carga de 50Ω nas portas P3 e P4.

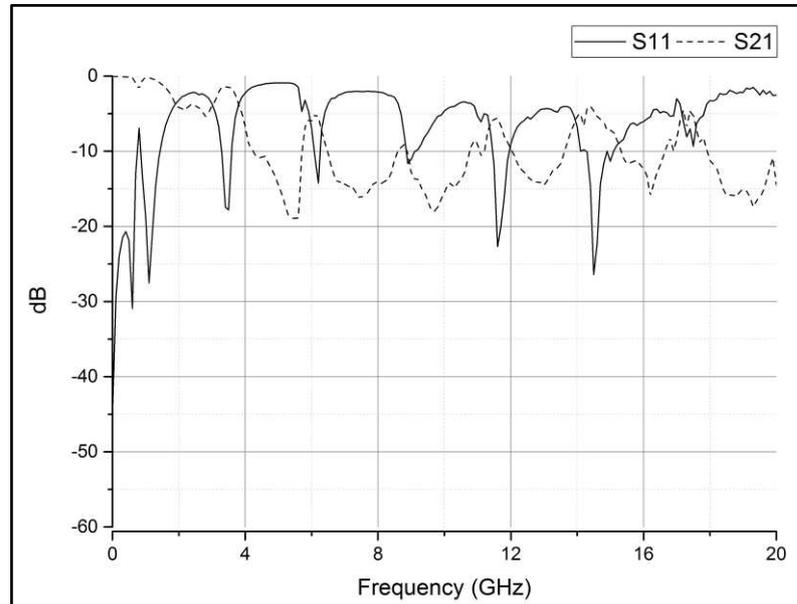


Figura B.10: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{21} da CPW B2B.

Os resultados das medidas dos parâmetros S_{11} e S_{31} , são mostradas na Figura B.11 a seguir, onde foram utilizadas terminações de carga de 50Ω nas portas P2 e P4.

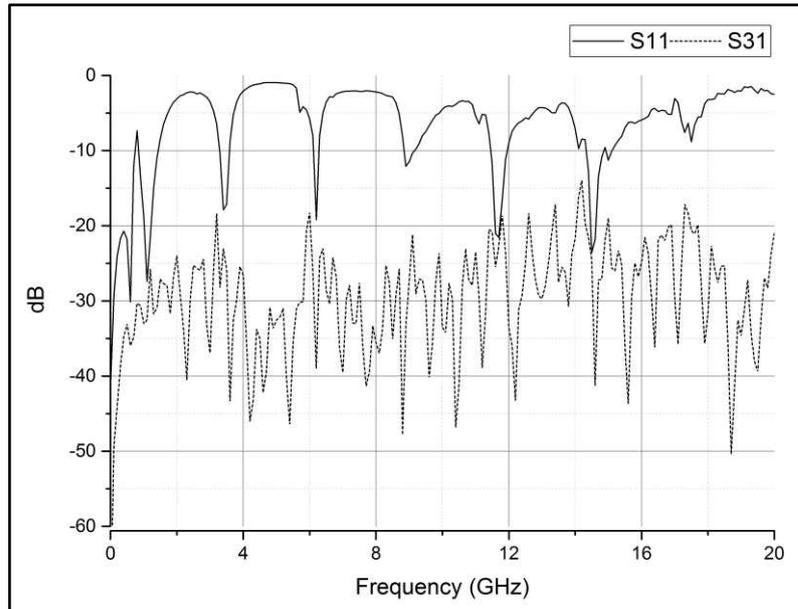


Figura B.11: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{31} da CPW B2B.

Os resultados das medidas dos parâmetros S_{11} e S_{41} , são apresentadas na Figura B.12 a seguir, onde foram utilizadas terminações de carga de $50\ \Omega$ nas portas P2 e P3.

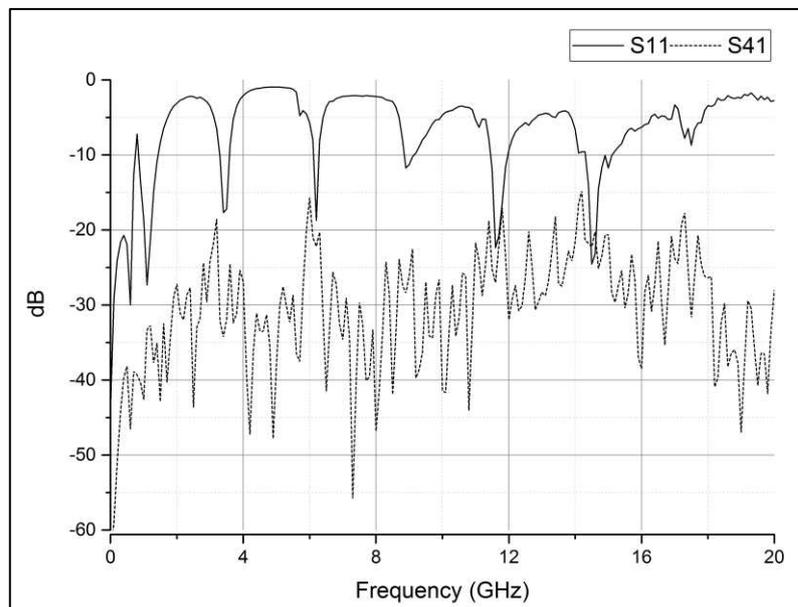


Figura B.12: Medidas dos parâmetros S_{11} e S_{41} da CPW B2B.

Pode-se observar que o parâmetro S_{11} é quase idêntico ao do caso do dispositivo final CPW B2B Möbius, o que verifica a boa implementação da dobra (twist). Além disso, os resultados dos parâmetros S_{31} e S_{41} indicam um baixo acoplamento na fita central do protótipo, devido a que foram esperados valores entre -10 a -20 dB.

O setup utilizado para as medidas no TDR é mostrado na Figura B.13, onde pode ser visto as terminações de carga utilizadas nas portas livres.

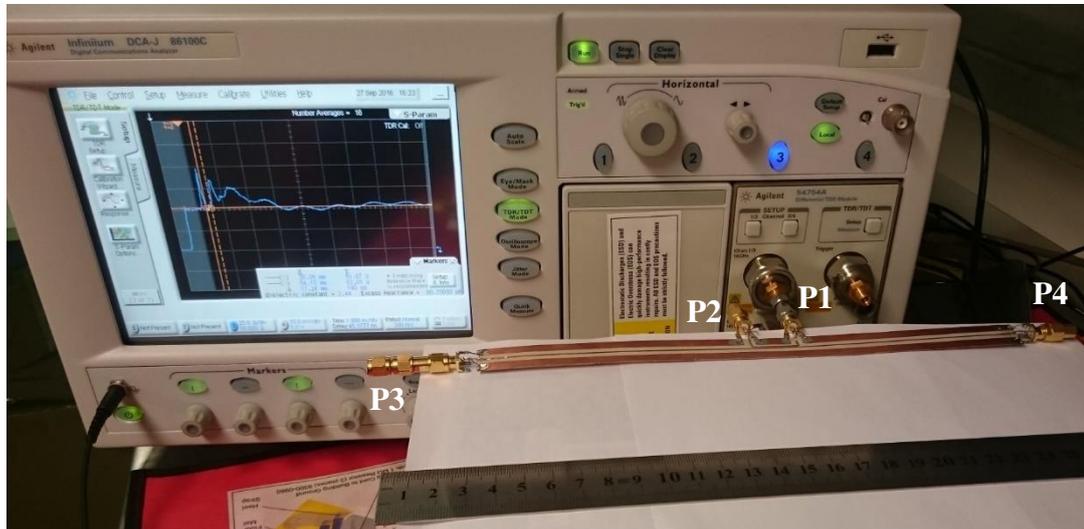


Figura B.13: Setup no TDR para as medidas da CPW B2B.

O resultado da medida da variação da impedância no domínio da distância da microstrip B2B é apresentado na seguinte Figura B.14:

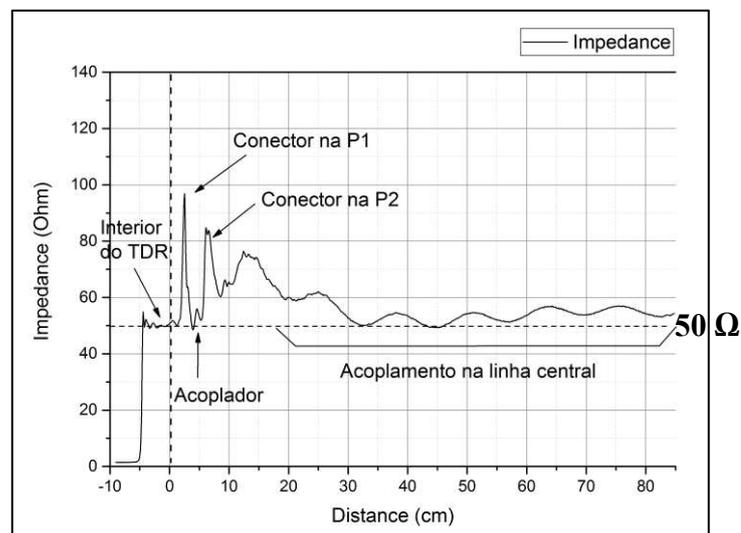


Figura B.14: Medida da impedância no domínio da distância da CPW B2B.

No gráfico da Figura B.14 pode-se verificar as descontinuidades devidas aos conectores nas portas P1 e P2 no acoplador, assim como o comprimento dele. Também é possível observar o acoplamento na linha central mostrado na região final após dos conectores nas portas.

Apêndice C. Publicações resultantes deste trabalho.

- M. Sabrera and L. C. Kretly, "Mobius Strip with Back-to-back CPW Transmission Line: Simulation and Microwave Characterization", in *36th Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Prague, July 2015.
- M. Sabrera, S. E. Barbin and L. C. Kretly, "Simulation and microwave characterization of CPW back-to-back transmission line in Möbius Strip configuration: Analysis by real Time Domain Reflectometry", in *2015 SBMO/IEEE MTTs International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Porto de Galinhas, Nov 2015.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Barr, *Experiments in Topology*, Thomas Y. Crowell Company, 1964.
- [2] B. Mendelson, *Introduction to Topology*, Dover Publications, 1990.
- [3] R. L. Davis, “Non-inductive Electrical Resistor”, *US Patent 3,267,406*, May 1964.
- [4] A. K. Poddar, D. Sundararajan, and U. L. Rhode, “Real time signal retention device using co-planar waveguide (CPW) as Möbius strip”, in *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest 2013*, pp. 1-4, June 2013.
- [5] H. G. Flegg, *From Geometry to Topology*, Dover Publications, 2001.
- [6] T. B. Muenzenberg, *Möbius Strips and Klein Bottles*, Kansas State University.
- [7] W. Gu, *The Mobius Strip*, Harvey Mudd College.
- [8] E. L. Starostin and G. H. M. van der Heijden, “The shape of a Möbius strip”, *Nature Materials*, no. 6, pp. 563-567, July 2007.
- [9] D. Fuchs and S. Tabachnikov, *Mathematical Omnibus: Thirty Lectures on Classic Mathematics*, American Mathematical Society, 2007.
- [10] N. Tesla, “Coil for Electro Magnets”, *US Patent 512,349*, January 1894.
- [11] T. J. Brown, “Mobius Capacitor”, *US Patent 4,599,586*, July 1986.
- [12] J. M. Pond, “Mobius dual-mode resonators and bandpass filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2465-2471, December 2000.
- [13] J. M. Pond, S. Liu and N. Newman, “Bandpass filters using dual-mode and quad-mode Mobius resonators”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2363-2368, December 2001.
- [14] J. M. Pond, “Mobius Resonator and Filter”, *US Patent 6,445,264*, September 2002.
- [15] W. Jiang, S-X. Gong, Y-P. Li, T. Hong, X. Wang and L-T. Jiang, “A novel low RCS Mobius-band monopole antenna”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, no. 14-15, pp. 1887-1895, 2009.
- [16] W. Jiang, T. Hong, S-X. Gong, Y-X. Xu, and J. Ma, “An ultra-wideband monopole antenna with topological structure”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 7, pp. 1536-1539, July 2010.

- [17] M. J. Kim, C. S. Cho, and J. Kim, “Miniaturized antenna using a planar Möbius strip bisected along the circumferential direction”, in *36th European Microwave Conference Proceedings*, pp. 827-830, October 2006.
- [18] M. J. Kim, C. S. Cho, and J. Kim, “Miniaturized resonator using a planar Möbius strip bisected along the circumferential direction”, in *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest 2006*, pp. 1385-1388, June 2006.
- [19] D. D. Grieg and H. F. Engelman, “Microstrip - A new transmission technique for the kilomegacycle range”, *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 40, no. 12, pp. 1644-1650. December 1952.
- [20] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 2012.
- [21] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, 1991.
- [22] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1996.
- [23] H. A. Wheeler, “Transmission-line properties of parallel wide strips by a conformal-mapping approximation”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, no. 3, pp. 280-289, May 1964.
- [24] H. A. Wheeler, “Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, no. 2, pp. 172-185, March 1965.
- [25] M. V. Schneider, “Microstrip lines for microwave integrated circuits”, *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 5, pp 1421-1444, May 1969.
- [26] E. O. Hammerstad, “Equations for microstrip circuit design”, in *5th European Microwave Conference*, September 1975.
- [27] H. A. Wheeler, “Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 25, no. 8, pp. 631-647, August 1977.
- [28] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, Willey – IEEE Press, 2001.
- [29] *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook*, Naval Air Warfare Center, pp. 6-4.1 – 6-4.5.
- [30] T. H. Lee, *Planar Microwave Engineering*, Cambridge University Press, 2004.

- [31] R. J. P. Douville and D. S. James, "Experimental study of symmetric microstrip bends and their compensation", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 3, pp. 175-182, March 1978.
- [32] S. Radhakrishnan and D. R. Saini, "Dielectric monitoring of the curing process in cyanoacrylate resin", *Polymer Engineering and Science*, vol. 33, no. 3, February 1993.
- [33] Technical Data Sheet, *Master Bond MB Series Cyanoacrylates*.
- [34] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*, John Wiley & Sons, 2001.
- [35] C. P. Wen, "Coplanar Waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 12, pp. 1087-1090, December 1969.
- [36] G. Ghione and C. Naldi, "Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane", *Electronics Letters*, vol. 19, no. 18, pp. 734-735, September 1983.
- [37] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-components fields", *Archiv fuer Elektronik und Uebertragungstechnik*, vol. 31, no. 3, pp. 116-120, March 1977.
- [38] I. G. Wilson, C. W. Schramm, and J. P. Kinser, "High Q resonant cavities for microwave testing", *The Bell System Technical Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 408-434, July 1946.
- [39] "Developments in FML and miniature millimeter LNTWA devices", *Watkins-Johnson Tech Note*, vol. 1, no. 2, March 1974.
- [40] I. Koffman, P. R. Herczfeld, A. S Daryoush, B. Even-Or, and R. Markowitz, "A fiber optic recirculating memory loop operating at microwave frequencies", in *Military Communications Conference MILCOM 88*, October 1988.
- [41] R. Saedi, X. Zhou, S. Malone, A. Daryoush, P. Herczfeld, and B. Even-Or, "Recirculating fiber optic link for memory loop", in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 1991*, pp. 581-584, July 1991.
- [42] R. Saedi, A. Daryoush, and P. Herczfeld, "Fiberoptic based recirculating memory loop", in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 1992*, pp. 677-680, June 1991.

- [43] U. L. Rhode, A. K. Poddar, and D. Sundararajan, “Printed resonators: A Möbius strip theory and applications”, *Microwave Journal*, vol. 56, no. 11, pp 24-54, November 2013.
- [44] A. K. Poddar and U. L. Rhode, “A novel evanescent-mode Möbius-coupled resonator oscillators”, in *2013 Joint European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium*, pp. 944-947, July 2013.
- [45] A. K. Poddar and U. L. Rhode, “Metamaterial Möbius Strips (MMS): Application in resonators for oscillators and synthesizers”, in *2014 IEEE International Frequency Control Symposium (FCS)*, May 2014.
- [46] U. L. Rhode and A. K. Poddar, “Möbius strips and metamaterial symmetry: Theory and applications”, *Microwave Journal*, November 2014.
- [47] A. K. Poddar and U. L. Rhode, “Möbius metamaterial topology: Applications in resonators and tunable oscillator circuits”, in *2015 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium & the European Frequency and Time Forum*, April 2015.
- [48] U. L. Rhode and A. K. Poddar, “Möbius metamaterial inspired next generation circuits and systems”, *Microwave Journal*, May 2016.