

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



TESE DE DOUTORADO

**INTEGRAÇÃO DE DISCRIMINADORES DE
FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS IFM**

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**INTEGRAÇÃO DE DISCRIMINADORES DE
FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS IFM**

por

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau
de Doutor em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: MARCOS TAVARES DE MELO, Ph.D.

CO-ORIENTADOR: IGNACIO LLAMAS-GARRO, Ph.D.

Recife, Março de 2014.

© Bruno Gomes Moura de Oliveira, 2014

Catálogo na fonte
Bibliotecário Vimário Carvalho da Silva, CRB-4 / 1204

O48i Oliveira, Bruno Gomes Moura de.
Integração de discriminadores de frequência para sistemas IFM. / Bruno Gomes Moura de Oliveira. - Recife: O Autor, 2014.
92 folhas, il., foto., color., gráfs., tabs.

Orientador: Prof^o. Marcos Tavares de Melo, Ph. D.
Co-orientador: Ignacio Llamas-Garro, Ph. D.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco.
CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.
Inclui Referências bibliográficas, listas de figuras, de tabelas, siglas e símbolos, além de anexo.

1. Engenharia Elétrica. 2. Circuitos. 3. Dispositivos. 4. Frequência. I. Melo, Marcos Tavares de (orientador). II. Llamas-Garro, Ignacio. III. Título.

621.31 CDD (22. ed.)

UFPE
BCTG/2014-195



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

TÍTULO

**“INTEGRAÇÃO DE DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA
PARA SISTEMAS IFM”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE; ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA, DES /UFPE; RENATO EVANGELISTA DE ARAUJO, DES/UFPE; SERGIO CAMPELLO OLIVEIRA, POLI/UPE; ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, DCO/UFRN, e IGNÁCIO LLAMAS-GARRO, CTTC/CT, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA APROVADO.**

Recife, 20 de março de 2014.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

IGNÁCIO LLAMAS-GARRO
Coorientador e Membro Titular Externo

ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA
Membro Titular Interno

SERGIO CAMPELLO OLIVEIRA
Membro Titular Externo

RENATO EVANGELISTA DE ARAUJO
Membro Titular Interno

ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO
Membro Titular Externo

Dedico este trabalho à minha
esposa e aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por ter me concedido paz, saúde e equilíbrio mental para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho. Faço um agradecimento especial a minha esposa Maria Inês Cavalcanti de Oliveira e aos meus pais, Pedro José de Oliveira e Lucila Gomes Moura de Oliveira, pelo apoio e compreensão nos momentos de ausência e por terem criado um ambiente favorável à minha evolução moral e intelectual.

Ao amigo e orientador Professor Marcos Tavares de Melo por confiar em mim, pela condução segura na orientação, pela compreensão e motivação nos momentos difíceis e pela oportunidade de desenvolver esta Tese mesmo na impossibilidade de dedicação exclusiva ao Doutorado.

Aos Professores do PPGEE-UFPE (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE), na pessoa do Professor Antonio Jeronimo Belfort de Oliveira, pelos conhecimentos lecionados nas disciplinas cursadas durante o Doutorado. Ao Coordenador Professor Cecílio Pimentel e a Secretária Andréa Tenório do PPGEE por todo apoio administrativo e compreensão nos momentos difíceis.

Ao co-orientador e amigo Ignacio Llamas Garro pela acolhida, orientação segura e motivação durante estágio do Doutorado que realizei no CTTC (*Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya*) em Castelldefels/Barcelona, Espanha. Ao amigo e colega de trabalho do CTTC, Moises Espinosa, pela troca de conhecimentos nas atividades de simulação e fabricação de dispositivos de micro-ondas.

Aos colegas do Doutorado e do Laboratório de Micro-ondas (www.ufpe.br/laboratoriomicroondas) do DES-UFPE (Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE) pelo ambiente agradável de trabalho proporcionado durante esses quase quatro anos, especialmente ao aluno de Mestrado Elias Marques pelo apoio constante e fundamental em diversas atividades desta Tese.

Um agradecimento especial aos colegas (Servidores Administrativos e Professores) e aos alunos do IFPE Campus Pesqueira (www.pesqueira.ifpe.edu.br) pelas palavras de incentivo e pela compreensão nos momentos de ausência.

Por fim, agradeço à CAPES, ao CNPq (ref. 560665/2010) e ao MINECO da Espanha (ref. PIB2010BZ-00585) pelo apoio financeiro para participação em eventos científicos e realização de estágio do Doutorado em Barcelona, Espanha.

Resumo da Tese apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

INTEGRAÇÃO DE DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS IFM

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

Março/2014

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Co-orientador: Ignacio Llamas-Garro, Ph.D.

Área de Concentração: Fotônica.

Palavras-chave: Sistemas IFM; discriminadores de frequência; interferômetros; circuitos reconfiguráveis de micro-ondas.

Número de Páginas: xvi + 92.

RESUMO: Os sistemas de medição instantânea de frequência, ou sistemas IFM (*Instantaneous Frequency Measurement*), são largamente utilizados na eletrônica para fins militares e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos com rapidez e precisão em frequências de RF/micro-ondas. Além disso, o aumento do número e a diversidade de sistemas de comunicações sem fio (*wireless*) faz crescer a importância de dispositivos para reconhecimento de sinais. O sistema IFM monitora, de forma simultânea, todas as frequências da banda para a qual foi projetado, sem a necessidade de fazer uma varredura de espectro, detectando instantaneamente os sinais presentes no ambiente. Dentro dos sistemas IFM existem os circuitos discriminadores de frequência, que podem ser analógicos ou digitais. Os sinais de saída dos discriminadores de frequência são dependentes do valor da frequência do sinal de entrada. Os discriminadores digitais fornecem em sua saída uma palavra binária associada à sub-banda de frequência a qual o sinal de entrada pertence. Embora os sistemas IFM apresentem saída digital, o processamento analógico do sinal de RF/micro-ondas de entrada é necessário para a operação em banda larga. Neste trabalho são apresentados e discutidos os resultados esperados, simulados e medidos de interferômetros de microfita para implementação de discriminadores de frequência, inclusive um interferômetro pioneiro reconfigurável que utiliza diodos PIN para selecionar diferentes estados de operação. Por fim é realizada a integração desses discriminadores com outros circuitos e dispositivos para aplicação em um sistema IFM digital que funciona de 1 a 4 GHz, faixa de operação de importantes sistemas como celular, satélites, GPS, radioenlaces de comunicações, *wifi* e *wimax*.

Abstract of Thesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

INTEGRATION OF FREQUENCY DISCRIMINATORS FOR IFM SYSTEMS

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

March/2014

Supervisor(s): Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Co-supervisor: Ignacio Llamas-Garro, Ph.D.

Concentration Area: Photonics.

Keywords: IFM systems; frequency discriminators; interferometers; reconfigurable microwave circuits.

Number of Pages: xvi + 92.

ABSTRACT: Instantaneous Frequency Measurement (IFM) systems are widely used in Electronic Warfare (EW) and intelligent systems for detection of unknown signals with speed and accuracy at RF/microwave frequencies. In addition, increasing the amount of wireless communications systems grows the importance of signal recognition devices. The IFM system monitors, simultaneously, all frequencies in the band for which it was designed, without the need to do a spectrum scanning, instantly detecting signals in the environment. Frequency discriminator circuits, which may be analog or digital, exist within IFM systems. Output signals from the frequency discriminators are dependent of frequency value of input signal. Digital discriminators provide at their output a binary word associated with the sub-band frequency at which input signal belongs. Although IFM systems present digital output, analog processing of input RF/microwave signal is needed for broadband operation. In this work are presented and discussed the expected, simulated and measured results of microstrip interferometers for implementation of frequency discriminators, including a pioneering reconfigurable interferometer that uses PIN diodes to select different operating states. Finally, is held the integration of these discriminators with other circuits and devices for use in a digital IFM system that works from 1 to 4 GHz, operation range of important systems such as mobile, satellite, GPS, radio links of communications, wifi, and wimax.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS	xi
LISTA DE SIGLAS	xii
LISTA DE SÍMBOLOS	xiv
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Contribuição desta Tese de Doutorado	2
1.2 Organização Textual	3
2 CIRCUITOS E DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS	4
2.1 Linhas de Transmissão de Microfita	5
2.1.1 Aproximação Quase-TEM para uma Microfita.....	7
2.1.2 Dispersão e Perdas numa Microfita.....	10
2.1.3 Ondas de Superfície e Modos de Ordens Superiores numa Microfita.....	12
2.2 Divisores/Combinadores de Potência.....	12
2.3 Interferômetros.....	15
2.4 Detectores de Micro-ondas.....	17
2.5 Circuitos e Dispositivos Reconfiguráveis	19
2.5.1 Diodos PIN e Circuitos de Controle.....	20
2.6 Simulação Eletromagnética.....	22
2.7 Técnicas de Fabricação e Montagem	24
3 MEDIÇÃO INSTANTÂNEA DE FREQUÊNCIA	27
3.1 Discriminadores Analógicos de Frequência.....	32
3.1.1 Projeto, Simulação e Fabricação dos Interferômetros Tradicionais	32
3.1.2 Projeto, Simulação e Fabricação do Interferômetro Reconfigurável.....	37
3.2 Discriminadores Digitais de Frequência	42
3.2.1 Estágio de Conversão Analógico-Digital	47
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES	51
4.1 Interferômetros Tradicionais	51
4.2 Interferômetro Reconfigurável.....	57
4.3 Discriminador Digital de Frequência com Interferômetros Tradicionais.....	62
4.4 Discriminador Digital de Frequência com Interferômetro Reconfigurável.....	69
4.5 Comparação entre os Sistemas IFM Tradicional e Reconfigurável	76
5 CONCLUSÕES	80
5.1 Sugestões de Trabalhos Futuros.....	81
REFERÊNCIAS	83
LISTA DE PUBLICAÇÕES	87
ANEXO – LINHAS DE COMANDO DO PROGRAMA EM MATHCAD “MICROFITA APROXIMAÇÃO QUASE-TEM”.....	89

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Estrutura típica de uma microfita.	6
Figura 2.2 – Divisor/combinador de potência.	13
Figura 2.3 – Circuito de um divisor/combinador de 3 dB com duas seções de $\lambda/4$	15
Figura 2.4 – Circuito de um interferômetro típico.	15
Figura 2.5 – Diagrama em blocos de um processo de recepção de sinais usando detector de micro-ondas LBSD.	18
Figura 2.6 – Circuito equivalente de um detector de micro-ondas.	19
Figura 2.7 – Circuitos equivalentes para os dois estados de um diodo PIN: (a) polarização reversa, estado de alta impedância ou estado OFF; (b) polarização direta, estado de baixa impedância ou estado ON.	21
Figura 2.8 – Chave de RF/micro-ondas com uma entrada e duas saídas (SPDT) construída a partir de dois diodos PIN.	22
Figura 3.1 – Diagrama em blocos de um discriminador digital de frequência (DFD) com 4 bits de saída formado a partir de 4 discriminadores analógicos de frequência (AFDs).	28
Figura 3.2 – Diagrama em blocos de um discriminador analógico de frequência (AFD) baseado em interferômetro.	30
Figura 3.3 – Diagrama em blocos de um interferômetro baseado em linhas de atraso.	30
Figura 3.4 – Diagrama em blocos de um sistema IFM digital típico.	31
Figura 3.5 – Interferômetro 1 utilizado na construção do AFD 1.	34
Figura 3.6 – Interferômetro 2 utilizado na construção do AFD 2.	34
Figura 3.7 – Interferômetro 3 utilizado na construção do AFD 3.	35
Figura 3.8 – Interferômetro 4 utilizado na construção do AFD 4.	35
Figura 3.9 – Interferômetro 1 fabricado e montado.	36
Figura 3.10 – Interferômetro 2 fabricado e montado.	36
Figura 3.11 – Interferômetro 3 fabricado e montado.	36
Figura 3.12 – Interferômetro 4 fabricado e montado.	37
Figura 3.13 – Diagrama em blocos de um discriminador digital de frequência (DFD) com 4 bits de saída (leitura serial) formado a partir de um discriminador analógico de frequência (AFD) reconfigurável.	38
Figura 3.14 – Diagrama em blocos de um discriminador analógico de frequência (AFD) reconfigurável baseado no interferômetro reconfigurável.	39
Figura 3.15 – Diagrama em blocos do interferômetro reconfigurável.	39
Figura 3.16 – Interferômetro reconfigurável fabricado e montado.	40
Figura 3.17 – Detalhe das chaves de RF/micro-ondas baseadas em diodos PIN do interferômetro reconfigurável.	41
Figura 3.18 – Discriminadores analógicos de frequência (AFDs) implementados a partir da integração dos interferômetros tradicionais com os detectores de micro-ondas.	43
Figura 3.19 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 1 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 1 (B_1) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).	44
Figura 3.20 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 2 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 2 (B_2) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).	45
Figura 3.21 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 3 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 3 (B_3) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).	45
Figura 3.22 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 4 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 4 (B_4) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).	46

Figura 3.23 – <i>Processamento do sinal de RF/micro-ondas desde a entrada até a saída do discriminador digital de frequência (DFD).</i>	47
Figura 3.24 – <i>Processamento do sinal de RF/micro-ondas desde a entrada até a saída do discriminador analógico de frequência (AFD).</i>	48
Figura 3.25 – <i>Tensão DC de saída versus a potência de RF/micro-ondas de entrada do detector LBSD Agilent 8472B para uma frequência de 2,5 GHz.</i>	48
Figura 3.26 – <i>Diagrama em blocos do conversor analógico-digital (ADC).</i>	49
Figura 4.1 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 1 (tradicional).</i>	52
Figura 4.2 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 2 (tradicional).</i>	53
Figura 4.3 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 3 (tradicional).</i>	53
Figura 4.4 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 4 (tradicional).</i>	54
Figura 4.5 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 1 corrigidos (60 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	54
Figura 4.6 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 2 corrigidos (120 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	55
Figura 4.7 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 3 corrigidos (90 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	55
Figura 4.8 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 4 corrigidos (110 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	56
Figura 4.9 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 1 do interferômetro reconfigurável.</i>	58
Figura 4.10 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 2 do interferômetro reconfigurável.</i>	58
Figura 4.11 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 3 do interferômetro reconfigurável.</i>	59
Figura 4.12 – <i>Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 4 do interferômetro reconfigurável.</i>	59
Figura 4.13 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 1 do interferômetro reconfigurável corrigidos (20 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	60
Figura 4.14 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 2 do interferômetro reconfigurável corrigidos (90 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	60
Figura 4.15 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 3 do interferômetro reconfigurável corrigidos (50 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	61
Figura 4.16 – <i>Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 4 do interferômetro reconfigurável corrigidos (40 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.</i>	61
Figura 4.17 – <i>Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 1 (tradicional) e saída binária para o Bit 1 ou B_1 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,7 dB.</i>	62
Figura 4.18 – <i>Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 2 (tradicional) e saída binária para o Bit 2 ou B_2 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -3,3 dB.</i>	63
Figura 4.19 – <i>Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 3 (tradicional) e saída binária para o Bit 3 ou B_3 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -4,0 dB.</i>	63
Figura 4.20 – <i>Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 4 (tradicional) e saída binária para o Bit 4 ou B_4 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -4,0 dB.</i>	64

Figura 4.21 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 1 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 1 ou B_1 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.	70
Figura 4.22 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 2 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 2 ou B_2 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.	70
Figura 4.23 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 3 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 3 ou B_3 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.	71
Figura 4.24 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 4 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 4 ou B_4 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.	71
Figura 4.25 – Diagrama em blocos do sistema IFM tradicional, DFD baseado em interferômetros tradicionais, operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz).	77
Figura 4.26 – Diagrama em blocos do sistema IFM reconfigurável, DFD baseado em interferômetro reconfigurável, operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz).	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – <i>Bandas de frequência do espectro de RF/micro-ondas [26].</i>	5
Tabela 3.1 – <i>Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando de 1 a 4 GHz.</i>	29
Tabela 3.2 – <i>Relação dos estados do interferômetro reconfigurável com a posição das chaves de RF/micro-ondas e os estados dos diodos PIN.</i>	42
Tabela 4.1 – <i>Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando de 1 a 4 GHz implementado a partir dos resultados medidos dos interferômetros tradicionais.</i>	64
Tabela 4.2 – <i>Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando na banda L e parte da banda S (1 a 2,577 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos interferômetros tradicionais.</i>	67
Tabela 4.3 – <i>Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando em parte da banda S (2,577 a 4 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos interferômetros tradicionais.</i>	68
Tabela 4.4 – <i>Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando de 1 a 4 GHz implementado a partir dos resultados medidos dos estados do interferômetro reconfigurável.</i>	72
Tabela 4.5 – <i>Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando na banda L e parte da banda S (1 a 2,4799 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos estados do interferômetro reconfigurável.</i>	74
Tabela 4.6 – <i>Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando em parte da banda S (2,4799 a 4 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos estados do interferômetro reconfigurável.</i> ...	75
Tabela 4.7 – <i>Comparação entre os sistemas IFM de 4 bits baseados em interferômetros tradicionais e reconfigurável operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz, BW = 3 GHz).</i>	78

LISTA DE SIGLAS

2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
A/D	Analógico-Digital
ADC	<i>1-bit Analog-to-Digital Converter</i> (Conversor A/D de 1 bit)
ADS	<i>Advanced Design System®</i> (Agilent Technologies)
AFD	<i>Analog Frequency Discriminator</i>
CAD	<i>Computer-Aided Design</i>
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
CTTC	<i>Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya</i>
CW	<i>Continuous-Wave</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DES	Departamento de Eletrônica e Sistemas
DFD	<i>Digital Frequency Discriminator</i>
DXF	<i>Drawing Exchange Format</i>
EM	Eletromagnético
ESM	<i>Electronic Support Measures</i>
EW	<i>Electronic Warfare</i>
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
FEM	<i>Finite-Element Method</i>
HTS	<i>High-Temperature Superconductor</i>
IE	<i>Integral Equation</i>
IFM	<i>Instantaneous Frequency Measurement</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
LBSD	<i>Low Barrier Schottky Diode</i>
LSB	<i>Least Significant Bit</i>
LT	Linha de Transmissão
LTCC	<i>Low-Temperature Cofired Ceramic</i>
MEMS	<i>Microelectromechanic System</i>
MIC	<i>Microwave Integrated Circuit</i>
MINECO	Ministério de Economia e Competitividade da Espanha

MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
MSB	<i>Most Significant Bit</i>
MWP	<i>Microwave Photonics</i>
OFF	Estado de alta impedância do diodo PIN quando polarizado reversamente
ON	Estado de baixa impedância do diodo PIN quando polarizado diretamente
PA	<i>Pulse Amplitude</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PDW	<i>Pulse Descriptor Word</i>
PIN	P, portadores de cargas positivas; I, camada intrínseca; N, portadores de cargas negativas; diodo PIN
P-N	P, portadores de cargas positivas; N, portadores de cargas negativas; diodo de junção P-N
PW	<i>Pulse Width</i>
RF	Radiofrequência
RFM	<i>Reconfigurable Frequency Meter</i>
RLC	R, resistor; L, indutor; C, Capacitor; circuito RLC
RSGB	<i>Radio Society of Great Britain</i>
SMD	<i>Surface-Mount Device</i>
SOLT	<i>Short-Open-Load-Through</i>
SP4T	<i>Single-Pole Quadruple-Throw</i> ; chave de RF/micro-ondas com uma entrada e quatro saídas
SPDT	<i>Single-Pole Double-Throw</i> ; chave de RF/micro-ondas com uma entrada e duas saídas
TEM	Transversal Eletromagnético
TOA	<i>Time of Arrival</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
UFPE	Universidade Federal de Pernambuco
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$[S]$	Matriz dos parâmetros de espalhamento ou matriz de espalhamento [adimensional, dB]
A	Ganho do amplificador não-inversor do ADC [adimensional]
BW	Largura de banda de operação (<i>Bandwidth</i>) [Hz]
C	Capacitância por unidade de comprimento de uma linha [F/m]
c	Velocidade da luz no espaço livre ($c \approx 3 \times 10^8$ m/s) [m/s]
C_a	Capacitância por unidade comprimento de uma linha preenchida pelo ar [F/m]
C_j	Capacitância de junção do diodo PIN na polarização reversa [F]
D_n	Fator de divisão da porta n de um divisor [adimensional]
f	Frequência elétrica [Hz]
f_0	Frequência central de operação de um circuito [Hz]
f_c	Frequência de corte do primeiro modo de propagação de ordem superior numa microfita [Hz]
f_{GHz}	Frequência elétrica em GHz [GHz]
$f_{máx,n}$	Frequências em que ocorrem máximos de amplitude do sinal de saída do interferômetro [Hz]
$f_{mín,n}$	Frequências em que ocorrem mínimos de amplitude do sinal de saída do interferômetro [Hz]
f_s	Frequência de propagação de ondas de superfície numa microfita (aproximação quase-TEM) [Hz]
h	Espessura do substrato dielétrico de uma microfita [m]
l	Comprimento físico de uma linha [m]
L	Indutância por unidade de comprimento de uma linha [H/m]
l_0	Comprimento físico da linha de referência de um interferômetro [m]
L_i	Indutância da camada intrínseca do diodo PIN na polarização direta [H]
l_n	Comprimento físico da linha de atraso do interferômetro n , comprimento físico da linha de atraso n do interferômetro reconfigurável, $n = 1 \rightarrow 4$ [m]
P_n	Potência na porta n de um divisor/combinador [W]
R_1, R_2	Resistores das seções de $\lambda/4$ de um divisor/combinador de 3dB com duas seções [Ω]

R_d	Resistência do diodo PIN na polarização direta [Ω]
R_n	Resistores SMD de um interferômetro, $n = 1 \rightarrow 4$ [Ω]
R_r	Resistência do diodo PIN na polarização reversa [Ω]
R_s	Resistência de superfície de um condutor [Ω /quadrado]
$s(t)$	Sinal de saída de um interferômetro [V]
$s_1(t), s_2(t)$	Sinais de saída dos defasadores de um interferômetro [V]
SBW	Largura de sub-banda (<i>Sub-bandwidth</i>) [Hz]
t	Espessura da fita condutora de uma microfita [m]
$tg\delta$	Tangente de perdas do substrato dielétrico [adimensional]
t_n	Temporização de seleção do Estado n do interferômetro reconfigurável, $n = 1 \rightarrow 4$ [s]
v_f	Velocidade de fase de uma onda [m/s]
W	Largura da fita condutora de uma microfita [m]
$x(t)$	Sinal de entrada de um interferômetro [V]
$x_1(t), x_2(t)$	Sinais de entrada dos defasadores de um interferômetro [V]
Z_0	Impedância característica de uma linha de transmissão, impedância característica de uma microfita ou impedância de casamento das portas de um divisor/combinador de 3 dB com duas seções de $\lambda/4$ [Ω]
$Z_0(f)$	Impedância característica de uma microfita (modelo dispersivo) [Ω]
Z_{0a}	Impedância característica de uma linha preenchida pelo ar [Ω]
Z_1, Z_2	Impedâncias características das seções de $\lambda/4$ de um divisor/combinador de 3dB com duas seções [Ω]
α_c	Atenuação produzida pelas perdas no condutor [dB/m]
α_d	Atenuação produzida pelas perdas no dielétrico [dB/m]
β	Constante de propagação ou constante de fase de uma onda [rad/m]
$\Delta f_{máx}$	Distância entre frequências em que ocorrem dois máximos consecutivos de amplitude do sinal de saída do interferômetro ($\Delta f_{máx} = \Delta\tau_{2,1} ^{-1}$) [Hz]
$\Delta f_{mín}$	Distância entre frequências em que ocorrem dois mínimos consecutivos de amplitude do sinal de saída do interferômetro ($\Delta f_{mín} = \Delta\tau_{2,1} ^{-1}$) [Hz]
$\Delta\tau_{2,1}$	Diferença entre os atrasos dos defasadores de um interferômetro ($\Delta\tau_{2,1} = \tau_2 - \tau_1$) [s]
ε	Permissividade elétrica de um material [F/m]
ε_0	Permissividade elétrica do ar ($\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ F/m) [F/m]

ϵ_r	Constante dielétrica ou permissividade elétrica relativa de um material ($\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$) [adimensional]
ϵ_{re}	Constante dielétrica efetiva de uma microfita [adimensional]
$\epsilon_{re}(f)$	Constante dielétrica efetiva de uma microfita (modelo dispersivo) [adimensional]
θ	Comprimento elétrico de uma linha [rad]
$\lambda/4$	Um quarto do comprimento de onda para uma frequência de operação f_0 , comprimento da seção de casamento de impedâncias de um divisor/combinador de 3 dB [m]
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre [m]
λ_g	Comprimento de onda guiado de uma microfita [m]
λ_{g-mm}	Comprimento de onda guiado de uma microfita em mm [mm]
μ	Permeabilidade magnética de um material [H/m]
μ_0	Permeabilidade magnética do ar ou de um material dielétrico ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m) [H/m]
μ_r	Permeabilidade magnética relativa de um material ($\mu_r = \mu/\mu_0$) [adimensional]
σ	Condutividade elétrica de um condutor [S/m]
τ_1, τ_2	Atrasos de propagação dos defasadores de um interferômetro [s]
τ_d	Atraso de propagação de uma microfita [s]
τ_{d0}	Atraso de propagação da linha de referência de um interferômetro [s]
τ_{dn}	Atraso de propagação da linha de atraso do interferômetro $n, n=1 \rightarrow 4$ [s]
ω	Frequência angular ($\omega = 2\pi f$) [rad/s]

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos 50 anos, receptores de medição instantânea de frequência, ou receptores IFM (*Instantaneous Frequency Measurement*), vêm sendo usados no monitoramento em banda larga de sinais em sistemas ESM (*Electronic Support Measures*) no ar, no mar e na terra [1]. Sua importância é tanta que muitos países chegaram a desenvolver suas próprias tecnologias IFM para aplicações em sistemas EW (*Electronic Warfare*), também conhecidos como sistemas eletrônicos para fins militares, e sistemas de comunicações por radar. Os receptores IFM também são utilizados em outros sistemas de comunicações para identificação da fonte emissora, sintonia de portadora, multiplexação e separação de sinais.

Dentro dos receptores IFM, podem ser encontrados os circuitos discriminadores de fase ou frequência, responsáveis por fornecerem uma fase ou uma tensão de saída proporcional ao valor da frequência do sinal de entrada. Geralmente esses circuitos discriminadores são formados por interferômetros compostos por linhas de atraso e divisores/combinadores de potência. Esses interferômetros causam diferentes atrasos de propagação, de modo que os sinais atrasados são comparados com o sinal original no intuito de identificar a frequência instantânea da portadora do sinal de entrada. Para isso, eles usam o princípio das interferências construtiva e destrutiva [1-4].

Um receptor IFM digital usa vários circuitos discriminadores de banda larga para medir a frequência de um sinal desconhecido no formato digital através de um banco de linhas de atraso de diferentes comprimentos. Esses sistemas IFM geralmente apresentam elevada precisão e boa tolerância a erros. A linha mais longa define a resolução do sistema, limitada pelo desempenho de medição do discriminador básico, enquanto que as linhas mais curtas progressivamente resolvem as ambiguidades de leitura das linhas mais longas. A linha mais curta, associada ao discriminador básico do sistema, define a cobertura da banda de frequência inequívoca. A qualidade dos componentes, o desenho das linhas de atraso e o processo de digitalização são fatores também importantes no controle das ambiguidades de leitura nos sistemas IFM.

Receptores IFM digitais estabeleceram-se como o núcleo da unidade de medição de frequência de adaptações ESM de todos os principais países. Novas aquisições de

sistemas ESM pelos Ministérios da Defesa de vários países para aplicações marítimas, terrestres e aéreas especificaram o IFM digital como o núcleo do componente de medição de frequência para sinais pulsados e/ou CW (*Continuous-Wave*). Progressos foram feitos para adicionar capacidade de identificar e analisar sinais simultâneos (simultaneidade na entrada) e de lidar com ambientes que apresentem sinais de alta potência (ambientes complexos) [5-13]. Atualmente sistemas baseados em IFM digital são capazes também de medir amplitude de sinais CW, amplitude (PA, *Pulse Amplitude*) e largura de pulso (PW, *Pulse Width*) de sinais pulsados, além de estimar o tempo de chegada (TOA, *Time of Arrival*) do sinal, direção e distância da fonte emissora. Avanços em processadores digitais, conversores analógico-digitais (ADCs, *Analog-to-Digital Converters*) e tecnologia de amostragem e armazenamento (*sample-and-hold*) estão abrindo um vasto campo de oportunidades para a digitalização direta de sinais de micro-ondas de até algumas dezenas de GHz.

Soluções alternativas para sistemas de medição instantânea de frequência utilizando técnicas de MWP (*Microwave Photonics*) também podem ser encontradas na literatura específica [14-21]. Esses sistemas baseados em MWP apresentam algumas vantagens em relação aos IFMs tradicionais (maior largura de banda de operação, baixas perdas no processo, imunidade a interferências eletromagnéticas), em compensação apresentam alto consumo de energia e resolução de leitura dezenas de vezes maior que um IFM comercial.

A utilização de elementos ajustáveis ou sintonizáveis, baseados em diodos varactores, diodos PIN e transistores, possibilita a concepção de dispositivos reconfiguráveis [22-24]. Esses dispositivos podem ser utilizados na fabricação de circuitos discriminadores reconfiguráveis, dando origem aos RFMs (*Reconfigurable Frequency Meters*), um dos focos principais de estudo deste trabalho de tese.

1.1 Contribuição desta Tese de Doutorado

Neste trabalho de Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica é apresentado todo o desenvolvimento do projeto de discriminadores de frequência baseados em interferômetros de microfita e sua integração com outros dispositivos e componentes para aplicação em um sistema IFM digital que opera de 1 a 4 GHz (bandas L e S). Resultados simulados e medidos também são apresentados.

Outro discriminador de frequência reconfigurável (RFM) também foi concebido baseado em um interferômetro de microfita reconfigurável que utiliza diodos PIN para selecionar diferentes estados de operação. A integração deste discriminador com outros dispositivos e componentes para aplicação em um sistema IFM digital operando de 1 a 4 GHz também é estudada. Seus resultados simulados e medidos são mostrados e comparados ao discriminador tradicional. Um trabalho pioneiro, visto que não existem outros dispositivos reconfiguráveis semelhantes na literatura específica.

1.2 Organização Textual

No Capítulo 2 desta Tese, serão abordados os conceitos teóricos referentes a circuitos e dispositivos de micro-ondas necessários ao bom entendimento do tema deste trabalho. O Capítulo 3 trata da medição instantânea de frequência, dos discriminadores de frequência, dos interferômetros tradicionais e reconfigurável e das etapas de detecção quadrática e conversão A/D (Analogico-Digital). No Capítulo 4 são mostrados e discutidos os resultados simulados e medidos para os diferentes discriminadores de frequência. Por fim, o Capítulo 5 aborda as conclusões e as sugestões para trabalhos futuros.

2 CIRCUITOS E DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS

Durante o estudo de circuitos elétricos que operam em baixas frequências, faz-se a consideração de que seus elementos são discretos e interligados por condutores que não apresentam qualquer influência à resposta elétrica. Essas considerações são plausíveis, já que nesse caso as dimensões físicas das redes elétricas são muito menores do que o comprimento de onda de operação. Em frequências mais elevadas, tanto as dimensões físicas dos circuitos elétricos quanto as dos condutores são frações consideráveis do comprimento de onda de operação e influem de forma significativa em seu projeto.

O termo micro-ondas pode ser utilizado para descrever as ondas eletromagnéticas (EM) com frequências compreendidas entre 300 MHz e 300 GHz, que correspondem a comprimentos de onda no espaço livre de 1 m a 1 mm [25, 26]. As ondas EM com frequências acima de 30 GHz e abaixo de 300 GHz também são conhecidas como ondas milimétricas, devido aos seus comprimentos de onda variarem de 10 a 1 mm. O espectro de radiofrequência (RF) encontra-se abaixo do espectro de micro-ondas e é definido por diversos autores como sendo de 300 kHz a 300 MHz. O espectro de RF/micro-ondas comumente é dividido em bandas de frequência como indicadas na Tabela 2.1 [26] definidas pela *Radio Society of Great Britain* (RSGB). Dentre as inúmeras aplicações para RF/micro-ondas, podem ser citadas: comunicações, radar, aeronavegação, radioastronomia, sensoriamento remoto, instrumentação médica.

Os recentes avanços nas áreas de tecnologia de materiais e processos de fabricação, incluindo MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*), MEMS (*Microelectromechanic System*), microfabricação (*micromachining*), HTS (*High-Temperature Superconductor*) e LTCC (*Low-Temperature Cofired Ceramics*), têm proporcionado o desenvolvimento dos dispositivos de micro-ondas. Atualmente esses dispositivos apresentam desempenho bastante satisfatório, são compactos (dimensões e peso) e têm um custo baixo. Podem ser projetados em várias estruturas de linhas de transmissão como guia de onda, linha coaxial ou microfita.

Todos os circuitos e dispositivos de micro-ondas necessários ao desenvolvimento desta Tese de Doutorado são abordados neste capítulo. Os circuitos e

dispositivos que exercerem um papel mais importante neste trabalho receberão uma atenção mais especial em suas seções.

Tabela 2.1 – *Bandas de frequência do espectro de RF/micro-ondas [26].*

Faixa de frequência	Designação da banda
30 – 300 MHz	VHF
300 – 3000 MHz	UHF
1 – 2 GHz	Banda L
2 – 4 GHz	Banda S
4 – 8 GHz	Banda C
8 – 12 GHz	Banda X
12 – 18 GHz	Banda Ku
18 – 26,5 GHz	Banda K
26,5 – 40 GHz	Banda Ka
30 – 50 GHz	Banda Q
40 – 60 GHz	Banda U
50 – 75 GHz	Banda V
60 – 90 GHz	Banda E
75 – 110 GHz	Banda W
110 – 170 GHz	Banda D
140 – 220 GHz	Banda G

2.1 Linhas de Transmissão de Microfita

As linhas de transmissão de microfita (*microstrip lines*), ou simplesmente microfita (*microstrips*), podem ser consideradas o tipo mais comum de estrutura planar de linhas de transmissão (LTs) na faixa de micro-ondas. A simplicidade no processo de fabricação, a facilidade de integração com outros elementos passivos e ativos e a grande

faixa de valores de impedância característica que podem ser obtidos permitem o uso da microfita em uma larga variedade de dispositivos e circuitos integrados de micro-ondas (MICs, *Microwave Integrated Circuits*) [25-29]. Outro aspecto que contribui fortemente para a popularidade da microfita é que suas componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético para o modo de propagação dominante são muito menores que as componentes transversais. Portanto o modo de propagação na microfita é quase o transversal eletromagnético (TEM), isto permite uma análise aproximada simples dos seus campos, denominada aproximação quase-TEM.

A Figura 2.1 mostra a estrutura típica de uma LT de microfita. Uma fita condutora (microfita) com largura W e espessura t é impressa sobre um substrato dielétrico com constante dielétrica ϵ_r e espessura h , abaixo desse substrato encontra-se um plano condutor de terra.

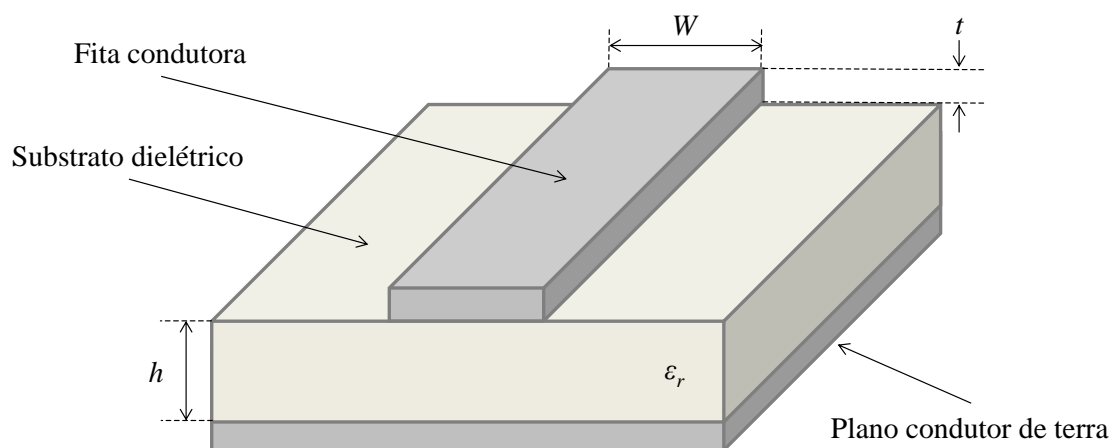


Figura 2.1 – Estrutura típica de uma microfita.

Um dos principais requisitos para que uma estrutura possa ser usada como componente de MICs é que ela apresente uma configuração planar, isso implica que as características dessa estrutura podem ser ajustadas pela variação de suas dimensões em um único plano. As microfitas apresentam essa facilidade, por exemplo, a largura W da fita condutora pode ser ajustada para controlar o valor de sua impedância característica.

Todos os circuitos de micro-ondas desenvolvidos nesta Tese foram concebidos em tecnologia de microfita. Daí a importância de se estudar os principais conceitos de linhas de transmissão de microfita nesta e nas demais seções que seguem.

2.1.1 Aproximação Quase-TEM para uma Microfita

As microfita apresentam dois condutores (fita e plano de terra) que são separados por um material dielétrico e seus campos atravessam dois meios, o ar e o material dielétrico. Devido à presença da interface ar-dielétrico, o modo de propagação na microfita não é TEM puro, ou seja, há uma pequena componente do campo elétrico e do magnético na direção da propagação.

No modo TEM, há somente componentes transversais dos campos e a velocidade de propagação da onda depende apenas das propriedades do material, ϵ (permissividade elétrica) e μ (permeabilidade magnética). No caso da propagação em uma microfita, como a componente longitudinal dos campos não é nula, então a velocidade de propagação depende não somente das propriedades do material, mas também das dimensões físicas da microfita.

Quando a amplitude da componente longitudinal dos campos elétrico e magnético do modo dominante de propagação de uma microfita é muito menor que a amplitude da componente transversal, ela pode ser desprezada. Nesse caso, o modo dominante se comporta praticamente como o modo TEM e a teoria de análise para linhas de transmissão em modo TEM pode ser aplicada [25, 26]. Essa é a chamada aproximação quase-TEM e é válida para microfita em que a largura da fita condutora (W) e a espessura do dielétrico (h) são muito menores que o comprimento de onda guiado. Na prática, isso acaba ocorrendo na maioria das aplicações cuja frequência de operação é inferior a 8 GHz.

Um dos principais parâmetros de uma linha de transmissão é sua impedância característica. Em uma linha de transmissão sem perdas em que o modo dominante é puramente TEM, a impedância característica pode ser expressa por qualquer uma das seguintes expressões:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.1)$$

$$Z_0 = v_f L \quad (2.2)$$

ou

$$Z_0 = \frac{1}{v_f C}. \quad (2.3)$$

L e C são a indutância e a capacitância por unidade de comprimento da linha, respectivamente, e v_f é a velocidade de fase da onda, dada por

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.4)$$

Em linhas de microfita em que a aproximação quase-TEM pode ser usada, utiliza-se a análise quase-estática para calcular os parâmetros da linha. Nesse tipo de análise, o modo de propagação fundamental é considerado TEM, e as características da microfita são calculadas a partir de capacitâncias eletrostáticas da estrutura.

Se em uma microfita, for feita a substituição do dielétrico pelo ar, teremos uma linha em que a onda se propagará com a velocidade da luz, $c \approx 3 \times 10^8$ m/s. A impedância característica para essa linha, preenchida pelo ar, é dada por:

$$Z_{0a} = \sqrt{\frac{L}{C_a}}, \quad (2.5)$$

$$Z_{0a} = cL \quad (2.6)$$

ou

$$Z_{0a} = \frac{1}{cC_a}. \quad (2.7)$$

C_a é a capacitância por unidade de comprimento da linha preenchida pelo ar e L não é alterado porque a permeabilidade magnética do meio, μ_0 , não é alterada quando o dielétrico é substituído pelo ar. A partir das Expressões (2.1), (2.6) e (2.7), chega-se a

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_a}}. \quad (2.8)$$

Então, se for possível calcular a capacitância por unidade de comprimento para a microfita, com e sem a presença do substrato dielétrico, pode-se calcular também a impedância característica da linha.

Na aproximação quase-estática, o substrato e o ar são substituídos por um meio homogêneo com constante dielétrica efetiva

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C_a} = \left(\frac{c}{v_f} \right)^2 \quad (2.9)$$

e a impedância característica da microfita pode ser reescrita assim

$$Z_0 = \frac{Z_{0a}}{\sqrt{\epsilon_{re}}}. \quad (2.10)$$

Em linhas em que a fita é larga, o campo elétrico encontra-se, em grande parte, confinado entre a fita e o plano de terra. Nesse caso, o valor da constante dielétrica efetiva da microfita tende ao da constante dielétrica do substrato ($\varepsilon_{re} \rightarrow \varepsilon_r$). Por outro lado, em linhas de transmissão em que a fita é mais fina, o campo elétrico é distribuído quase que igualmente entre o ar e o substrato.

Utilizando a análise quase-estática, chega-se a expressões analíticas para o cálculo, com precisão melhor que 1%, da constante dielétrica efetiva e da impedância característica de uma linha de transmissão de microfita [26]. Para $W/h \leq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0,5} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right], \quad (2.11)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right). \quad (2.12)$$

Para $W/h > 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0,5}, \quad (2.13)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1}. \quad (2.14)$$

Outras expressões para ε_{re} e Z_0 com precisão de até 0,2% podem ser encontradas na literatura, mas as apresentadas nesta seção (Expressões 2.11 a 2.14) são suficientes para o desenvolvimento dos estudos desta Tese de Doutorado, pois o refinamento dos resultados será realizado por *software* de simulação eletromagnética.

O efeito da espessura da fita condutora (t), que não foi levado em consideração nesta análise, também é discutido por alguns autores. Como, na prática, t normalmente é muito menor que h , seu efeito é insignificante nas expressões para ε_{re} e Z_0 . Contudo, deve ser levado em consideração no cálculo das perdas de uma linha de microfita.

Uma vez determinada a constante dielétrica efetiva (ε_{re}), o comprimento de onda guiado do modo quase-TEM da microfita é dado por

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}, \quad (2.15)$$

em que λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre na frequência de operação f . Como normalmente a microfita é projetada para operar na faixa de GHz, a Expressão (2.15) pode ser reescrita de forma mais conveniente:

$$\lambda_{g-mm} = \frac{300}{f_{GHz} \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm}, \quad (2.16)$$

em que λ_{g-mm} é o comprimento de onda guiado em mm e f_{GHz} é a frequência de operação em GHz. A constante de propagação associada β e a velocidade de fase v_f podem ser determinadas por

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.17)$$

e

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}}, \quad (2.18)$$

em que $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular de operação em rad/s e $c \approx 3 \times 10^8$ m/s é a velocidade da luz no espaço livre. O comprimento elétrico θ para um dado comprimento físico l da microfita é definido por

$$\theta = \beta l, \quad (2.19)$$

com θ dado em rad. Quando $l = \lambda_g/4$ (um quarto do comprimento de onda guiado), $\theta = \pi/2$ e quando $l = \lambda_g/2$ (meio comprimento de onda guiado), $\theta = \pi$. Finalmente, é possível determinar o atraso de propagação (*propagation delay*) de uma microfita [29]

$$\tau_d = \frac{l}{v_f}. \quad (2.20)$$

O atraso de propagação, τ_d , é o parâmetro mais importante no projeto de microfitas utilizadas em linhas de atraso, como as de um interferômetro. O dimensionamento deste parâmetro de uma microfita leva ao controle direto da resposta de saída do interferômetro.

2.1.2 Dispersão e Perdas numa Microfita

A dispersão existe na microfita porque a velocidade de fase de uma onda propagando-se por ela não é constante, mas sim dependente da frequência. Assim, sua constante dielétrica efetiva e sua impedância característica podem ser reescritas como funções da frequência, $\epsilon_{re}(f)$ e $Z_0(f)$, respectivamente. As expressões anteriores para ϵ_{re} e Z_0 são obtidas com base na aproximação quase-TEM (modelo quase-estático) e, portanto, fornecem bons resultados para baixas frequências ou DC (*Direct Current*). O efeito da dispersão na impedância característica da microfita pode ser estimado por [26]

$$Z_0(f) = Z_0 \frac{\varepsilon_{re}(f) - 1}{\varepsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_{re}(f)}}, \quad (2.21)$$

em que f é a frequência, Z_0 e ε_{re} são os valores quase-estáticos da impedância característica e da constante dielétrica efetiva, respectivamente.

As perdas em uma microfita compreendem as perdas no condutor, as perdas no dielétrico, as perdas por radiação e as perdas magnéticas. Essas últimas só são significativas para substratos magnéticos, como ferrites.

Uma expressão simples para estimar a atenuação produzida pelas perdas no condutor é dada por [26]

$$\alpha_c = \frac{8,686R_s}{Z_0W} \text{ dB/m}, \quad (2.22)$$

em que Z_0 é a impedância característica da microfita, W é a largura de sua fita condutora e R_s representa a resistência de superfície em $\Omega/\text{quadrado}$ para a fita condutora e o plano de terra, dada por

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}, \quad (2.23)$$

em que σ é a condutividade elétrica do condutor, μ_0 é a permeabilidade magnética do espaço livre e ω é a frequência angular.

A atenuação relativa às perdas dielétricas na microfita podem ser determinadas por [29]

$$\alpha_d = 8,868\pi \left(\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_r - 1} \right) \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{\text{tg} \delta}{\lambda_g} \text{ dB/m}, \quad (2.24)$$

em que ε_r é o valor da constante dielétrica do substrato, $\text{tg} \delta$ é a tangente de perdas do substrato dielétrico e λ_g é o comprimento de onda guiado da microfita.

As perdas por radiação são provocadas pelas radiações que se propagam livremente na microfita e pelas correntes induzidas no seu invólucro metálico. As radiações que se propagam no espaço livre podem ser reduzidas evitando-se descontinuidades na microfita e fitas condutoras largas. Já para minimizar as perdas provocadas pelo invólucro metálico, que afeta tanto a impedância característica quanto a constante dielétrica efetiva, adota-se uma regra simples [26]: a altura da cobertura deve ser maior que oito vezes a espessura do substrato (h) e a distância das paredes deve ser maior que cinco vezes o valor de h . Essa regra deve ser adotada inclusive nas simulações eletromagnéticas realizadas no projeto da microfita.

2.1.3 Ondas de Superfície e Modos de Ordens Superiores numa Microfita

Uma onda de superfície é um modo de propagação guiado na superfície ar-dielétrico para um substrato dielétrico posicionado sobre um plano de terra, inclusive na ausência de uma fita condutora. Para a aproximação quase-TEM, as ondas de superfície em uma microfita somente são significativas a partir da frequência [26]

$$f_s = \frac{c}{\sqrt{2\pi h \sqrt{\epsilon_r - 1}}} \operatorname{tg}^{-1}(\epsilon_r). \quad (2.25)$$

A excitação de modos de ordens superiores numa microfita podem ser evitados se sua operação for abaixo da frequência de corte do primeiro modo de ordem superior, que é dada por [26]

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} (2W + 0,8h)}. \quad (2.26)$$

Na prática, o menor valor (o pior caso) entre as duas frequências, f_s e f_c , dadas por (2.24) e (2.25), é escolhido como o limite superior da frequência de operação da linha de microfita.

2.2 Divisores/Combinadores de Potência

Os divisores/combinadores são dispositivos passivos de RF/micro-ondas usados para dividir a potência de um sinal de entrada em duas ou mais saídas, ou combinar as potências de duas ou mais entradas em uma saída, Figura 2.2. Na divisão de potência, as potências de saída ($P_2, P_3, P_4, \dots P_n$) sempre apresentam valores menores que a potência da entrada (P_1), assim, os fatores de divisão ($D_2, D_3, D_4, \dots D_n$) são sempre menores que 1. A soma desses fatores é igual à unidade e a soma das potências de saída é igual ao valor da potência de entrada do divisor. Comumente os divisores apresentam os fatores de divisão iguais

$$D_2 = D_3 = D_4 = \dots = D_n = \frac{1}{n-1}, \quad (2.27)$$

fazendo com que as potências de saída também sejam iguais

$$P_2 = P_3 = P_4 = \dots = P_n = \frac{P_1}{n-1}. \quad (2.28)$$

Para o caso da combinação de sinais, a potência de saída (P_1) será a soma das potências das entradas ($P_2, P_3, P_4, \dots, P_n$), como pode ser visto na Figura 2.2.

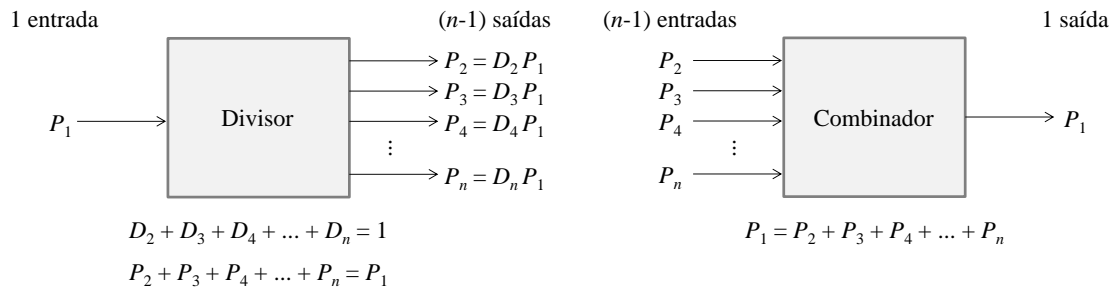


Figura 2.2 – Divisor/combinador de potência.

O divisor de potência de Wilkinson [30] provavelmente é o divisor/combinador mais conhecido e muito comum em aplicações para a faixa de micro-ondas por sua simplicidade de projeto [25, 30-32]. O divisor de Wilkinson surgiu com o objetivo de eliminar alguns problemas que outros divisores apresentam. Por exemplo, o divisor de junção-T sem perdas sofre com o descasamento entre as suas portas. Além do mais, não apresenta nenhum isolamento entre as portas de saída. Outro divisor que apresenta características não desejadas é o divisor resistivo, que, embora possa ter suas portas todas casadas, apresenta perdas bastante significativas. Assim, o divisor de Wilkinson vem diminuir os efeitos desses problemas apresentando-se como um dispositivo sem perdas quando as portas de saída encontram-se casadas, dissipando apenas a potência refletida.

Outra classe de circuito bastante utilizada como divisor/combinador são as híbridas de três portas (*Three-Port TEM-Mode Hybrids*) [12, 33]. Um sinal com potência P_1 atinge a porta de entrada e emerge com potências (P_2 e P_3) e fases iguais nas duas portas de saída, como no divisor da Figura 2.2 fazendo $n = 3$, assim

$$D_2 = D_3 = \frac{1}{2} \quad (2.29)$$

e

$$P_2 = P_3 = \frac{P_1}{2}. \quad (2.30)$$

Esse tipo de circuito também é conhecido como divisor de 3 dB ou híbrida de 3 dB, pois metade da potência de entrada é entregue em cada saída, ou cada saída fornece a potência de entrada 3 dB abaixo. As perdas por retorno de todas as portas são muito baixas e a isolamento entre as portas de saída é alta, como no divisor de Wilkinson. Devido

a sua característica de reciprocidade, esse circuito também funciona como um combinador de potências de dois sinais de entrada, como no da Figura 2.2 fazendo $n = 3$ ($P_1 = P_2 + P_3$).

Pode-se estabelecer a seguinte matriz de espalhamento (*Scattering matrix*) para um divisor/combinador de 3 dB ideal (sem perdas) [25]:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{j}{\sqrt{2}} \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Os resultados da matriz foram obtidos para todas as portas casadas, ou seja, terminadas por cargas casadas. Assim, as perdas de retorno são nulas, $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$, e a isolamento entre as saídas é perfeita, ou o acoplamento entre as saídas é nulo, $S_{23} = S_{32} = 0$. É importante também notar a simetria do circuito devido à sua reciprocidade, $S_{12} = S_{21}$ e $S_{13} = S_{31}$, e a simetria devido ao balanceamento das saídas (3 dB), $S_{21} = S_{31}$.

Os divisores/combinadores de 3dB apresentados (Wilkinson e híbrida de três portas) utilizam uma seção de $\lambda/4$ na frequência central de operação (f_0) para realizar o casamento de impedâncias do circuito. Por esse motivo, apresentam uma largura de banda de operação limitada pela seção de $\lambda/4$ em $1f_0$ ($0,5f_0$ a $1,5f_0$), não sendo recomendados para aplicações banda larga. Uma solução é aumentar o número de seções, melhorando consideravelmente a largura da banda de operação. Um divisor/combinador de 3 dB com duas seções de $\lambda/4$ pode apresentar uma largura de banda de operação de $1,5f_0$ ($0,25f_0$ a $1,75f_0$) ou, até mesmo, $2f_0$ ($0,01f_0$ a $2f_0$) [33]. Na Figura 2.3 é possível ver o circuito de uma híbrida de 3dB com duas seções de $\lambda/4$ projetada para operação em f_0 e largura de banda de $1,5f_0$.

Ainda na Figura 2.3, Z_0 é a impedância de casamento das portas, em sistemas de RF/micro-ondas esse valor quase sempre é 50Ω . Z_1 e Z_2 são as impedâncias características das seções de $\lambda/4$ e valem $1,1998Z_0$ e $1,6670Z_0$, respectivamente [33]. R_1 e R_2 são os resistores responsáveis pelo casamento de impedâncias no funcionamento do combinador e pela isolamento entre as portas de saída, seus valores são $5,3163Z_0$ e $1,8643Z_0$, respectivamente [33].

Um divisor/combinador de 3 dB foi desenvolvido, durante os trabalhos desta Tese, para ser integrado a linhas de atraso formando um interferômetro, componente

mais importante de um sistema IFM. O estudo do interferômetro é realizado na seção seguinte.

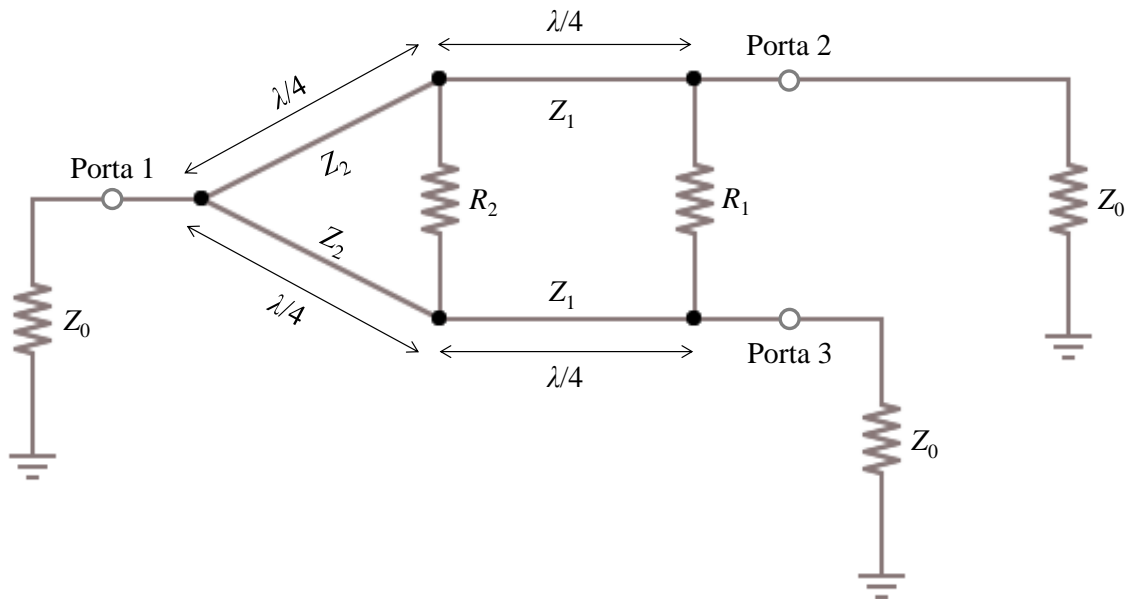


Figura 2.3 – Circuito de um divisor/combinador de 3 dB com duas seções de $\lambda/4$.

2.3 Interferômetros

O princípio de determinação de frequência ou de comprimentos de onda de sinais desconhecidos através de interferometria é antigo no eletromagnetismo, seja na faixa de micro-ondas ou óptica. O interferômetro é um dispositivo que contém dois caminhos defasadores, que causam atrasos de propagação diferentes em um sinal. A Figura 2.4 mostra o circuito de um interferômetro típico.

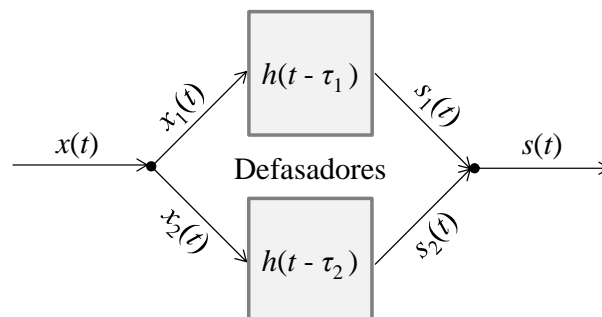


Figura 2.4 – Circuito de um interferômetro típico.

O sinal de entrada $x(t)$ é dividido em dois sinais, $x_1(t)$ e $x_2(t)$. O sinal $x_1(t)$ percorre o defasador com atraso de propagação τ_1 e gera o sinal $s_1(t)$. Por sua vez, $x_2(t)$ atravessa o defasador com atraso τ_2 , gerando $s_2(t)$. Os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ são, então, combinados resultando no sinal de saída $s(t)$. A diferença de atraso de propagação existente entre os defasadores faz com que os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ apresentem uma diferença de fase. Devido a essa defasagem, a amplitude de $s(t)$ possui máximos e mínimos de interferência que dependem da frequência de $x(t)$.

Considerando-se que o sinal $x(t)$ seja um tom senoidal de amplitude unitária e que esse sinal atinge um divisor de potência de 3 dB, tem-se

$$x(t) = \text{sen}(\omega t) \quad (2.32)$$

e

$$x_1(t) = x_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} x(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{sen}(\omega t), \quad (2.33)$$

ω é a frequência angular do sinal em radianos por segundo, $\omega = 2\pi f$. Admitindo-se que os defasadores sejam linhas de atraso (longas linhas de transmissão) sem perdas, os sinais $x_1(t)$ e $x_2(t)$, após percorrerem essas linhas tornam-se, respectivamente,

$$s_1(t) = x_1(t - \tau_1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_1) \quad (2.34)$$

e

$$s_2(t) = x_2(t - \tau_2) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_2), \quad (2.35)$$

τ_1 e τ_2 são os atrasos de propagação dessas linhas. Os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ passam por um combinador de potências e o sinal de saída é dado, então, por

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} s_1(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} s_2(t) = \frac{1}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_1) + \frac{1}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_2). \quad (2.36)$$

Após algumas manipulações algébricas utilizando identidades trigonométricas, é possível reescrever a Expressão (2.36) da seguinte forma

$$s(t) = \cos\left(\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}\right). \quad (2.37)$$

Analisando a Expressão (2.37), observa-se que o termo em seno corresponde à parte harmônica, enquanto que o termo em cosseno representa a amplitude de $s(t)$. Sendo assim, os máximos de amplitude do sinal de saída do interferômetro ocorrem nas frequências

$$f_{máx,n} = \left| \frac{n}{\tau_2 - \tau_1} \right|, \quad (2.38)$$

para $n = 1, 2, 3, \dots$ e $n \neq 0$, pois não leva a uma solução física. O módulo utilizado na Expressão (2.38) é para que $f_{máx,n}$ não assuma valores negativos, uma vez que τ_2 pode ser menor que τ_1 , o importante é a diferença entre os atrasos. Por outro lado, os mínimos ocorrem nas frequências

$$f_{mín,n} = \left| \frac{n - \frac{1}{2}}{\tau_2 - \tau_1} \right|, \quad (2.39)$$

para $n = 1, 2, 3, \dots$ e $n \neq 0$, pois não leva a uma solução física. A distância entre dois máximos ou mínimos consecutivos é

$$\Delta f_{máx} = \Delta f_{mín} = \left| \frac{1}{\Delta \tau_{2,1}} \right|, \quad (2.40)$$

$\Delta \tau_{2,1}$ é a diferença entre os atrasos τ_2 e τ_1 ($\Delta \tau_{2,1} = \tau_2 - \tau_1$).

Utilizando as Expressões (2.38) a (2.40), a diferença entre os tempos de atraso, $\Delta \tau_{2,1}$, pode ser modificada de forma a ajustar a localização de um máximo ou de um mínimo de amplitude no domínio da frequência. A resposta em frequência de um interferômetro é similar à de um discriminador de um sistema IFM simples, daí sua grande utilização nesses sistemas.

Nesta Tese, quatro estruturas de interferômetros fixos e um reconfigurável foram desenvolvidos em parceria com o CTTC (*Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya*) em Barcelona, Espanha. Todos os interferômetros foram concebidos em microfita e operam na faixa de frequência de 1 a 4 GHz (bandas L e S).

2.4 Detectores de Micro-ondas

O clássico diodo de junção P-N (P, portadores de cargas positivas; N, portadores de cargas negativas) comumente utilizado em baixas frequências possui uma capacitância de junção relativamente alta, o que torna impraticável sua aplicação em frequências altas. Entretanto, o diodo de barreira curta de Schottky (LBSD, *Low Barrier Schottky Diode*) baseia-se em uma junção semiconductor-metal que resulta em uma capacitância de junção muito menor. Por isso, os LBSDs também são conhecidos como diodos de RF/micro-ondas. A principal aplicação de diodos desse tipo é na conversão de

frequência de sinais: retificação (conversão para DC), detecção (demodulação de um sinal modulado em amplitude) e mistura de sinais (*mixing, frequency shifting*). Esses diodos podem ser encapsulados em formato cilíndrico, na forma de *chip* planar (SMD, *Surface-Mount Device*) ou integrados com outros componentes em um único substrato semiconductor para fabricação de MMICs [25].

Os detectores de micro-ondas utilizam o comportamento do LBSD na região quadrática para fornecer em sua saída uma tensão DC, geralmente em mV, proporcional à potência do sinal de sua entrada (W ou dBm). É possível encontrar detectores LBSD comerciais de alto desempenho que abrangem a faixa de 10 MHz a 26,5 GHz. Esses dispositivos são amplamente utilizados na detecção de sinais CW ou pulsados, leitura de níveis numa geração de varredura e medição da resposta em frequência de outros dispositivos de micro-ondas. Esses detectores não requerem polarização DC e podem ser usados com osciloscópios comuns, dessa forma, sua simplicidade de operação e bom desempenho em banda larga tornam-lhes acessórios de medição bastante úteis.

A Figura 2.5 mostra um detector de micro-ondas LBSD sendo usado no processo de recepção de sinais, ele é o elemento responsável pela detecção de sinal na entrada do sistema e envio ao bloco “Receptor IFM digital” informação sobre a presença de sinal e sua intensidade.

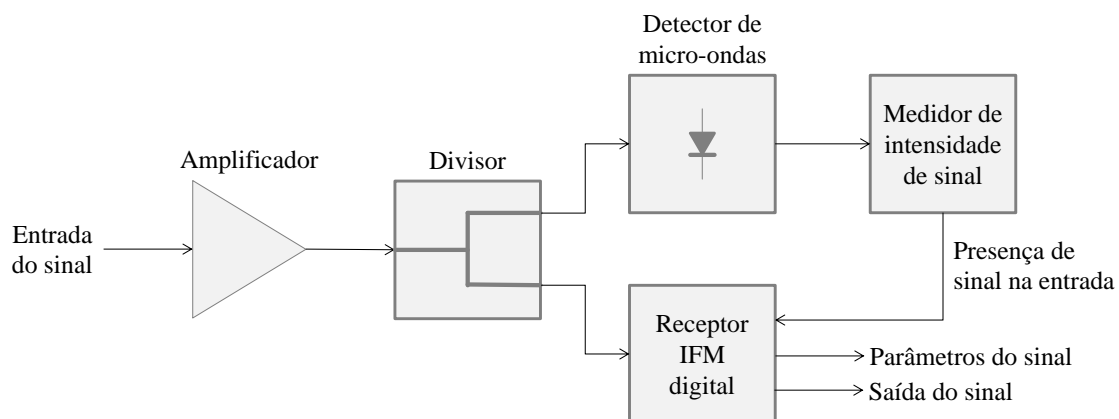


Figura 2.5 – Diagrama em blocos de um processo de recepção de sinais usando detector de micro-ondas LBSD.

Na Figura 2.6, é possível ver o circuito equivalente de um detector de micro-ondas. Sua entrada tem uma carga casada de 50Ω e conector do tipo SMA ou N. Em sua saída pode-se observar um capacitor de *by-pass* com a função de eliminar os sinais de frequência alta. A impedância de saída é em torno de $1 \text{ k}\Omega$ e o conector utilizado é

do tipo BNC, que deve ser ligado a um osciloscópio ou outro instrumento de medição de tensão. Entre a saída e a entrada encontra-se o LBSD (*Low Barrier Schottky Diode*) destacado pelo retângulo tracejado, representado pelo seu modelo para pequenos sinais. O modelo do LBSD consiste em uma fonte de tensão DC em série com uma impedância, a fonte representa o funcionamento do diodo em sua região quadrática e é proporcional à intensidade da potência dissipada na carga de entrada.

Nesta Tese, detectores de micro-ondas LBSD comerciais foram acoplados nas saídas dos interferômetros para realizarem a etapa de detecção do sistema IFM proposto. Discussões mais detalhadas serão feitas no capítulo seguinte.

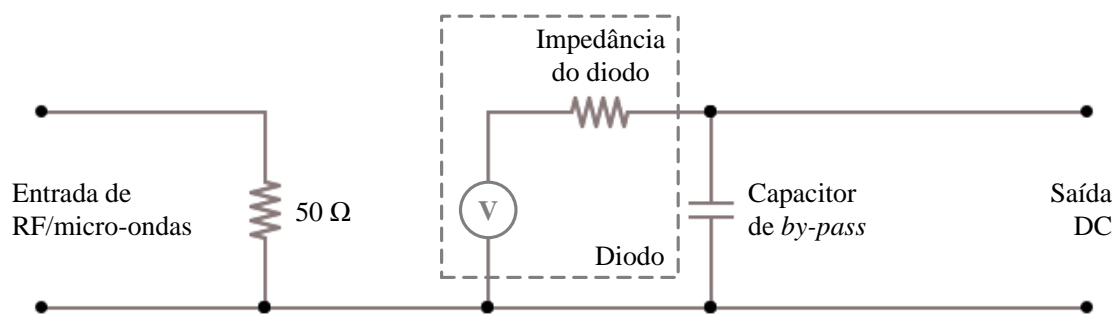


Figura 2.6 – Circuito equivalente de um detector de micro-ondas.

2.5 Circuitos e Dispositivos Reconfiguráveis

Filtros de micro-ondas reconfiguráveis fazem com que transceptores de micro-ondas sejam adaptáveis a múltiplas faixas de operação utilizando um único filtro, o que é altamente desejável nos sistemas de comunicações modernos. Filtros sintonizáveis, ou reconfiguráveis, podem substituir a necessidade de comutação entre vários filtros de resposta fixa. Esses filtros sintonizáveis são conseguidos a partir da introdução de elementos ou componentes ajustáveis a partir de sua integração ao restante do filtro [24].

Os filtros reconfiguráveis de micro-ondas podem ser divididos em dois grupos: filtros com ajuste discreto e filtros com ajuste contínuo. Filtros que apresentam ajuste ou sintonia discreta geralmente usam diodos PIN (P, portadores de cargas positivas; I, camada intrínseca; N, portadores de cargas negativas) ou chaves MEMS (*Microelectromechanic System*). Por outro lado, filtros que utilizam diodos varactores (*varicaps*), capacitores MEMS, materiais ferroelétricos ou ferromagnéticos são geralmente filtros de ajuste contínuo. Os filtros reconfiguráveis também podem

apresentar simultaneamente os dois tipos de ajustes, discreto e contínuo, a partir da introdução dos diversos elementos já citados.

Diodos PIN e circuitos de controle e polarização foram utilizados no desenvolvimento do interferômetro reconfigurável que é apresentado nesta Tese nos capítulos seguintes. A seção seguinte trata dos conceitos teóricos envolvidos no estudo de diodos PIN e circuitos de controle.

2.5.1 Diodos PIN e Circuitos de Controle

Chaves de RF/micro-ondas estão cada vez mais comuns nos dias atuais, elas são utilizadas para direcionar um sinal ou um fluxo de potência para diferentes destinos. Essas chaves também podem ser usadas para construir outros tipos de circuitos de controle, como defasadores e atenuadores [25]. Chaves de RF/micro-ondas podem ser de dois tipos: mecânicas ou eletrônicas. As mecânicas são feitas a partir de guias de onda ou estruturas coaxiais, operam em altas potências, mas em compensação apresentam dimensões grandes e são lentas no referente à velocidade de chaveamento. As eletrônicas são construídas com diodos PIN ou transistores de alta frequência, podem ser facilmente integradas a circuitos planares, como os baseados em microfita, além de serem capazes de operar em alta velocidade (alta frequência de chaveamento).

O diodo PIN apresenta uma curva característica $V \times I$ (tensão versus corrente) que faz dele um bom elemento para chaveamento de RF/micro-ondas. Quando polarizado reversamente por uma tensão DC (*reverse DC bias*), uma pequena capacitância de junção leva sua impedância a um valor relativamente alto (estado de alta impedância ou estado OFF); enquanto uma polarização direta (*forward DC bias*) faz com que a corrente que o atravessa remova a capacitância de junção e o leve para um estado de baixa impedância (estado ON). Circuitos equivalentes para esses dois estados do diodo PIN podem ser vistos na Figura 2.7; onde C_j representa a capacitância de junção e R_r a resistência na polarização reversa, L_i é a indutância da camada intrínseca e R_d a resistência na polarização direta. Valores típicos para essas grandezas de um diodo PIN são: $C_j = 1$ pF; $R_r = 5$ Ω ; $L_i = 0,5$ nH; $R_d = 1$ Ω . Esses circuitos equivalentes não incluem os efeitos parasitas devido ao encapsulamento do diodo, efeitos esses que podem ser importantes. Pode-se aplicar um modelo de regressão de circuito RLC (Resistor, Indutor, Capacitor) aos dados experimentais de um diodo PIN comercial para

se obter esses parâmetros levando-se em conta os efeitos de seu encapsulamento. A corrente de polarização direta típica de um diodo PIN fica entre 10 e 30 mA e a tensão de polarização reversa é tipicamente entre 40 e 60 V. O sinal de polarização DC deve ser aplicado ao diodo através de indutores de bloqueio de RF/micro-ondas (*RF chokes*), que devem apresentar uma impedância muito alta na frequência de operação do circuito. Capacitores de bloqueio do sinal DC (*DC blocks*) devem ser usados para isolar a polarização do sinal de RF/micro-ondas, esses capacitores, por sua vez, devem ter uma impedância muito baixa para a frequência de operação do circuito.

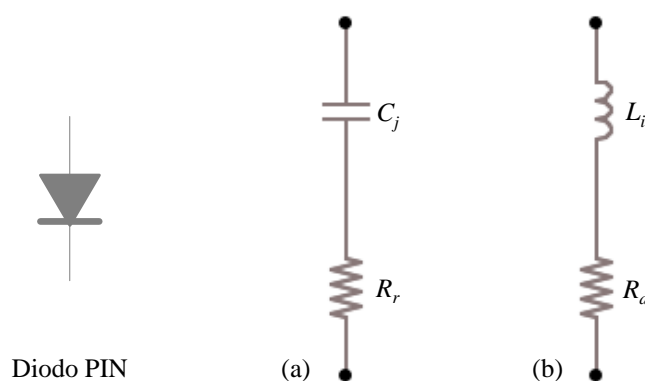


Figura 2.7 – Circuitos equivalentes para os dois estados de um diodo PIN: (a) polarização reversa, estado de alta impedância ou estado OFF; (b) polarização direta, estado de baixa impedância ou estado ON.

O diodo PIN pode ser usado para construir uma chave de RF/micro-ondas com uma entrada e duas saídas ou chave SPDT (*Single-Pole Double-Throw switch*), esse circuito é mostrado na Figura 2.8. Quando o diodo PIN 1 encontra-se polarizado diretamente (estado ON) e o diodo PIN 2 reversamente (estado OFF), o sinal de entrada atinge a saída 1. Quando a situação é inversa, ou seja, diodo PIN 1 no estado OFF e diodo PIN 2 no estado ON, o sinal de entrada é entregue à saída 2. Quando os dois diodos estão polarizados diretamente (estado ON), a chave comporta-se como um divisor de potência com duas saídas. E por último, no caso dos dois diodos estarem com polarização reversa (estado OFF), nenhuma saída receberá o sinal de entrada. Indutores *RF chokes* foram utilizados para evitar que o sinal de RF/micro-ondas atinja as fontes de tensão das portas de polarização DC. Capacitores *DC blocks* também foram usados para evitar que o sinal DC das portas de polarização atinjam a entrada ou alguma das saídas de RF/micro-ondas.

Idealmente o diodo PIN não deveria ter nenhuma perda por inserção no estado ON e deveria apresentar atenuação infinita no estado OFF. Na prática isso não acontece, algumas perdas por inserção são identificadas no estado ON e a atenuação é finita no estado OFF. Daí a importância de se conhecer os parâmetros de seu circuito equivalente e saber seu comportamento na frequência central e em toda a banda de operação do circuito de chaveamento.

Nesta Tese, diodos PIN foram utilizados na construção de chaves de RF/micro-ondas com uma entrada e quatro saídas (chaves SP4T, *Single-Pole Quadruple-Throw switches*) para serem usadas no interferômetro reconfigurável.

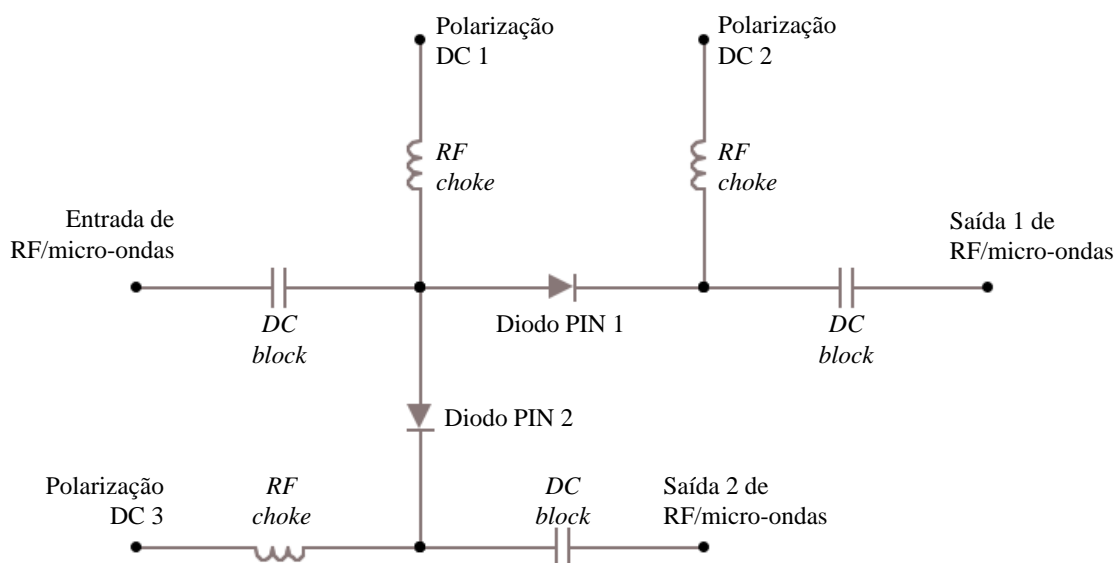


Figura 2.8 – Chave de RF/micro-ondas com uma entrada e duas saídas (SPDT) construída a partir de dois diodos PIN.

2.6 Simulação Eletromagnética

Atualmente existem grandes avanços no projeto de circuitos e dispositivos de RF/micro-ondas com auxílio computacional (CAD, *Computer-Aided Design*), particularmente em simulações eletromagnéticas (EM) de onda completa. O CAD é empregado, tanto em *softwares* comerciais, quanto domésticos de aplicações específicas, e são utilizados na simulação, modelagem, projeto e validação de circuitos e dispositivos de micro-ondas [26]. Em outras palavras, qualquer projeto que envolva o uso de computadores pode ser definido como CAD, isso inclui simulação e/ou otimização computacional.

A simulação EM de onda completa resolve as Equações de Maxwell com condições de contorno impostas pela estrutura de RF/micro-ondas a ser modelada. Os simuladores comerciais mais comuns disponíveis no mercado usam métodos numéricos para obtenção da solução. Essas técnicas numéricas incluem o Método dos Momentos (MoM, *Method of Moments*), Método do Elemento Finito (FEM, *Finite-Element Method*), Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD, *Finite-Difference Time-Domain*) e o Método da Equação Integral de Volume (IE, *Integral Equation*). Esses simuladores EM dividem a estrutura de RF/micro-ondas em subseções ou células de 2 ou 3 dimensões (2D ou 3D) para então resolver as Equações de Maxwell sobre essas células. Células maiores implicam simulações mais rápidas ao custo de erros maiores. Os erros são minimizados usando-se células menores, em compensação o tempo de simulação aumenta consideravelmente.

Uma das principais características dos simuladores EM de onda completa é a grade ou malha de simulação (*mesh*), que está relacionada com a densidade de células, pode ser definida pelo usuário e imposta à estrutura durante a simulação. A exatidão dos resultados simulados depende diretamente de quão fina ou densa é a malha, que influencia no ponto de convergência da técnica numérica utilizada, em especial FEM e FDTD, pelo simulador EM. Falando de um modo geral, quanto mais fina ou densa for a malha (célula de tamanho menor), mais exatos serão os resultados da simulação, mais demorados os tempos de simulação e maior a memória computacional exigida. Por essa razão, torna-se muito importante considerar o quão pequeno deve ser o tamanho de uma célula para que se obtenham soluções precisas de um simulador EM. Os simuladores comerciais atuais permitem que o usuário selecione a densidade de malha para regiões diferentes do circuito, ou que a densidade seja definida automaticamente e de forma dinâmica pelo próprio simulador, isso aperfeiçoa os resultados e o tempo de simulação.

Para verificar a exatidão da análise eletromagnética, resultados simulados com diferentes tamanhos de célula foram comparados a resultados medidos [26]. Uma boa concordância foi observada, exceto por um pequeno deslocamento de frequência entre as respostas medidas e simuladas, que, provavelmente, foi causado pelas tolerâncias de fabricação (qualidade do processo de fabricação, dos componentes e da solda), tolerâncias do material dielétrico e/ou pela suposição da espessura zero da fita metálica adotada pelo simulador EM.

Na prática, o que se faz para aumentar a velocidade de simulação de uma estrutura sem perder precisão é dividi-la em partes e simular essas partes

individualmente. Essa técnica é conhecida como co-simulação e o resultado final da estrutura é inteiramente baseado nos resultados individuais das partes reagrupadas. A simulação da estrutura inteira pode ser executada para confirmação das respostas da estrutura dividida.

Nesta Tese, a ferramenta computacional *Mathcad* foi utilizada para realizar o projeto inicial pela aproximação quase-TEM de todas as linhas de microfita necessárias. As linhas de comando do programa desenvolvido podem ser vistas no Anexo. Então, outra plataforma computacional realizou a análise de onda completa das linhas de microfita, circuitos e dispositivos envolvidos. O simulador EM foi o *Momentum 3D Planar* que faz parte do *software ADS (Advanced Design System®)*, desenvolvido e comercializado pela empresa Agilent Technologies. O *Momentum* utiliza o MoM para realizar sua análise 3D de onda completa e disponibiliza um ajuste adaptativo para a malha, otimizando tempo, precisão e capacidade de simulação.

O ADS é um dos *softwares* de simulação EM mais utilizados no mundo por instituições acadêmicas e indústrias para o desenvolvimento de soluções nas áreas de comunicações sem fio (*wireless*), processamento digital de alta velocidade, engenharia aeroespacial e eletrônica para fins militares (EW). Suas ferramentas computacionais possibilitam ao usuário criar uma estrutura tridimensional, simulá-la e visualizar os resultados da simulação. A ferramenta de criação e edição de projetos consiste em uma interface gráfica amigável que permite ao usuário entrar com o circuito desejado e outros parâmetros, como a condutância da metalização, a constante dielétrica e a tangente de perdas do substrato dielétrico. O simulador realiza, então, a conversão do circuito para a estrutura 3D equivalente para, posteriormente, proceder com a simulação EM. O simulador ainda utiliza a técnica de co-simulação permitindo que elementos e componentes, como resistores e diodos PIN, sejam integrados à estrutura de RF/micro-ondas durante a simulação.

2.7 Técnicas de Fabricação e Montagem

O Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas (DES) da UFPE dispõe de uma máquina de prototipagem de placas de circuitos impressos (*PCB Prototype Machine*) do fabricante EverprecisionTM, modelo EP2006H. Após a simulação da estrutura a ser fabricada, seu desenho deve ser convertido para um arquivo

de formato DXF (*Drawing Exchange Format*) que, por sua vez, é interpretado pelo *software* da máquina. Então, a placa sofre um processo de fresagem com ferramentas que variam de 0,5 a 1,5 mm de diâmetro, resultando no circuito impresso. Essa máquina possibilita a reprodução de placas de circuitos impressos cuja menor largura de trilha ou distância entre trilhas seja de até 0,15 mm (150 μm). Para valores menores que este último, torna-se difícil a reprodução exata das dimensões do arquivo DXF. Além disso, por serem muito delicadas, as fresas se desgastam rápido e a qualidade do trabalho final tende a cair se o mesmo conjunto de fresas for usado constantemente. Outros problemas observados são no tocante ao serrilhamento das bordas das trilhas e à retirada indevida de parte do dielétrico junto com a camada metálica.

O CTTC (*Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya*) dispõe de uma máquina de prototipagem de placas de circuitos impressos a laser (*LPKF Protolaser S Machine*) da empresa LPKF. Essa máquina possibilita a confecção de placas de circuito impresso cuja menor largura de trilha ou distância entre trilhas seja de até 0,05 mm (50 μm) e a qualidade do trabalho final chega a ser muito superior a da máquina de fresagem, não se observando o serrilhamento das bordas das trilhas.

Outro processo que apresenta também bons resultados com respeito à qualidade final e à resolução de trilhas e espaçamentos é o fotolitográfico. Uma máscara polímera contendo o desenho com dimensões fieis do circuito é impressa e aplicada sobre uma das faces metalizadas do substrato, que é levado a uma câmara escura. Nessa câmara, uma luz atinge a face do substrato que contem a máscara e modifica algumas propriedades dos trechos de metalização iluminados. O substrato é colocado, então, submerso em uma solução corrosiva para ser revelado. Os trechos de metalização que tiveram suas propriedades alteradas em contato com essa solução desprendem-se do substrato, revelando a imagem que é uma cópia fiel do circuito impresso. Esse processo possibilita a confecção de placas de circuito impresso de larguras de trilha ou distância entre trilhas menores até que 0,1 mm (100 μm) e a qualidade do trabalho final é muito satisfatória para aplicações na faixa de micro-ondas. No processo fotolitográfico não se observa o serrilhamento das bordas das trilhas, nem a retirada indevida de parte do dielétrico junto com a camada metálica.

Após a fabricação do circuito impresso executada por um desses processos citados, as placas são limpas para a retirada de resíduos de metalização. Então, os conectores do tipo SMA de 50 Ω de impedância característica são soldados nas portas dos circuitos da seguinte forma: o pino central do conector é soldado na fita condutora

da microfita; e o corpo do conector é soldado no plano de terra da microfita. Nessa etapa, também são soldados os componentes do tipo SMD que existirem. Toda essa etapa de soldagem de conectores e componentes é realizada com o auxílio de microscópio, lupa e estação de solda com controle de temperatura.

3 MEDIÇÃO INSTANTÂNEA DE FREQUÊNCIA

O módulo discriminador de frequência é um dos diversos componentes encontrados em receptores de equipamentos de detecção de sinais de RF/micro-ondas, com aplicações civis e militares. Sua função é determinar a frequência do sinal de entrada a partir da correlação entre uma amostra desse sinal e outra atrasada em uma determinada quantidade de tempo.

Em virtude do caráter sigiloso das aplicações militares do discriminador de frequência, seu estudo ficou durante muito tempo confinado ao universo de pesquisadores militares e de empresas que trabalhavam em projetos sob encomenda, sem poderem divulgar informações sobre sua estrutura ou configuração. Por causa disso, existe uma carência muito grande de literatura sobre esse circuito não somente em língua portuguesa, mas também em outros idiomas [1].

Os discriminadores de frequência são utilizados em diversos equipamentos civis e militares, dentre os quais: receptores *bluetooth*, satélites, radares de prevenção de colisão e equipamentos eletrônicos para fins militares (EW, *Electronic Warfare*). Detalhes sobre sistemas que utilizam os discriminadores de frequência encontram-se na literatura [34-39].

Os discriminadores de frequência podem ser subdivididos em dois grupos: analógicos e digitais. Os discriminadores analógicos de frequência (AFDs, *Analog Frequency Discriminators*) geram como saída um sinal analógico proporcional à frequência; enquanto os discriminadores digitais de frequência (DFDs, *Digital Frequency Discriminators*) geram uma palavra digital binária (PDW, *Pulse Descriptor Word*). Discriminadores analógicos podem ser encontrados dentro de um DFD, suas saídas analógicas passam por conversores analógico-digitais de 1 bit (ADCs, *1-bit Analog-to-Digital Converters*), tornando-se a saída digital do DFD. O diagrama em blocos de um DFD com 4 *bits* de saída formado a partir de 4 AFDs pode ser visto na Figura 3.1, em que B_1 a B_4 são os *bits* 1 a 4 da saída digital, respectivamente, e podem assumir valores lógicos '0' ou '1'. A PDW de saída é $B_1B_2B_3B_4$, sendo B_1 o *bit* mais significativo (MSB, *Most Significant Bit*) e B_4 o *bit* menos significativo (LSB, *Least Significant Bit*), sua leitura é processada de forma paralela. A Tabela 3.1 mostra a

relação das 16 PDWs possíveis com as 16 sub-bandas de frequência identificáveis de um DFD com 4 *bits* de saída e operando de 1 a 4 GHz (bandas L e S), ou seja, largura de banda de operação BW igual a 3 GHz e largura de sub-banda SBW igual a 187,5 MHz.

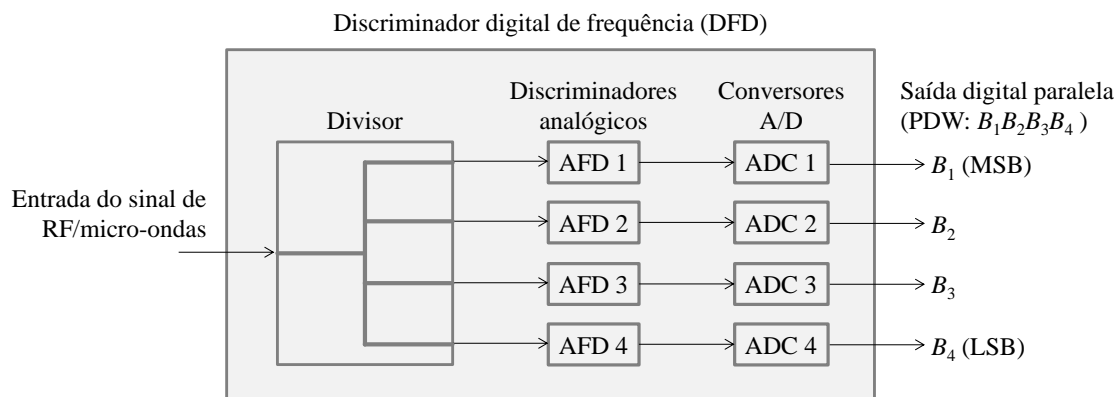


Figura 3.1 – Diagrama em blocos de um discriminador digital de frequência (DFD) com 4 bits de saída formado a partir de 4 discriminadores analógicos de frequência (AFDs).

Os DFDs comerciais comumente são encontrados para a faixa de operação de 0,5 a 40 GHz, apresentam uma saída digital de até 14 *bits*, resolução de frequência de 1,25 MHz e dimensões de 200 mm x 150 mm x 40 mm. O DFD é o componente essencial de um receptor de medição instantânea de frequência digital, ou receptor IFM (*Instantaneous Frequency Measurement*) digital.

Em seu início, há mais de meio século, um sistema IFM consistia em uma técnica simples de extração de valores digitais de frequência de RF em uma determinada banda, geralmente para sinais de entrada pulsados. Atualmente receptores IFM digitais estabeleceram-se como o núcleo da unidade de medição de frequência de adaptações ESM (*Electronic Support Measures*) de todos os principais países. Novas aquisições de sistemas ESM pelos Ministérios da Defesa de vários países para aplicações marítimas, terrestres e aéreas especificaram o IFM digital como o núcleo do componente de medição de frequência para sinais pulsados e/ou CW (*Continuous-Wave*). Progressos foram feitos para adicionar capacidade de identificar e analisar sinais simultâneos (simultaneidade na entrada) e de lidar com ambientes que apresentem sinais de alta potência (ambientes complexos) [5-13]. Atualmente sistemas baseados em IFM digital são capazes também de medir amplitude de sinais CW, amplitude (PA, *Pulse Amplitude*) e largura de pulso (PW, *Pulse Width*) de sinais pulsados, além de estimar tempo de chegada (TOA, *Time of Arrival*) do sinal, direção e distância da fonte

emissora. Avanços em processadores digitais, conversores A/D de 1 bit (ADCs, *1-bit Analog-to-Digital Converters*) e tecnologia de amostragem e armazenamento (*sample-and-hold*) estão abrindo um vasto campo de oportunidades para a digitalização direta de sinais de micro-ondas de até algumas dezenas de GHz.

Além disso, o aumento da quantidade de sistemas irradiantes faz crescer a importância de dispositivos para identificação de sinais. O sistema IFM opera em ambientes eletromagnéticos densos, proporcionando uma detecção e interceptação rápida e precisa, pois monitora, de forma simultânea, todas as frequências da banda para a qual foi projetado, sem a necessidade de fazer uma varredura de espectro, detectando instantaneamente os sinais desconhecidos.

Tabela 3.1 – Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando de 1 a 4 GHz.

$B_1B_2B_3B_4$	Sub-banda (GHz)
1 0 0 1	1,0000 – 1,1875
1 0 1 0	1,1875 – 1,3750
1 1 1 1	1,3750 – 1,5625
1 1 0 0	1,5625 – 1,7500
0 1 0 1	1,7500 – 1,9375
0 1 1 0	1,9375 – 2,1250
0 0 1 1	2,1250 – 2,3125
0 0 0 0	2,3125 – 2,5000
0 0 0 1	2,5000 – 2,6875
0 0 1 0	2,6875 – 2,8750
0 1 1 1	2,8750 – 3,0625
0 1 0 0	3,0625 – 3,2500
1 1 0 1	3,2500 – 3,4375
1 1 1 0	3,4375 – 3,6250
1 0 1 1	3,6250 – 3,8125
1 0 0 0	3,8125 – 4,0000

Um receptor IFM digital usa um DFD com vários circuitos discriminadores analógicos de banda larga (AFDs) para medir a frequência de um sinal desconhecido no formato digital através de um banco de linhas de atraso de diferentes comprimentos. Embora os sistemas IFM apresentem saída digital em PDW, o processamento analógico do sinal RF/micro-ondas de entrada é necessário para a operação em banda larga.

Os AFDs geralmente são formados por interferômetros e detectores de micro-ondas, como pode ser visto no diagrama em blocos da Figura 3.2. Os interferômetros têm a função de fornecer, em sua saída, um sinal periódico com a frequência, de modo que esse apresente uma alternância entre sub-bandas atenuadas e não atenuadas ao longo do espectro em que opere. Dessa forma, os interferômetros causam diferentes atrasos de propagação, onde os sinais atrasados são comparados com o sinal original para a identificação instantânea da frequência. Para isso, é utilizado o princípio de interferências construtivas e destrutivas. Os interferômetros trabalhados nesta Tese são baseados em linhas de atraso, como pode ser observado no diagrama em blocos da Figura 3.3.

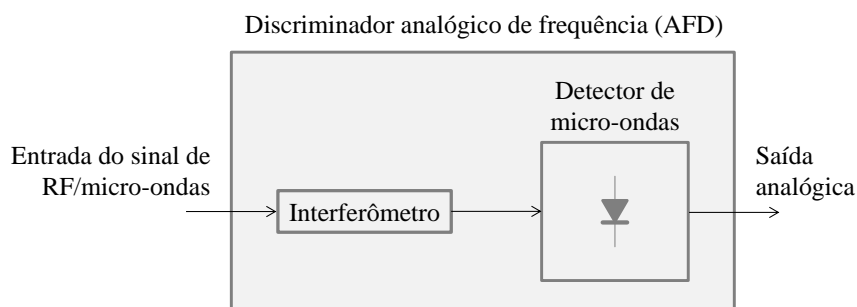


Figura 3.2 – Diagrama em blocos de um discriminador analógico de frequência (AFD) baseado em interferômetro.

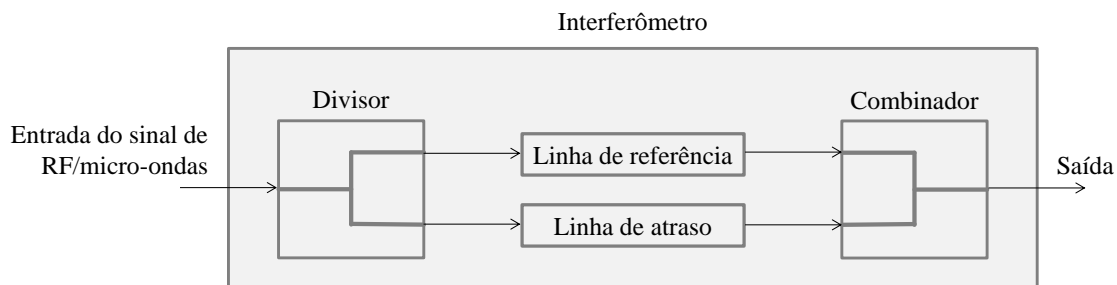


Figura 3.3 – Diagrama em blocos de um interferômetro baseado em linhas de atraso.

Esses sistemas IFM geralmente apresentam elevada precisão e boa tolerância a erros. A largura de banda de operação e a resolução em frequência de um sistema IFM

dependem dos comprimentos das linhas de atraso, tornando-as importantes elementos de um sistema IFM. A linha mais longa define a resolução do sistema, limitada pelo desempenho de medição do discriminador básico, enquanto que as linhas mais curtas progressivamente resolvem as ambiguidades de leitura das linhas mais longas. A linha mais curta, associada ao discriminador básico do sistema, define a cobertura da banda de frequência inequívoca. A qualidade dos componentes, o desenho das linhas de atraso e o processo de digitalização são fatores também importantes no controle das ambiguidades de leitura nos sistemas IFM. O diagrama em blocos de um sistema IFM digital típico pode ser visto na Figura 3.4.

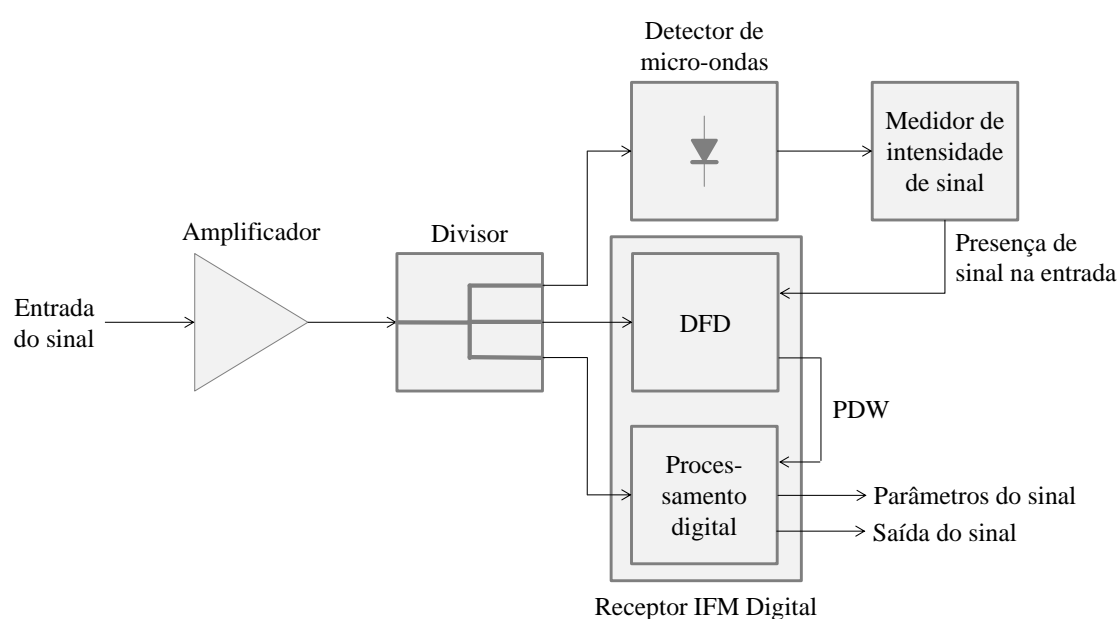


Figura 3.4 – Diagrama em blocos de um sistema IFM digital típico.

Na entrada do sistema IFM digital típico da Figura 3.4 localiza-se um amplificador limitador, que é um filtro passa-faixa ativo sintonizado na banda de operação do sistema, e tem a função de fazer um controle de ganho do sinal, de modo que sinais fortes ou fracos apresentem mesma potência no estágio seguinte. Um detector de micro-ondas é utilizado como componente principal do estágio de detecção de sinal na entrada. Um DFD recebe a informação da presença de sinal na entrada, realiza seu processamento e envia uma PDW para o bloco de processamento digital, essa PDW contém a sub-banda de frequência do sinal de entrada. O DFD associado ao bloco de processamento digital formam o bloco receptor IFM digital, que fornece em suas saídas

o sinal de entrada demodulado para ser tratado por outro sistema e seus parâmetros, como amplitude CW, PA, PW, TOA, direção e distância da fonte emissora.

Nesta Tese, foram projetados, simulados e fabricados, 4 interferômetros de microfita baseados em linhas de atraso para serem utilizados na construção de AFDs de um DFD com 4 *bits* de saída e operação nas bandas L e S (1 a 4 GHz). Um interferômetro reconfigurável também foi projetado, simulado e fabricado, em parceria com o CTTC (Barcelona, Espanha), para ser usado na construção de um AFD reconfigurável para ser utilizado em um DFD com as mesmas especificações. As seções a seguir tratam dos projetos desses interferômetros.

3.1 Discriminadores Analógicos de Frequência

Quatro interferômetros tradicionais, como visto na Figura 3.3, foram projetados, simulados e fabricados em microfita para serem utilizados na construção de 4 AFDs (discriminadores analógicos de frequência), semelhantes ao mostrado na Figura 3.2. O detector de micro-ondas LBSD (*Low Barrier Schottky Diode*) utilizado foi o 8472B do fabricante Agilent Technologies. Esse detector fornece em sua saída uma tensão DC em mV proporcional à potência de sua entrada para uma banda de 10 MHz a 18 GHz. Então é correto afirmar que o formato do sinal de saída do interferômetro, em dBm, é reproduzido na saída do detector, em mV. Essa afirmação também pode ser comprovada pela análise da Expressão (2.37) da Seção 2.3. Assim, para conhecer o comportamento da saída do AFD, basta analisar o módulo do parâmetro de espalhamento S_{21} ($|S_{21}|$) do interferômetro, em dB, assumindo que, em sua entrada, um sinal com 0 dBm de potência é injetado.

3.1.1 Projeto, Simulação e Fabricação dos Interferômetros Tradicionais

O projeto de 4 interferômetros tradicionais de microfita para serem utilizados nos AFDs seguiram as expressões apresentadas nas Seções 2.1 (Linhas de Transmissão de Microfita), 2.2 (Divisores/Combinadores de Potência) e 2.3 (Interferômetros) com o auxílio do *Mathcad*, ver Anexo. Todos esses interferômetros foram simulados no *software* ADS da Agilent Technologies (Seção 2.6) e fabricados por processo fotolitográfico (Seção 2.7).

O Interferômetro 1 que foi utilizado para construção do AFD 1 (Figura 3.1) pode ser visto em perspectiva na Figura 3.5. A Porta 1 é a porta de entrada e a Porta 2, a de saída, ambas apresentam uma impedância característica de 50Ω . Uma híbrida de 3 dB com duas seções de $\lambda/4$ (Figura 2.3 da Seção 2.2) e largura de banda de operação de $1,5f_0$ ($0,25f_0$ a $1,75f_0$), em que f_0 igual 2,5 GHz, foi utilizada como divisor na entrada do interferômetro. A seção de $\lambda/4$ terminada pelo resistor R_1 tem dois ramos em formato em “L”, cada ramo tem uma impedância característica de 84Ω e comprimento físico aproximado de 11,5 mm, equivalente a um quarto do comprimento de onda guiado ($\lambda_g/4$). A seção de $\lambda/4$ terminada pelo resistor R_2 tem dois ramos paralelos, cada ramo tem uma impedância característica de 60Ω e comprimento aproximado também de 11,5 mm ($\lambda_g/4$). A mesma híbrida foi utilizada na saída do interferômetro como um combinador de sinais. Os resistores R_1 e R_4 são iguais e valem 100Ω cada, R_2 e R_3 também são iguais e valem 220Ω cada. Todos os resistores utilizados foram do tipo SMD e com valores comerciais. Ainda na Figura 3.5, pode-se ver a linha de referência de impedância característica 50Ω , comprimento físico l_0 igual a 23 mm, aproximadamente $\lambda_g/2$, e atraso de propagação τ_{d0} aproximadamente igual a 0,2 ns. Já a linha de atraso do Interferômetro 1 apresenta uma impedância característica de 50Ω , comprimento l_1 de 47,4 mm, aproximadamente $1,03\lambda_g$, e atraso de propagação τ_{d1} aproximadamente igual a 0,4 ns.

Os Interferômetros 2, 3 e 4 seguiram o mesmo procedimento de projeto do Interferômetro 1 e se diferenciam deste apenas no comprimento da linha de atraso. As Figuras 3.6 a 3.8 mostram os Interferômetros 2 a 4 utilizados na construção dos AFDs 2 a 4, respectivamente (Figura 3.1). O comprimento físico da linha de atraso do Interferômetro 2, l_2 , é 94,8 mm, aproximadamente $2,07\lambda_g$, e seu atraso de propagação τ_{d2} é aproximadamente 0,8 ns. Já o comprimento da linha de atraso do Interferômetro 3, l_3 , é 189,6 mm, aproximadamente $4,13\lambda_g$, e seu atraso de propagação τ_{d3} é de aproximadamente 1,7 ns. Para o Interferômetro 4, o comprimento da sua linha de atraso, l_4 , é 379,2 mm, aproximadamente $8,27\lambda_g$, e seu atraso de propagação τ_{d4} é aproximadamente 3,3 ns. As dimensões dos Interferômetros 1, 2, 3 e 4 são 75,3 mm x 23,5 mm, 75,3 mm x 33,9 mm, 75,3 mm x 66,5 mm e 75,3 mm x 126,9 mm, respectivamente. A menor largura de trilha existente nos Interferômetros é de 0,3 mm, o que permite utilizar qualquer uma das técnicas de fabricação apresentadas na Seção 2.7.

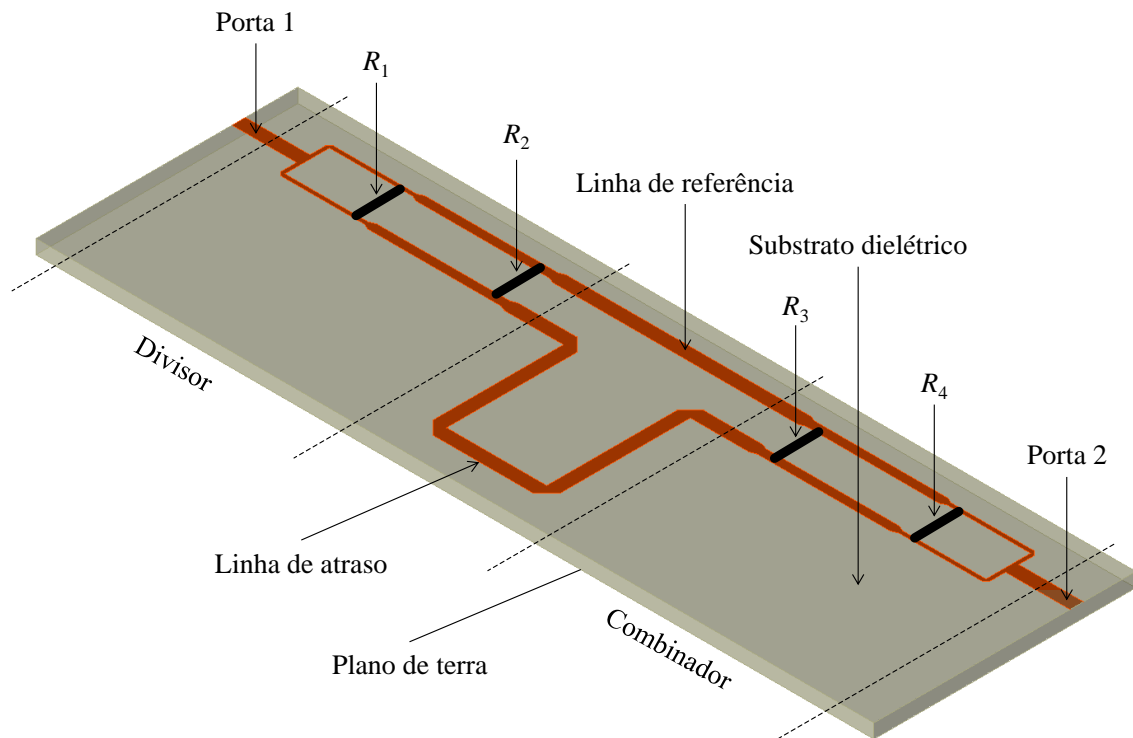


Figura 3.5 – Interferômetro 1 utilizado na construção do AFD 1.

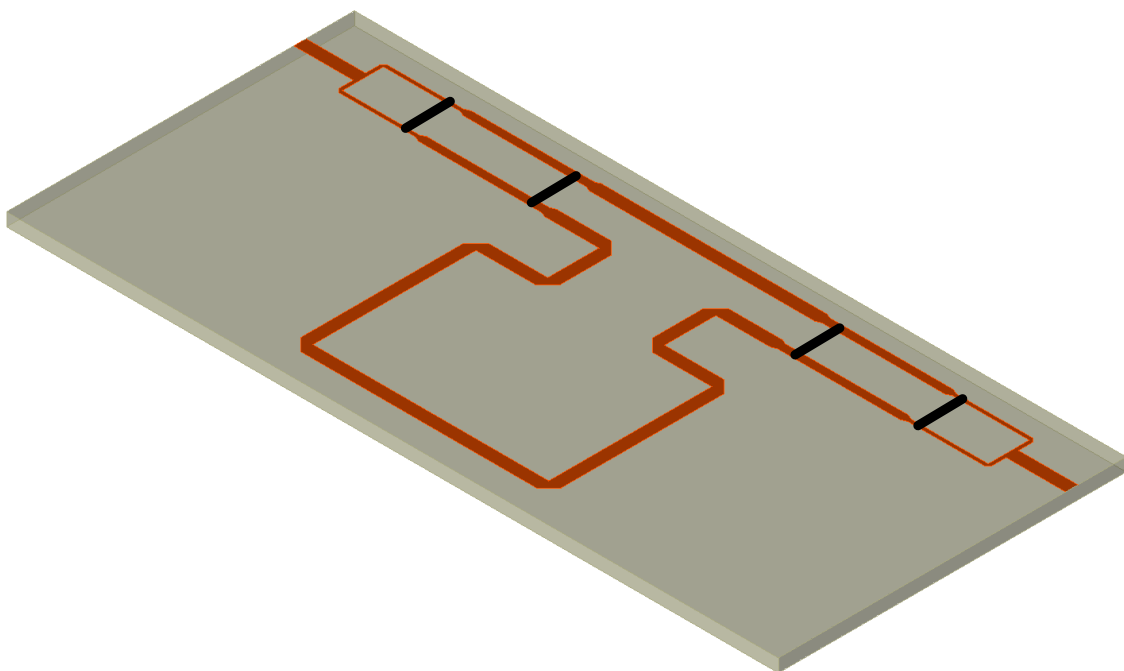


Figura 3.6 – Interferômetro 2 utilizado na construção do AFD 2.

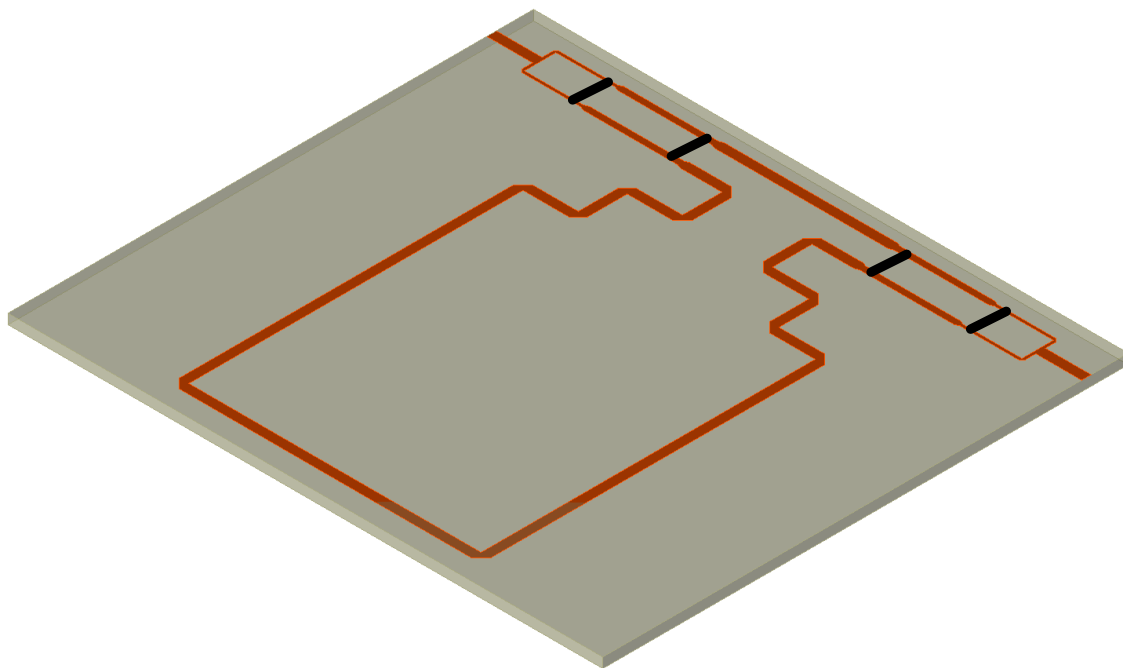


Figura 3.7 – Interferômetro 3 utilizado na construção do AFD 3.

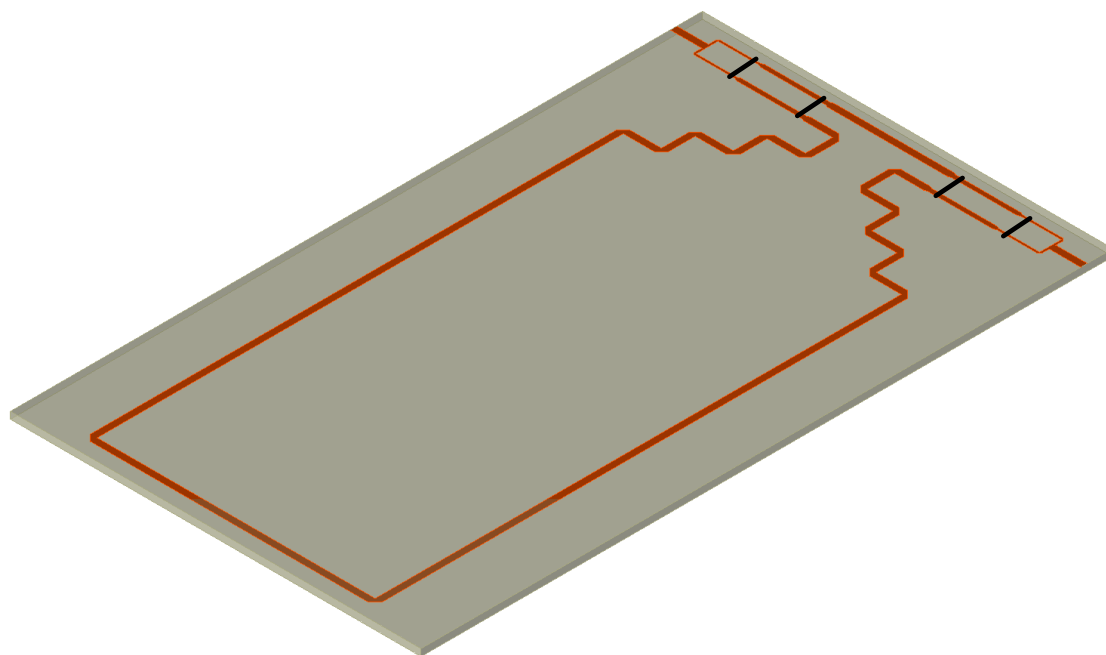


Figura 3.8 – Interferômetro 4 utilizado na construção do AFD 4.

Os 4 interferômetros de microfita foram fabricados por processo fotolitográfico e montados no Laboratório de Micro-ondas do DES da UFPE. As Figuras 3.9 a 3.12 mostram os Interferômetros 1 a 4, respectivamente, fabricados e montados com conectores SMA de 50Ω e resistores SMD. O substrato dielétrico utilizado foi o AD1000 do fabricante Arlon com constante dielétrica ϵ_r igual a 10,2, espessura h igual a 1,27 mm, tangente de perdas $tg\delta$ igual a 0,0023 e espessura da metalização t igual a 18

μm . Os conectores SMA e os resistores SMD foram soldados com o auxílio de microscópio, lupa e estação de solda com controle de temperatura.

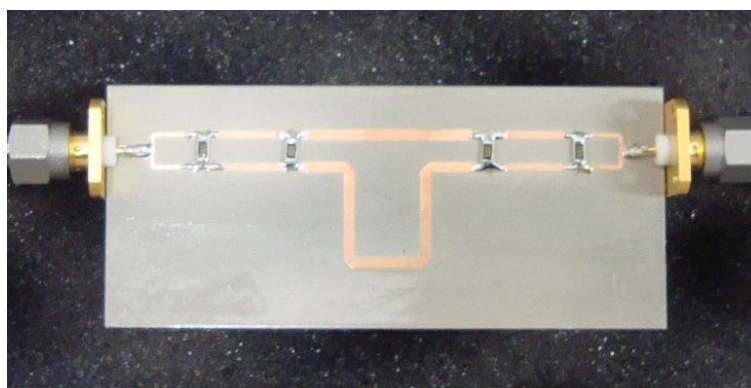


Figura 3.9 – *Interferômetro 1 fabricado e montado.*

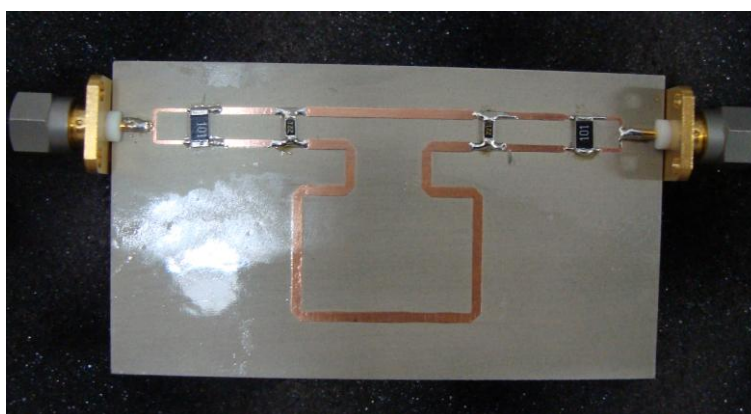


Figura 3.10 – *Interferômetro 2 fabricado e montado.*

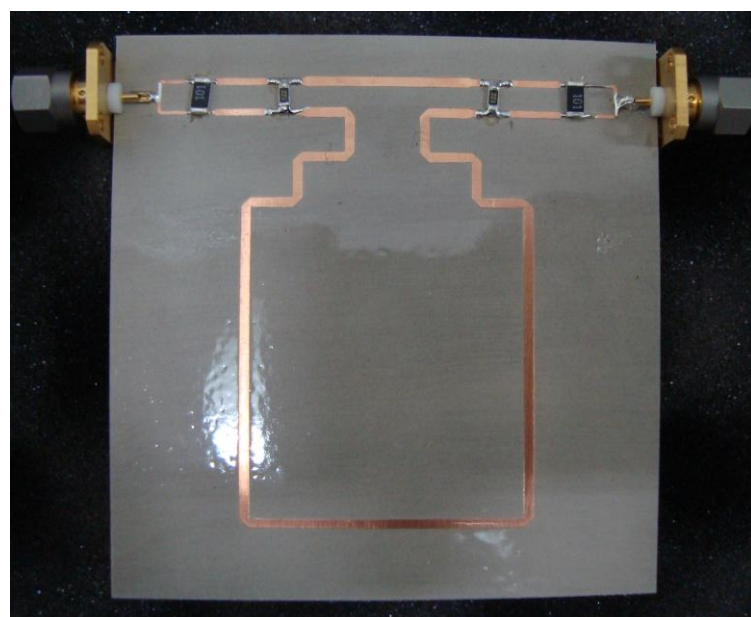


Figura 3.11 – *Interferômetro 3 fabricado e montado.*

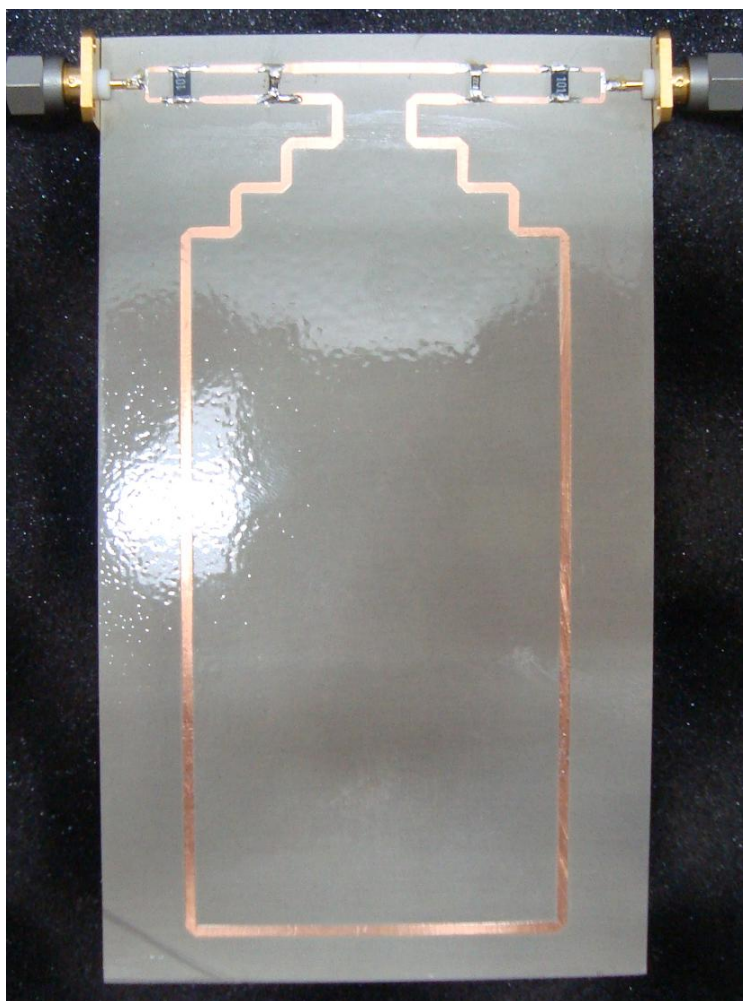


Figura 3.12 – Interferômetro 4 fabricado e montado.

3.1.2 Projeto, Simulação e Fabricação do Interferômetro Reconfigurável

O projeto de um interferômetro reconfigurável de microfita baseado nos interferômetros tradicionais, apresentados na seção anterior, foi realizado em parceria com o CTTC (Barcelona, Espanha). Esse interferômetro reconfigurável foi simulado no *software* ADS da Agilent Technologies (Seção 2.6) e fabricado na máquina laser *LPKF Protolaser S Machine* (Seção 2.7) pelo CTTC. O substrato dielétrico utilizado foi o AD1000 do fabricante Arlon com constante dielétrica ϵ_r igual a 10,2, espessura h igual a 1,27 mm, tangente de perdas $tg\delta$ igual a 0,0023 e espessura da metalização (cobre) t igual a 18 μm .

A ideia do interferômetro reconfigurável é pioneira, portanto algumas modificações nos diagramas em blocos do DFD, do AFD e do próprio interferômetro

precisam ser feitas. A Figura 3.13 mostra o novo diagrama em blocos de um DFD com 4 *bits* de saída construído a partir de um AFD reconfigurável. A geração dos *bits* de saída agora é realizada de forma serial, do seguinte modo: no tempo t_1 , o bit mais significativo B_1 é gerado; no tempo t_2 , é gerado B_2 ; no tempo t_3 , B_3 é gerado; no tempo t_4 , o bit menos significativo B_4 é gerado. Alguma alteração deve ser feita na porta de leitura da PDW do bloco “Processamento digital” do sistema IFM da Figura 3.4. Outra opção é adicionar um conversor serial/paralelo na saída desse novo DFD para que nenhuma modificação precise ser feita no sistema IFM. Comparando-se os diagramas em blocos das Figuras 3.1 e 3.13, percebe-se de imediato a diminuição no número de componentes do novo DFD, uma economia de 1 divisor de 4 saídas, 3 AFDs e 3 ADCs, uma grande vantagem desse novo discriminador digital.

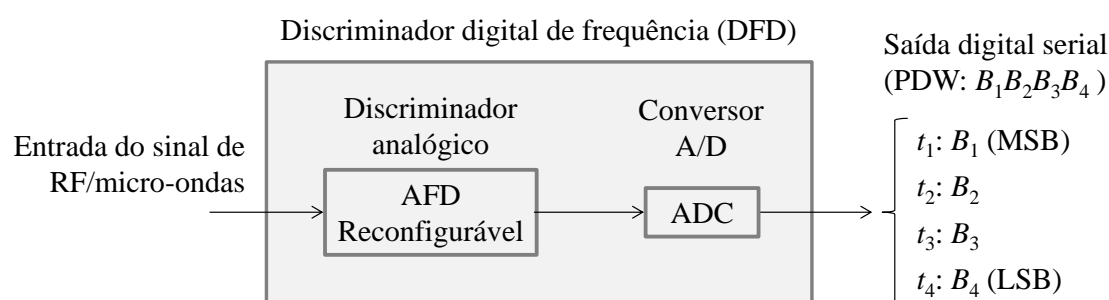


Figura 3.13 – Diagrama em blocos de um discriminador digital de frequência (DFD) com 4 bits de saída (leitura serial) formado a partir de um discriminador analógico de frequência (AFD) reconfigurável.

A Figura 3.14 mostra o diagrama em blocos do AFD reconfigurável em que surge um novo bloco chamado “Controle e temporização”, responsável por selecionar os estados de operação do interferômetro reconfigurável. No tempo t_1 , o Estado 1 do interferômetro é selecionado, no tempo t_2 , o Estado 2, e assim sucessivamente. Na Figura 3.15, pode-se observar o diagrama em blocos do interferômetro reconfigurável em que são usadas duas chaves SP4T (*Single-Pole Quadruple-Throw*) comandadas pelo bloco “Controle e temporização” apresentado na Figura 3.14. O funcionamento do interferômetro reconfigurável é da seguinte forma: no tempo t_n , a posição n das duas chaves é selecionada, a linha de atraso n recebe o sinal proveniente do divisor, configurando o Estado n do interferômetro, $n = 1..4$. As duas chaves foram implementadas a partir de diodos PIN e os sinais de controle e temporização podem ser gerados por um circuito externo ou pelo bloco “Processamento digital” do sistema IFM da Figura 3.4.

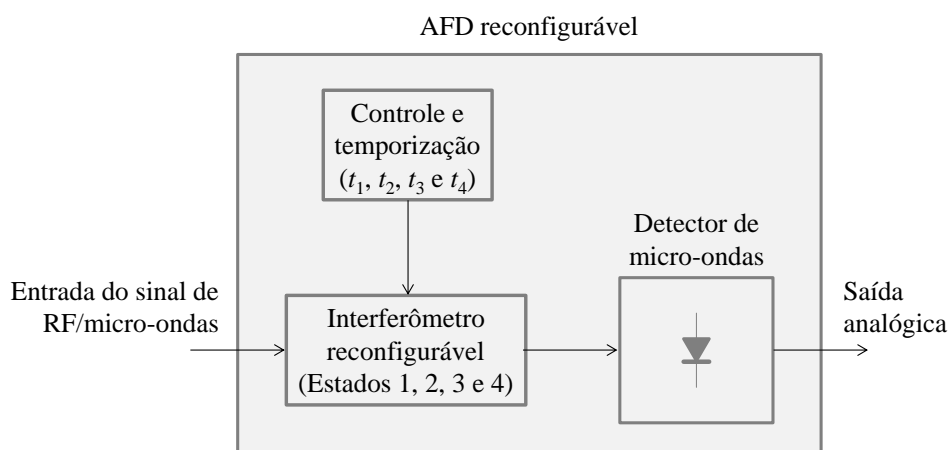


Figura 3.14 – Diagrama em blocos de um discriminador analógico de frequência (AFD) reconfigurável baseado no interferômetro reconfigurável.

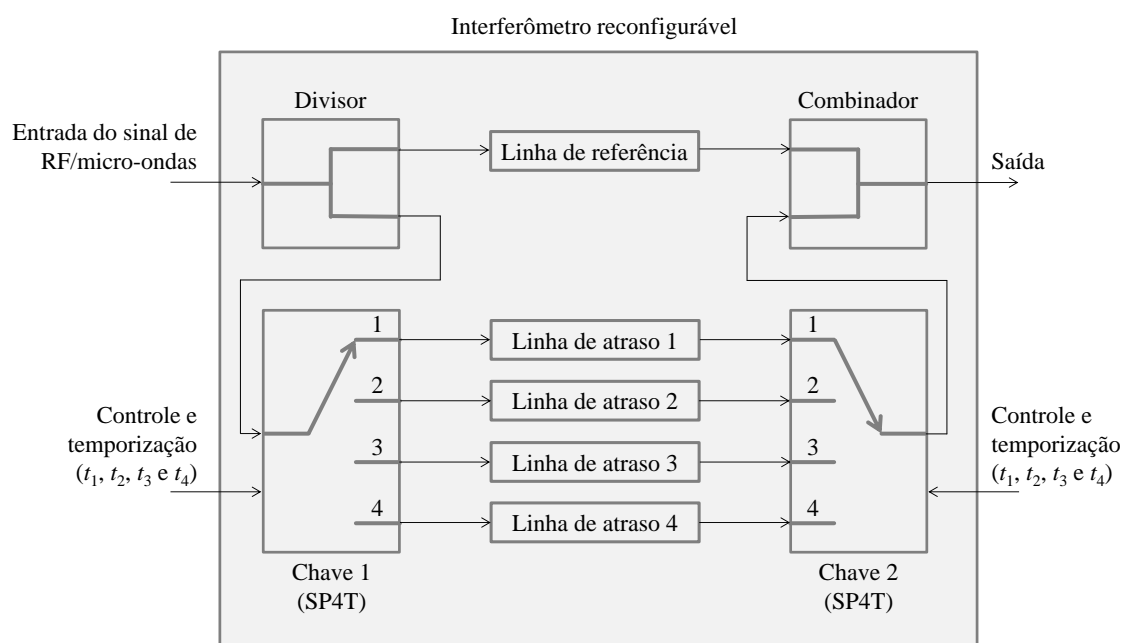


Figura 3.15 – Diagrama em blocos do interferômetro reconfigurável.

A Figura 3.16 mostra o interferômetro de microfita reconfigurável fabricado e montado em parceria com o CTTC (Barcelona, Espanha). A Porta 1 é a porta de entrada e a Porta 2, a de saída, ambas apresentam um conector SMA de 50 Ω . Um divisor de 3 dB semelhante ao utilizado nos interferômetros tradicionais foi usado na entrada do reconfigurável, a única diferença fica por conta do formato em “degrau” dos ramos das seções de $\lambda/4$. Todos os outros parâmetros do divisor são idênticos ao dos interferômetros tradicionais: seção terminada pelo resistor R_1 tem impedância característica igual a 84 Ω e comprimento físico aproximado de 11,5 mm, equivalente a

um quarto do comprimento de onda guiado ($\lambda_g/4$); a seção de $\lambda/4$ terminada pelo resistor R_2 tem uma impedância característica de 60Ω e comprimento aproximado também de $11,5 \text{ mm}$ ($\lambda_g/4$). Esse mesmo circuito foi utilizado espelhado na saída do interferômetro reconfigurável como um combinador de sinais. Os resistores R_1 e R_4 são iguais e valem 100Ω cada, R_2 e R_3 também são iguais e valem 220Ω cada.

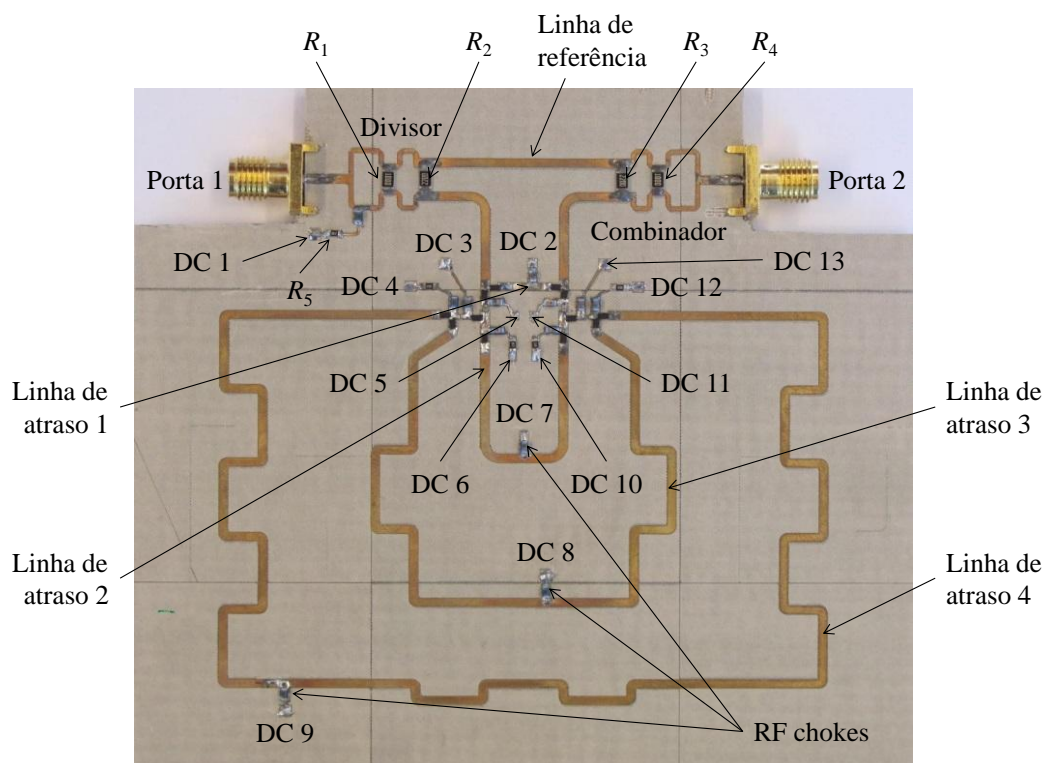


Figura 3.16 – Interferômetro reconfigurável fabricado e montado.

Ainda na Figura 3.16, pode-se ver a linha de referência com impedância característica 50Ω , comprimento físico l_0 igual a 23 mm , aproximadamente $\lambda_g/2$, e atraso de propagação τ_{d0} aproximadamente igual a $0,2 \text{ ns}$. As linhas de atraso 1 a 4 apresentam os mesmos parâmetros das linhas de atraso dos interferômetros tradicionais 1 a 4, respectivamente, a única diferença fica novamente por conta do formato dessas linhas. Todas as linhas de atraso apresentam uma impedância característica de 50Ω . A linha de atraso 1 apresenta comprimento l_1 igual $47,4 \text{ mm}$, aproximadamente $1,03\lambda_g$, e atraso de propagação τ_{d1} aproximadamente igual a $0,4 \text{ ns}$. O comprimento da linha de atraso 2, l_2 , é $94,8 \text{ mm}$, aproximadamente $2,07\lambda_g$, e seu atraso de propagação τ_{d2} é aproximadamente $0,8 \text{ ns}$. Já o comprimento da linha de atraso 3, l_3 , é $189,6 \text{ mm}$, aproximadamente $4,13\lambda_g$, e seu atraso de propagação τ_{d3} é de aproximadamente $1,7 \text{ ns}$. Para a linha de atraso 4, seu comprimento, l_4 , é $379,2 \text{ mm}$, aproximadamente $8,27\lambda_g$, e

seu atraso de propagação τ_{d4} é aproximadamente 3,3 ns. As dimensões do interferômetro reconfigurável são 95 mm x 100 mm e a menor largura de trilha é de 0,3 mm.

As portas de polarização DC, denominadas DC 1 a 13, do circuito também são mostradas na Figura 3.16, em cada uma existe um indutor *RF choke* para evitar que o sinal de RF/micro-ondas atinja as fontes de tensão DC. Algumas portas DC receberam também um resistor para limitar a corrente de operação dos diodos PIN associados, como é o caso do resistor R_5 igual a 100Ω associado à porta DC 1. A tensão fornecida pelas fontes nas portas de polarização DC é de 1 V.

Na Figura 3.17 é possível ver o detalhe do interferômetro reconfigurável mostrando as 2 chaves de RF/micro-ondas do tipo SP4T construídas a partir de 12 diodos PIN. Os diodos PIN utilizados foram do modelo BAR 50-02V do fabricante Philips Semiconductors, com corrente de polarização de 10 mA, perda de inserção de 0,1425 dB e isolamento de 9,32 dB para a frequência central da banda de operação f_0 igual a 2,5 GHz. Dois capacitores DC *block* de 100 nF foram usados em cada chave para promover isolamento entre portas DC e conseguir a polarização desejada. Todos os componentes eletrônicos utilizados no interferômetro reconfigurável foram do tipo SMD e com valores comerciais.

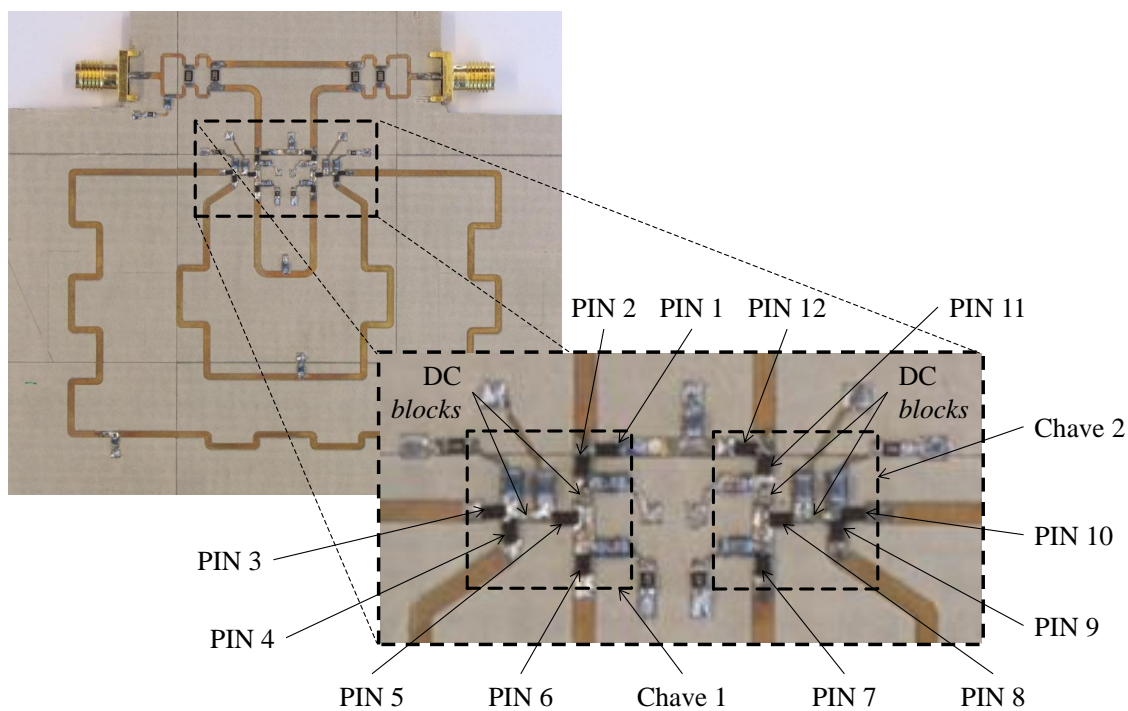


Figura 3.17 – Detalhe das chaves de RF/micro-ondas baseadas em diodos PIN do interferômetro reconfigurável.

A Chave 1 é formada pelos diodos PIN 1 a 6, denominados PIN 1 a 6, enquanto a Chave 2 é implementada pelos diodos PIN 7 a 12, denominados PIN 7 a 12, na Figura 3.17. Quando as Chaves 1 e 2 encontram-se na posição 1, a linha de atraso 1 é selecionada e o interferômetro reconfigurável assume seu Estado 1 (Figura 3.15); nesta situação PIN 1 e 12 estão em estado ON (diretamente polarizados), todos os outros diodos PIN estão no estado OFF (reversamente polarizados). A Tabela 3.2 resume a relação dos estados do interferômetro reconfigurável com a posição das chaves e os estados dos diodos PIN. Os sinais de controle e temporização foram realizados de forma manual durante o processo de medição do dispositivo.

Tabela 3.2 – Relação dos estados do interferômetro reconfigurável com a posição das chaves de RF/micro-ondas e os estados dos diodos PIN.

Estado	Chave 1							Chave 2						
	Posição	PIN 1	PIN 2	PIN 3	PIN 4	PIN 5	PIN 6	Posição	PIN 7	PIN 8	PIN 9	PIN 10	PIN 11	PIN 12
1	1	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	1	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
2	2	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON	2	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
3	3	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	3	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
4	4	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	4	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF

3.2 Discriminadores Digitais de Frequência

Quatro discriminadores analógicos de frequência (AFDs) idênticos ao da Figura 3.2 foram implementados a partir da integração dos interferômetros tradicionais com detectores de micro-ondas LBSD modelo 8472B da Agilent Technologies. O sinal de saída dos interferômetros em dBm é convertido pelo detector para um nível DC em mV e pode ser medido facilmente por um voltímetro de precisão ou um osciloscópio, como mostrado na Figura 3.18. Esses AFDs foram integrados a circuitos de conversão A/D (ADCs) para implementação do discriminador digital de frequência (DFD) apresentado na Figura 3.1.

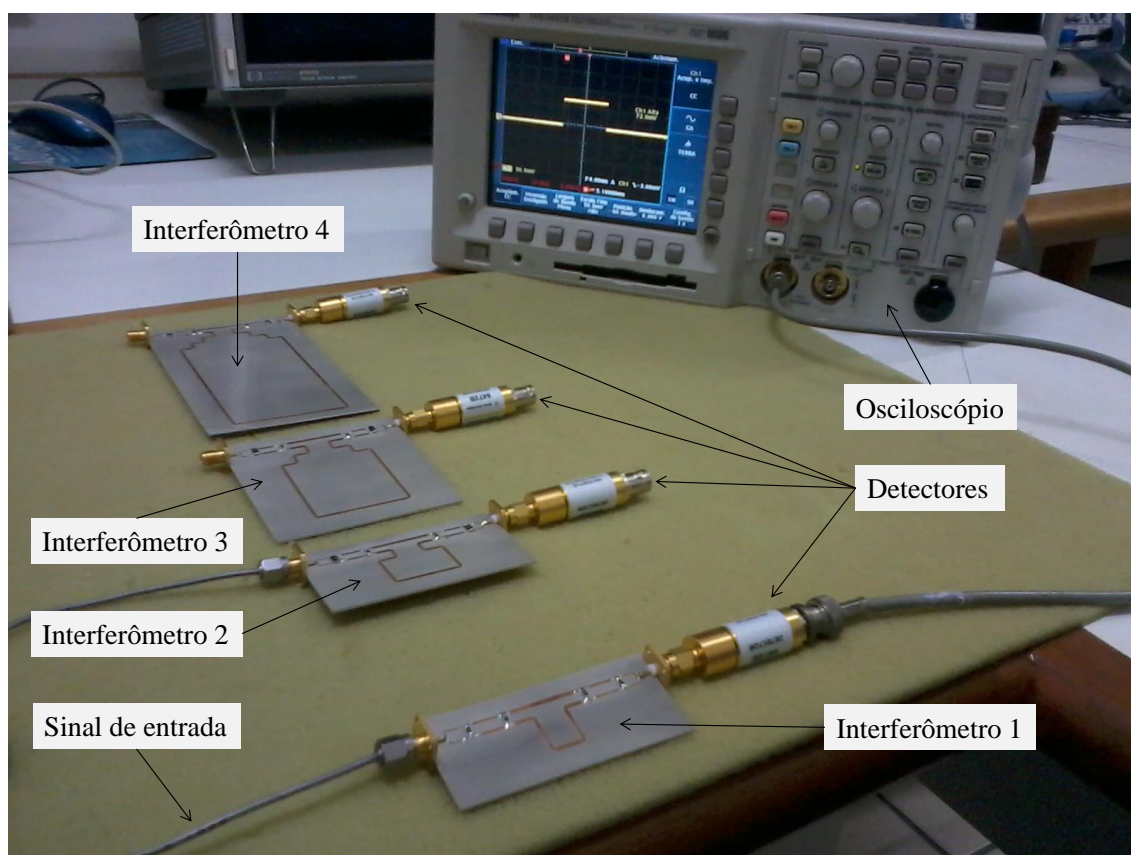


Figura 3.18 – Discriminadores analógicos de frequência (AFDs) implementados a partir da integração dos interferômetros tradicionais com os detectores de micro-ondas.

As Figuras 3.19 a 3.22 mostram as respostas de saída esperadas dos interferômetros no domínio da frequência para uma entrada de 0 dBm. Essas respostas passam por detectores de micro-ondas que realizam a conversão de dBm para um nível DC em mV e só então atingem os ADCs, que serão discutidos na seção seguinte, para formar a palavra binária PDW que será associada a uma sub-banda de frequência, Figura 3.1 e Tabela 3.1. Os níveis lógicos binários de saída esperados do DFD no domínio da frequência também podem ser vistos nas Figuras 3.19 a 3.22, assim como todos os pontos de conversão A/D.

Tomando como exemplo um sinal de frequência 1,8 GHz (sistema celular) na entrada no DFD e analisando os gráficos das Figuras 3.19 a 3.22, conclui-se que: o *Bit* 1 tem nível lógico ‘0’ ($B_1 = 0$); o *Bit* 2 tem nível lógico ‘1’ ($B_2 = 1$); o *Bit* 3 tem nível lógico ‘0’ ($B_3 = 0$); o *Bit* 4 tem nível lógico ‘1’ ($B_4 = 1$). A PDW gerada na saída digital paralela do DFD da Figura 3.1 é então ‘0101’ que corresponde à sub-banda 1,75 – 1,9375 GHz, segundo a Tabela 3.1. Esse resultado confirma que o sinal de entrada tem uma frequência pertencente a essa sub-banda. Para uma mesma banda de operação, quanto maior a quantidade de *bits* de saída, melhor será a resolução do DFD. Por outro

lado, para uma mesma quantidade de *bits* de saída, quanto menor a banda de operação, melhor será a resolução do DFD.

Assumindo agora que o sinal de entrada tem uma frequência de 2,4 GHz (rede *wifi*), analisando os gráficos das Figuras 3.19 a 3.22, a PDW gerada na saída digital do DFD será ‘0000’ e a sub-banda associada é 2,3125 – 2,5 GHz. Essa mesma palavra também é gerada na ausência de sinal na entrada, isso pode trazer ambiguidade na informação de frequência do DFD, daí a necessidade de se utilizar um detector de micro-ondas para identificar a presença de sinal na entrada, como pode ser observado na Figura 3.4. Caso haja sinal na entrada do sistema IFM, o bloco “Medidor de intensidade de sinal” envia informação para o DFD, habilitando-o a gerar a PDW e repassá-la para o bloco “Processamento digital”. No caso de não haver sinal na entrada, o DFD não é habilitado a enviar a PDW e o receptor IFM digital fica em estado de espera aguardando a chegada do próximo sinal dentro da sua banda de operação.

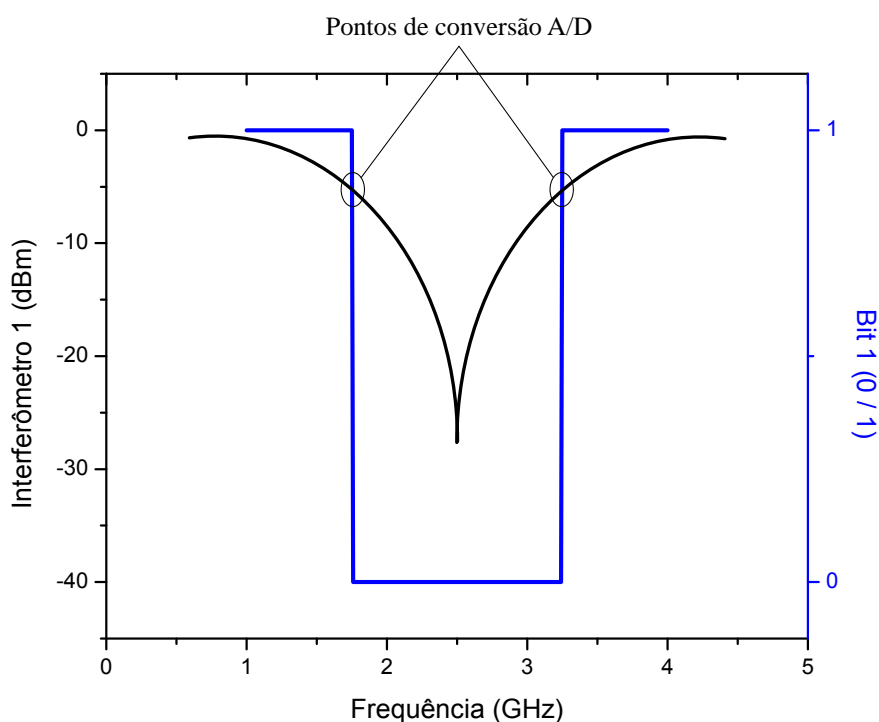


Figura 3.19 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 1 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 1 (B_1) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).

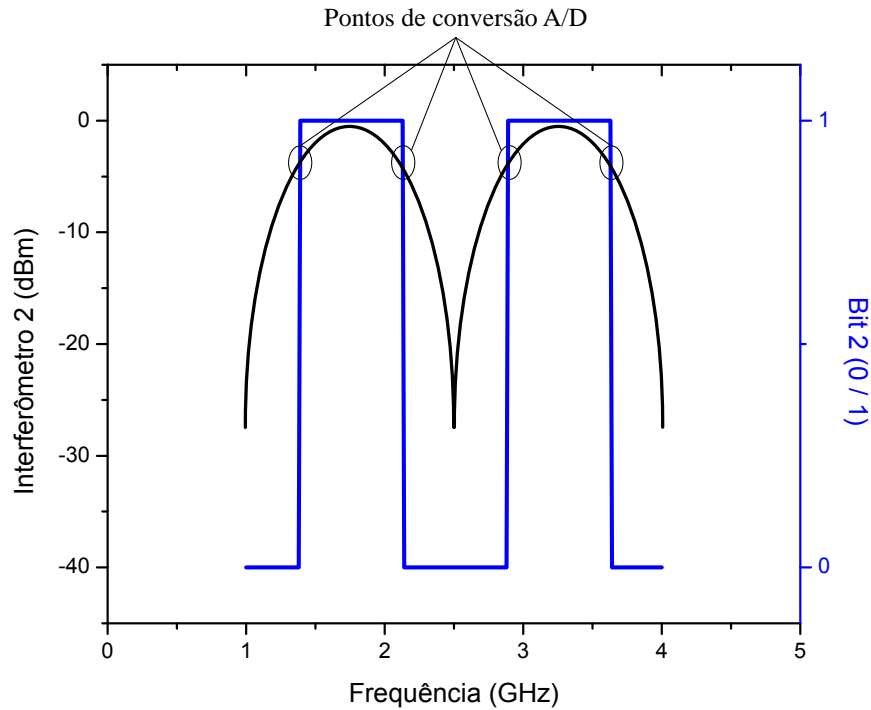


Figura 3.20 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 2 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 2 (B_2) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).

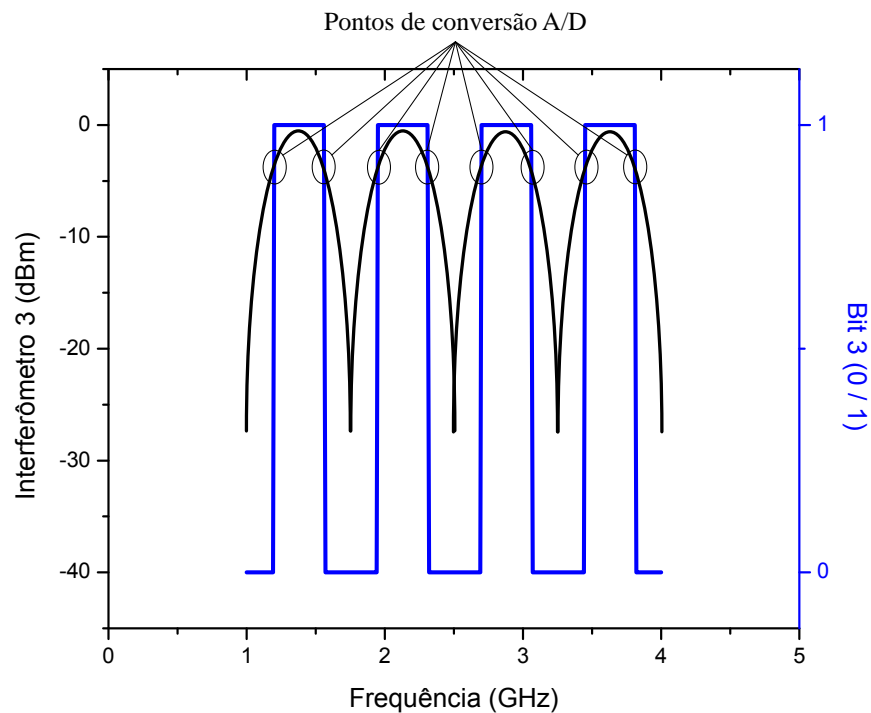


Figura 3.21 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 3 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 3 (B_3) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).

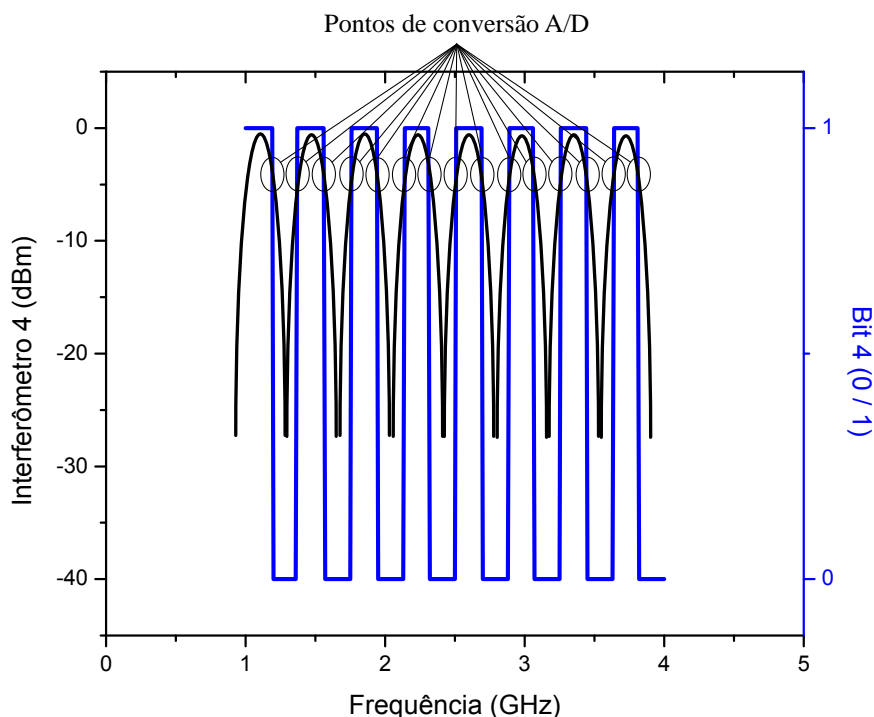


Figura 3.22 – Sinal de saída esperado do Interferômetro 4 para uma entrada de 0 dBm (curva preta, eixo vertical esquerdo) e saída binária esperada para o Bit 4 (B_4) do discriminador digital de frequência (DFD) de 4 bits (curva azul, eixo vertical direito).

As bandas L (1 a 2 GHz) e S (2 a 4 GHz) foram escolhidas para faixa de operação do DFD, e conseqüentemente do sistema IFM, por existirem muitos sistemas de comunicações *wireless* funcionando nessas frequências, como GPS, celular, rede *wifi*, *links* de rádio.

O DFD baseado no interferômetro reconfigurável deve ter o mesmo comportamento do anterior, com a única exceção de que sua saída digital é serial. Ele deve ser capaz de gerar o mesmo código binário apresentado na Tabela 3.1, ou seja, deve apresentar a mesma relação de PDWs com as sub-bandas do DFD baseado em interferômetros tradicionais. Sendo assim, as respostas apresentadas nas Figuras 3.19 a 3.22 também valem para o DFD baseado no interferômetro reconfigurável. A resposta do Interferômetro 1 equivale à resposta do reconfigurável no Estado 1, a do Interferômetro 2 equivale a do reconfigurável no Estado 2 e, assim, sucessivamente.

A seção seguinte trata do estágio de conversão A/D. Cada AFD baseado em interferômetro tradicional está associado a 1 ADC e, conseqüentemente, gera 1 *bit* da saída digital paralela do DFD, totalizando 4 ADCs para um sistema de 4 *bits*. Já o AFD

implementado com interferômetro reconfigurável gera os 4 *bits* da saída do DFD de forma serial e está associado a apenas 1 ADC.

3.2.1 Estágio de Conversão Analógico-Digital

O processamento do sinal de RF/micro-ondas desde a entrada até a saída do DFD pode ser observado na Figura 3.23. O sinal analógico alternado entra no DFD e sua potência (mW ou dBm) é o parâmetro mais importante neste e no estágio seguinte (divisor). Após o estágio dos AFDs, o sinal analógico alternado é convertido em contínuo (DC) e o parâmetro mais relevante é o seu nível de tensão em mV. O último estágio, ou estágio de saída, é o dos ADCs, responsáveis pela conversão do sinal analógico em digital (0/1).

Já a Figura 3.24 mostra o processamento do sinal de RF/micro-ondas dentro do AFD. O sinal analógico alternado entra no AFD e sua potência (mW ou dBm) é o parâmetro mais importante neste estágio. No detector de micro-ondas o sinal analógico alternado é convertido em contínuo (DC) e o parâmetro mais relevante é o seu nível de tensão em mV. A tensão DC de saída versus a potência do sinal de RF/micro-ondas de entrada no detector LBSD Agilent 8472B para uma frequência de 2,5 GHz (f_0) pode ser vista na Figura 3.25. Pode-se observar o comportamento quadrático da curva que independe do valor da frequência do sinal de entrada nas bandas L e S (1 a 4 GHz), faixa de operação do sistema IFM proposto nesta Tese.

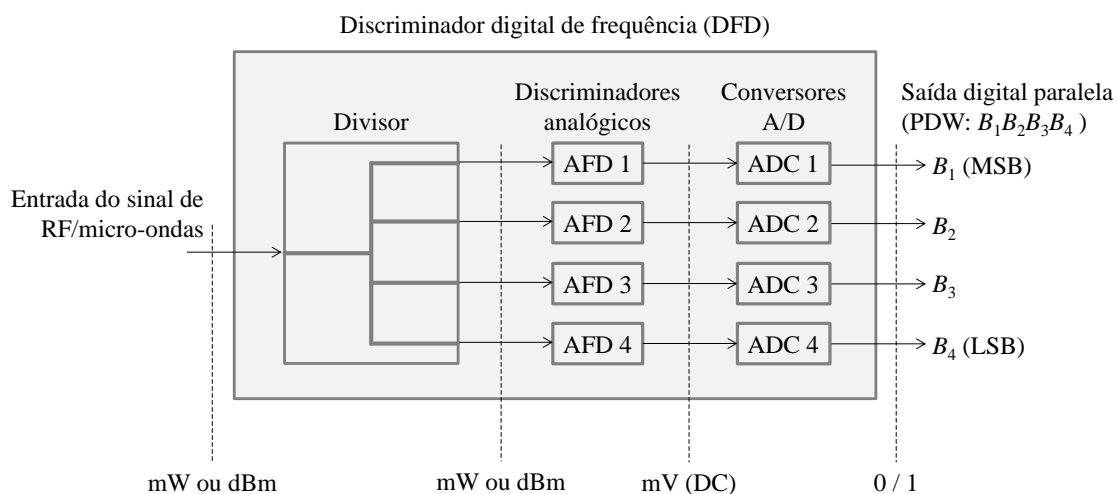


Figura 3.23 – Processamento do sinal de RF/micro-ondas desde a entrada até a saída do discriminador digital de frequência (DFD).

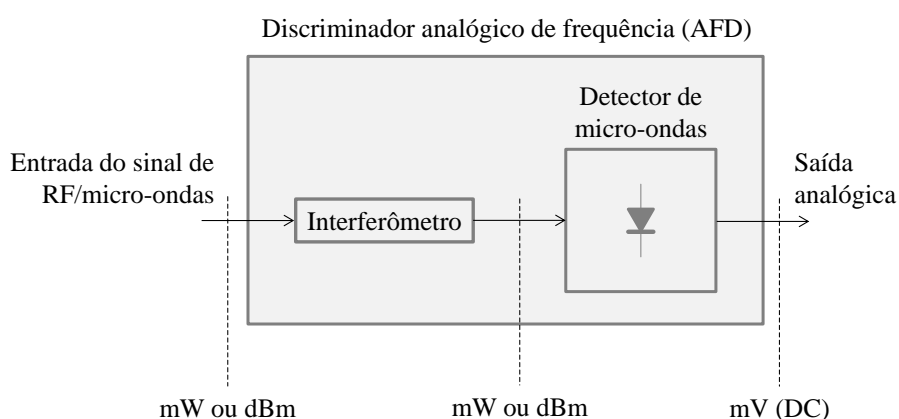


Figura 3.24 – Processamento do sinal de RF/micro-ondas desde a entrada até a saída do discriminador analógico de frequência (AFD).

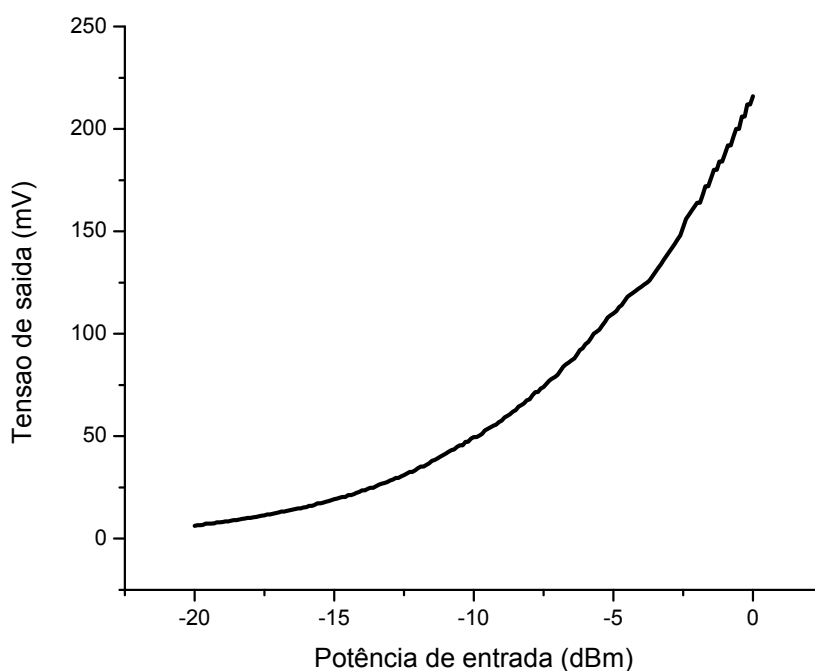


Figura 3.25 – Tensão DC de saída versus a potência de RF/micro-ondas de entrada do detector LBSD Agilent 8472B para uma frequência de 2,5 GHz.

Todos os pontos de conversão A/D mostrados nos gráficos das Figuras 3.19 a 3.22 devem ser convertidos de dBm para mV pelo detector de micro-ondas. Tomemos como exemplo a potência de saída do Interferômetro 1 da Figura 3.19 (curva preta) em que o nível de conversão A/D está ajustado para -5 dBm nas frequências 1,75 e 3,25 GHz. Em outras palavras, os pontos de conversão A/D do Interferômetro 1 são os pares

cartesianos (1,75 GHz; -5 dBm) e (3,25 GHz; -5 dBm). Isso significa que sinais de saída do Interferômetro 1 menores que -5 dBm são convertidos em nível lógico '0' e maiores que -5 dBm são convertidos em nível lógico '1' pelo ADC. Mas o ADC espera em sua entrada uma tensão DC em mV, daí a necessidade de se utilizar o detector de micro-ondas. Analisando a curva de resposta do detector apresentada na Figura 3.25, chega-se ao nível DC de 110 mV para a potência de -5 dBm. Assim, o ADC deve fornecer em sua saída nível lógico '0' para tensões em sua entrada menores que 110 mV e nível lógico '1' para tensões em sua entrada maiores que 110 mV.

Nesta Tese, diversas possibilidades foram cogitadas para implementação do ADC, inclusive uma solução utilizando microcontroladores para comparar os níveis DC de entrada e determinar os níveis lógicos de saída. Esta possibilidade foi descartada, pois se torna incoerente com o próprio escopo do projeto. A principal vantagem do sistema IFM é o fato de a frequência ser detectada instantaneamente, ou seja, levando apenas o tempo necessário para o sinal elétrico percorrer todos os estágios e se estabilizar. Adicionar circuitos síncronos, como *flip-flops* ou microcontroladores, limitaria a velocidade de detecção dos sinais de RF/micro-ondas que ficaria condicionada ao *clock* do novo dispositivo. Assim, o circuito escolhido para implementar o ADC foi de caráter assíncrono. O circuito escolhido admite entradas em níveis variados de tensão DC e saídas digitais compatíveis com a família TTL (*Transistor-Transistor Logic*), ou seja, o nível lógico '0' é representado por 0 V na saída e o nível lógico '1' é representado pela tensão de saída 5 V. O diagrama em blocos do ADC pode ser visto na Figura 3.26.

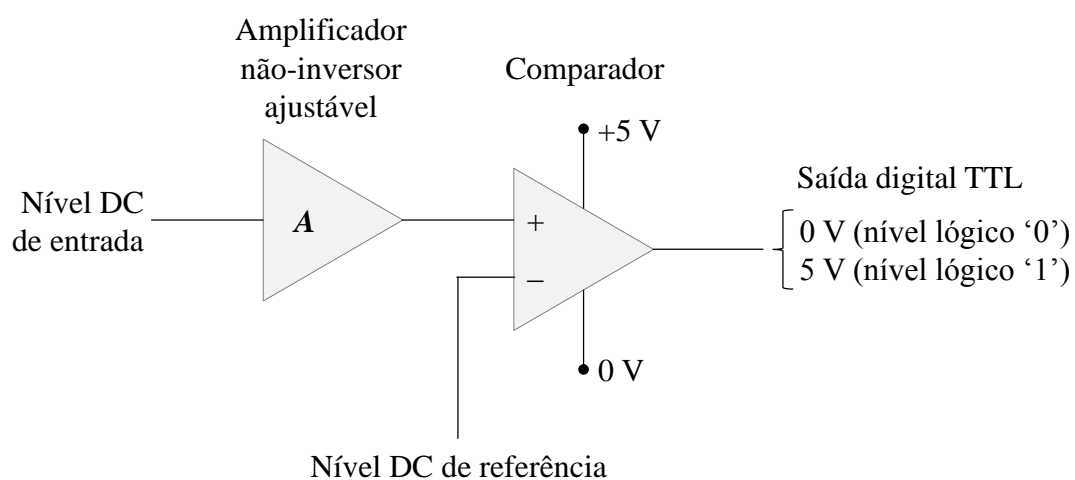


Figura 3.26 – Diagrama em blocos do conversor analógico-digital (ADC).

O ADC usa dois amplificadores operacionais, sendo que o primeiro funciona como um amplificador não inversor ajustável e o segundo como um comparador em malha aberta. Continuando analisando o caso do Interferômetro 1 que apresenta uma tensão de conversão A/D de 110 mV, a tensão DC de referência do comparador da Figura 3.26 deve ser igual a 110 mV multiplicado pelo ganho A do amplificador não-inversor. Como esse amplificador não-inversor tem seu ganho ajustável, o ADC pode operar com diferentes níveis de conversão A/D. Assim, o ADC associado ao Interferômetro 1 gera o *Bit* 1 (B_1) da saída digital do DFD.

Mais 3 ADCs idênticos a este descrito são utilizados associados aos Interferômetros 2 a 4 para geração dos *Bits* 2 a 4 (B_2 a B_4), respectivamente, da saída digital paralela do DFD. O mesmo ADC também é usado associado ao interferômetro reconfigurável para gerar os *Bits* 1 a 4 (B_1 a B_4) da saída digital serial do DFD.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste Capítulo serão mostrados e discutidos os resultados simulados e medidos para os 4 interferômetros tradicionais e o reconfigurável desenvolvido em parceria com o CTTC (Barcelona, Espanha). Também serão apresentadas alternativas para algumas dificuldades encontradas no desenvolvimento desses dispositivos.

Os resultados simulados para todos os interferômetros (tradicionais e reconfigurável) foram obtidos com o auxílio do *software* ADS da empresa Agilent Technologies (Seção 2.6 – Simulação Eletromagnética).

As respostas dos 4 interferômetros tradicionais foram medidas com o auxílio do analisador de rede vetorial (VNA, *Vector Network Analyzer*) modelo E5071B da empresa Agilent Technologies pertencente ao Laboratório de Micro-ondas do DES-UFPE, a técnica de calibração utilizada foi a SOLT (*Short-Open-Load-Through*). Já os resultados medidos para o interferômetro reconfigurável foram obtidos com o VNA modelo PNA E8361A também da Agilent e pertencente ao CTTC, a SOLT foi usada novamente como técnica de calibração.

4.1 Interferômetros Tradicionais

Os resultados simulados e medidos para os Interferômetros 1 a 4 (tradicionais) podem ser observados nas Figuras 4.1 a 4.4, respectivamente. Em cada gráfico são apresentados e comparados os módulos dos parâmetros de espalhamento S_{21} ($|S_{21}|$) em dB para a simulação (curva preta) e medição (curva vermelha) do interferômetro em questão. Para uma entrada de 0 dBm, $|S_{21}|$ representa a potência de saída do interferômetro, bastando somente trocar a unidade dB por dBm. Assim, os pontos (ou níveis) de conversão A/D podem ser identificados diretamente na curva $|S_{21}|$ do interferômetro de interesse.

Pode-se observar que todos os interferômetros apresentaram resultados medidos deslocados em relação aos resultados simulados. As Figuras 4.5 a 4.8 mostram esses resultados corrigidos em relação à frequência central de projeto ($f_0 = 2,5$ GHz) para os

Interferômetros 1 a 4, respectivamente. O Interferômetro 1 apresentou um deslocamento de frequência em relação à f_0 de 60 MHz ou 2,4%; o Interferômetro 2, 120 MHz ou 4,8%; o Interferômetro 3, 90 MHz ou 3,6%; o Interferômetro 4, 110 MHz ou 4,4%.

Explicações plausíveis para o surgimento desse deslocamento são a qualidade dos resistores SMD e as tolerâncias de fabricação do dispositivo. Os resistores utilizados na simulação são ideais, enquanto os resistores SMD soldados apresentam componentes indutivas e capacitivas em altas frequências. A soldagem dos resistores SMD e dos conectores SMA também podem alterar parâmetros RLC das linhas de microfita próximas, criando pontos de reflexão ou dissipação do sinal de micro-ondas. Esse problema pode ser minimizado pelo uso de estações e técnicas de soldagem apropriadas para componentes SMD e conectores de altas frequências.

Também é possível observar no comportamento dos resultados medidos corrigidos (Figuras 4.5 a 4.8) uma aproximação dos pontos de mínimo das extremidades da banda de operação com relação à f_0 , especialmente para os Interferômetros 2 a 4. Essa compressão da banda de operação provavelmente se deve à qualidade do divisor/combinador usado nos interferômetros. Esse problema pode ser minimizado pelo aumento do número de seções de $\lambda/4$ nos divisores/combinadores.

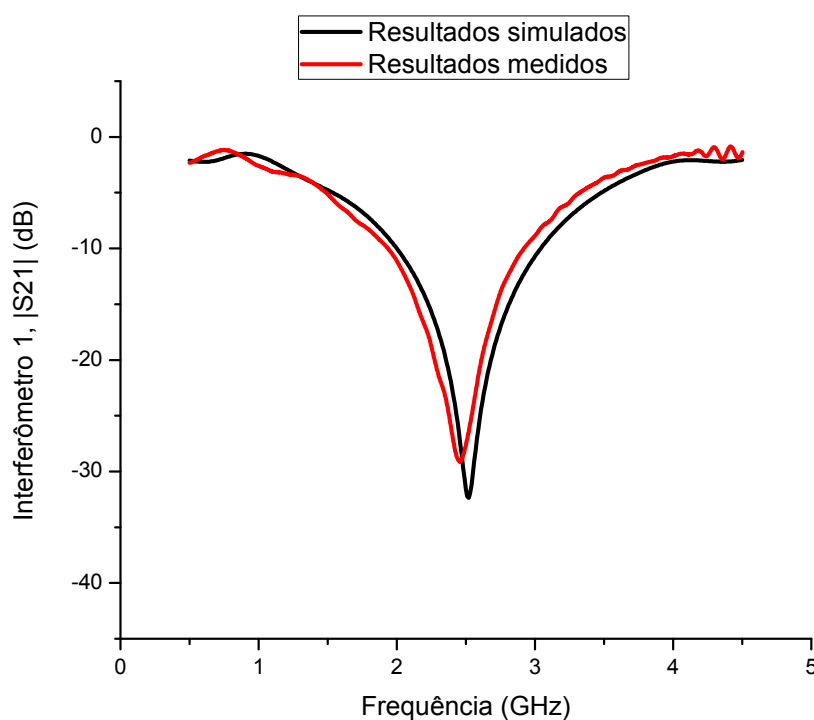


Figura 4.1 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 1 (tradicional).

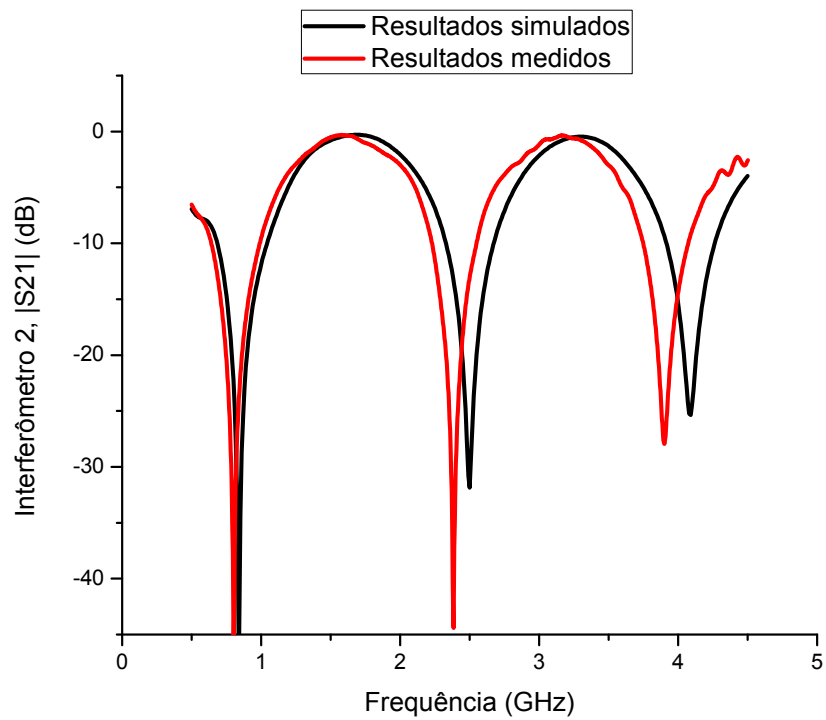


Figura 4.2 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 2 (tradicional).

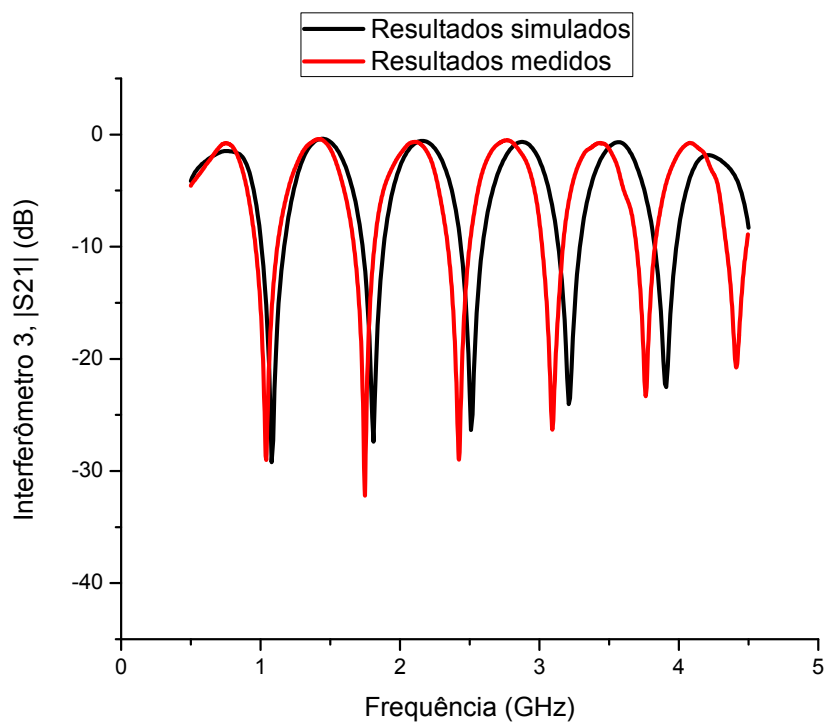


Figura 4.3 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 3 (tradicional).

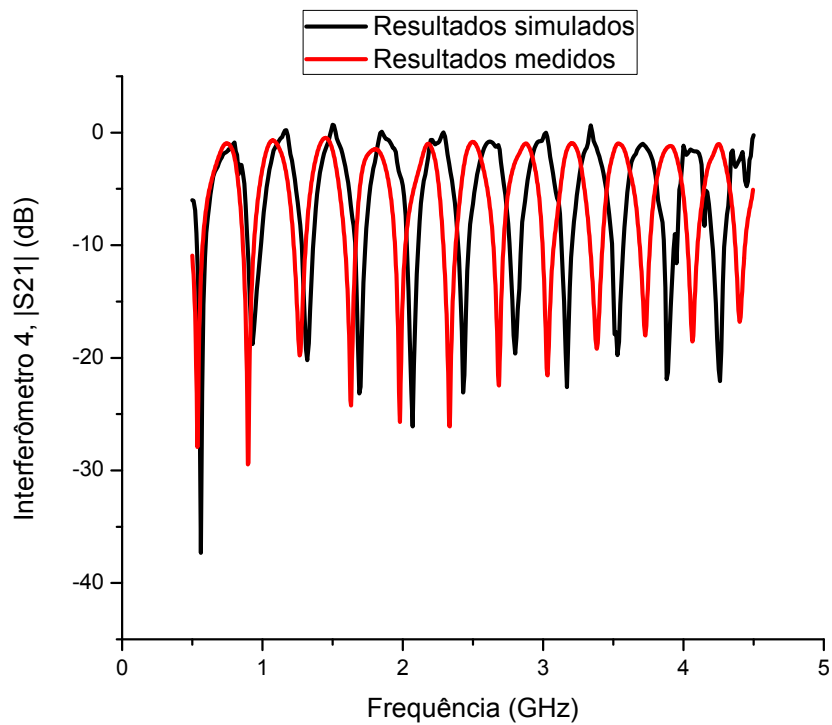


Figura 4.4 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Interferômetro 4 (tradicional).

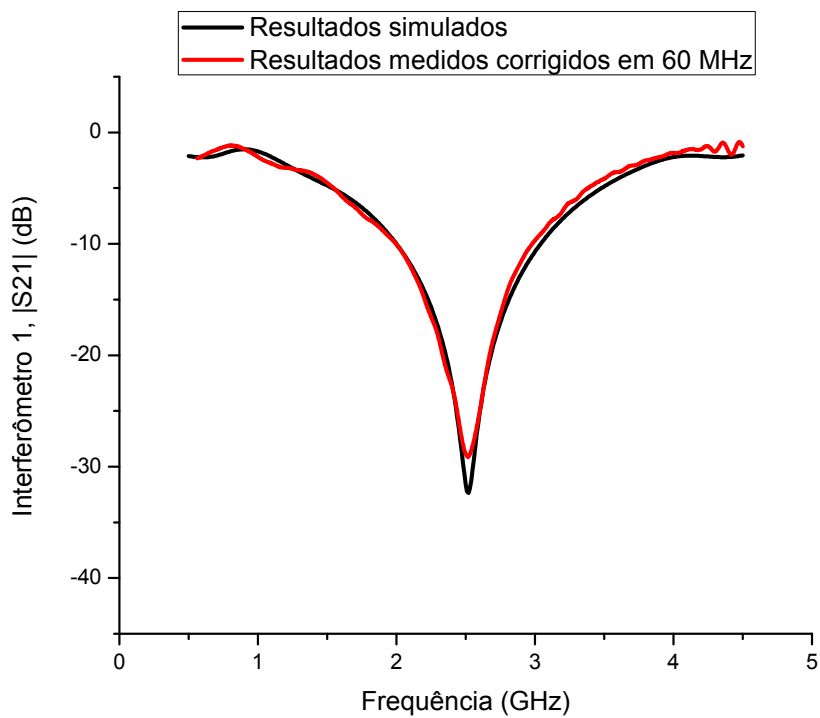


Figura 4.5 – Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 1 corrigidos (60 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

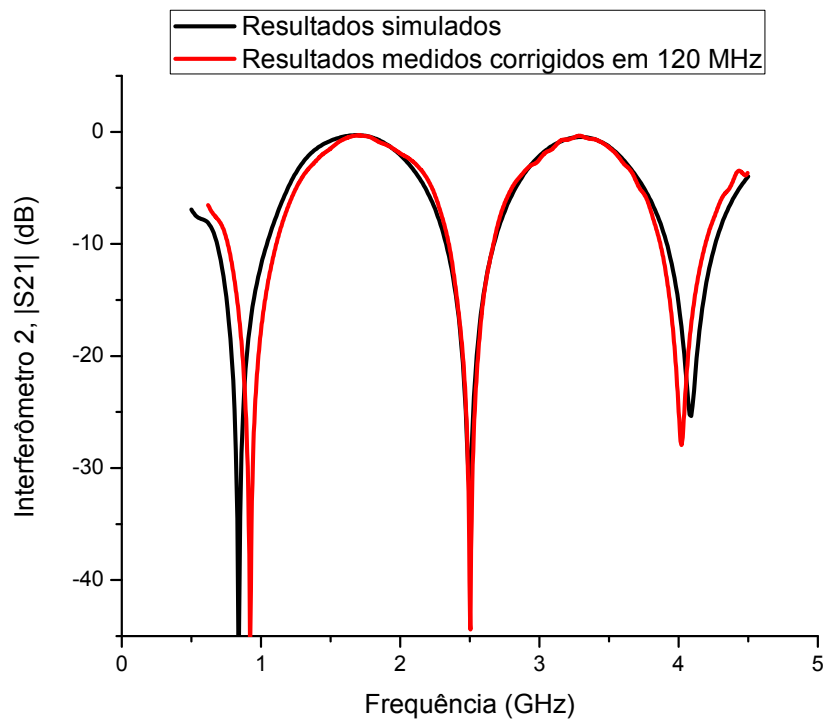


Figura 4.6 – Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 2 corrigidos (120 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

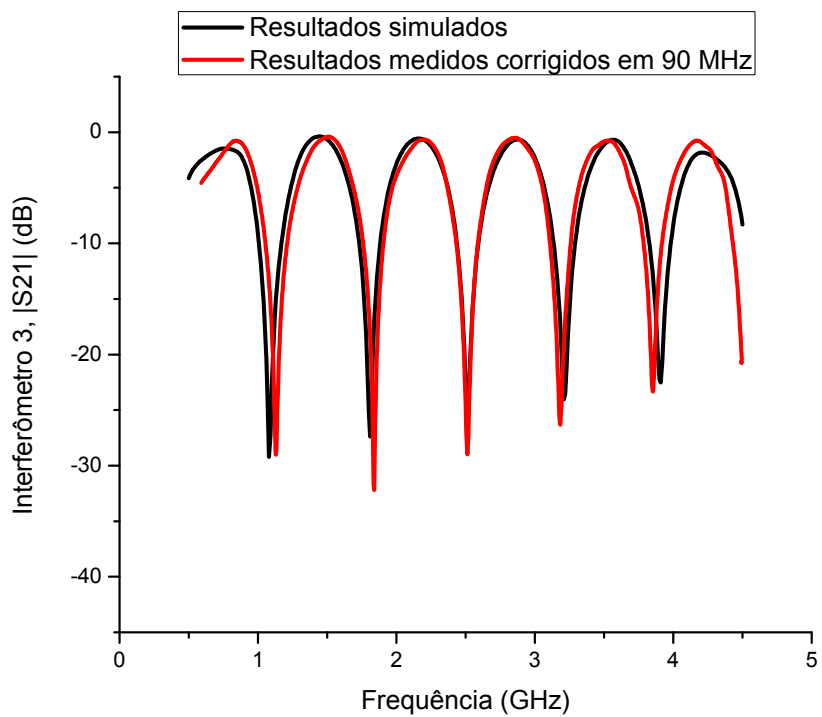


Figura 4.7 – Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 3 corrigidos (90 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

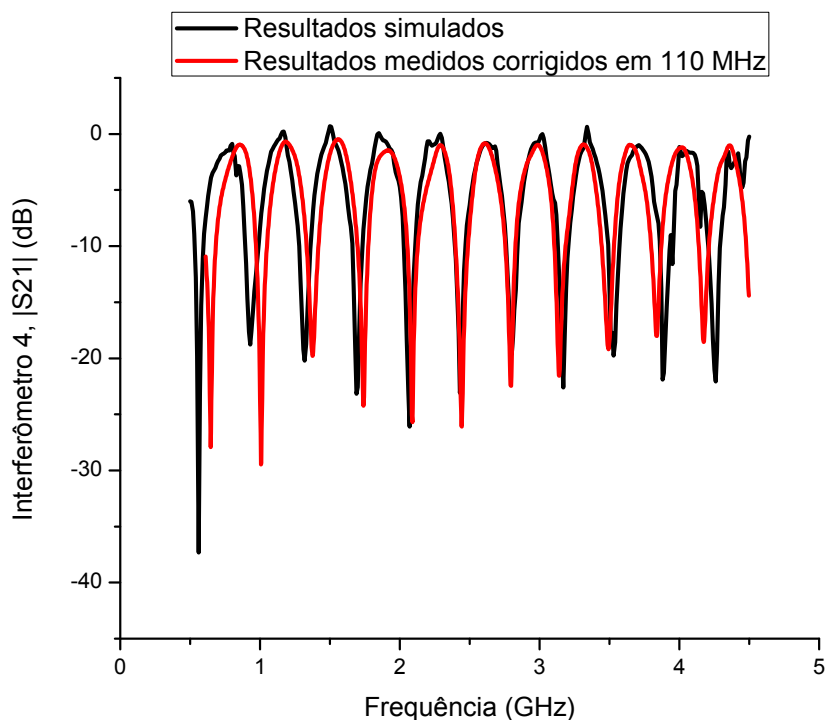


Figura 4.8 – Resultados medidos (curva vermelha) do Interferômetro 4 corrigidos (110 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

As tolerâncias do substrato dielétrico e os erros de projeto e simulação foram descartados na explicação do surgimento desses problemas. O substrato dielétrico utilizado, AD1000 da Arlon, apresenta constante dielétrica ϵ_r e tangente de perdas $tg\delta$ bastante estáveis para frequências até 12 GHz, segundo informações de sua ficha de dados técnicos (*datasheet*) [41]. A dispersão e as perdas do dispositivo são levadas em conta na simulação EM de onda completa realizada pelo *software* ADS, que foi ajustado para proceder com uma alta densidade de malha (resultados mais precisos). O aparecimento de ondas de superfície na estrutura também foi descartado, uma vez que somente são significativas a partir da frequência $f_s = 17,89$ GHz, calculada a partir da Expressão (2.25) da Seção 2.1.3 no Anexo. Assim como, a propagação de modos de ordens superiores, pois a frequência de corte do primeiro modo de ordem superior é dada por $f_c = 27,498$ GHz, calculada a partir da Expressão (2.26) da Seção 2.1.3 também no Anexo.

4.2 Interferômetro Reconfigurável

Os resultados simulados e medidos para o interferômetro reconfigurável operando em seus Estados 1 a 4 podem ser vistos nas Figuras 4.9 a 4.12, respectivamente. Em cada gráfico são apresentados e comparados os módulos dos parâmetros de espalhamento S_{21} ($|S_{21}|$) em dB para a simulação (curva preta) e medição (curva vermelha) do estado de operação em questão. Para uma entrada de 0 dBm, $|S_{21}|$ representa a potência de saída do interferômetro reconfigurável operando naquele estado, bastando somente trocar a unidade dB por dBm. Assim, os pontos (ou níveis) de conversão A/D podem ser identificados diretamente na curva $|S_{21}|$ do interferômetro reconfigurável operando no estado de interesse.

Novamente, é possível observar que todos os estados apresentaram resultados medidos deslocados em relação aos resultados simulados. As Figuras 4.13 a 4.16 mostram esses resultados corrigidos em relação à frequência central de projeto ($f_0 = 2,5$ GHz) para os Estados 1 a 4, respectivamente. O Estado 1 apresentou um deslocamento de frequência em relação à f_0 de 20 MHz ou 0,8%; o Estado 2, 90 MHz ou 3,6%; o Estado 3, 50 MHz ou 2,0%; o Estado 4, 40 MHz ou 1,6%. Resultados medidos mais próximos dos simulados em relação aos interferômetros tradicionais.

Mais uma vez, a qualidade dos componentes eletrônicos SMD (resistores, diodos PIN, indutores RF *chokes*, capacitores DC *blocks*) e as tolerâncias de fabricação do dispositivo (soldagem dos componentes SMD e dos conectores SMA) são dadas como explicação para o aparecimento desse deslocamento de frequência no comportamento do interferômetro reconfigurável.

Pode-se observar também nos resultados medidos corrigidos (Figuras 4.13 a 4.16) uma pequena aproximação dos pontos de mínimo das extremidades da banda de operação com relação à f_0 , especialmente para os Estados 2 a 4, mas ainda assim, bem menos significativa que nos interferômetros tradicionais. Esse problema pode ser minimizado pelo aumento da qualidade do divisor/combinador usado no dispositivo, uma alternativa é aumentar o seu número de seções de $\lambda/4$.

Outro problema observado, analisando todos os gráficos para o interferômetro reconfigurável, é a atenuação dos pontos de máximo para frequências mais altas da banda de operação. Esse fato não é significativo nos comportamentos dos interferômetros tradicionais. Apesar das linhas de atraso do interferômetro reconfigurável terem os mesmos comprimentos físicos das linhas de atraso dos

tradicionais, no percurso do sinal de micro-ondas existem os diodos PIN utilizados para implementar as chaves SP4T que inserem uma pequena perda por inserção.

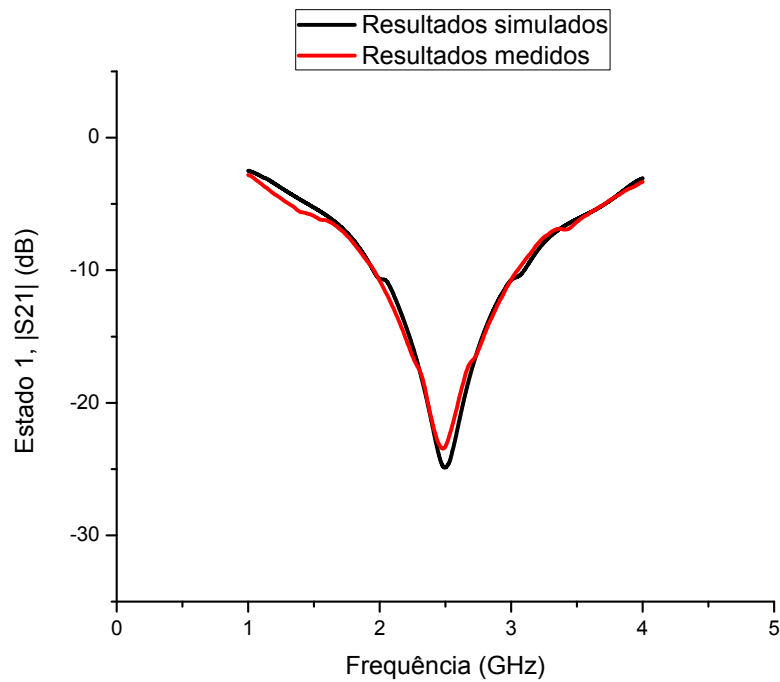


Figura 4.9 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 1 do interferômetro reconfigurável.

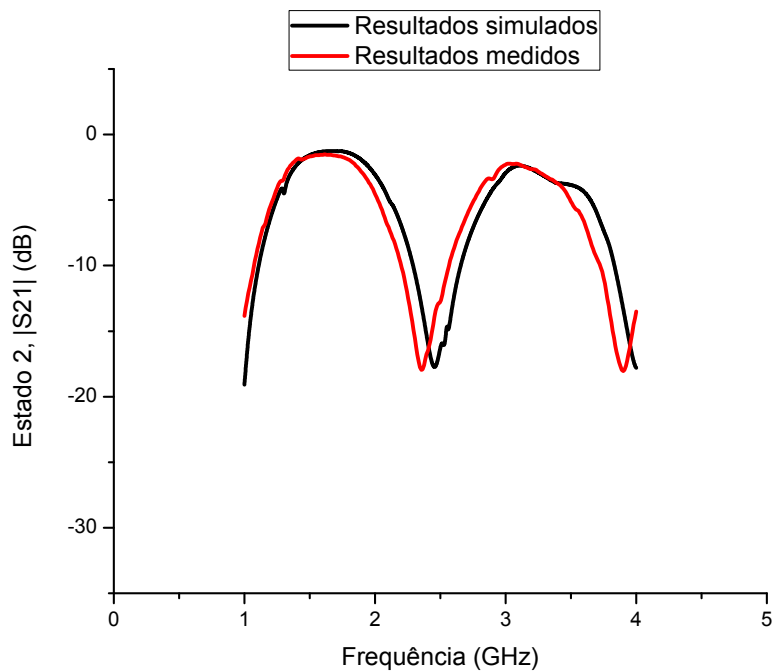


Figura 4.10 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 2 do interferômetro reconfigurável.

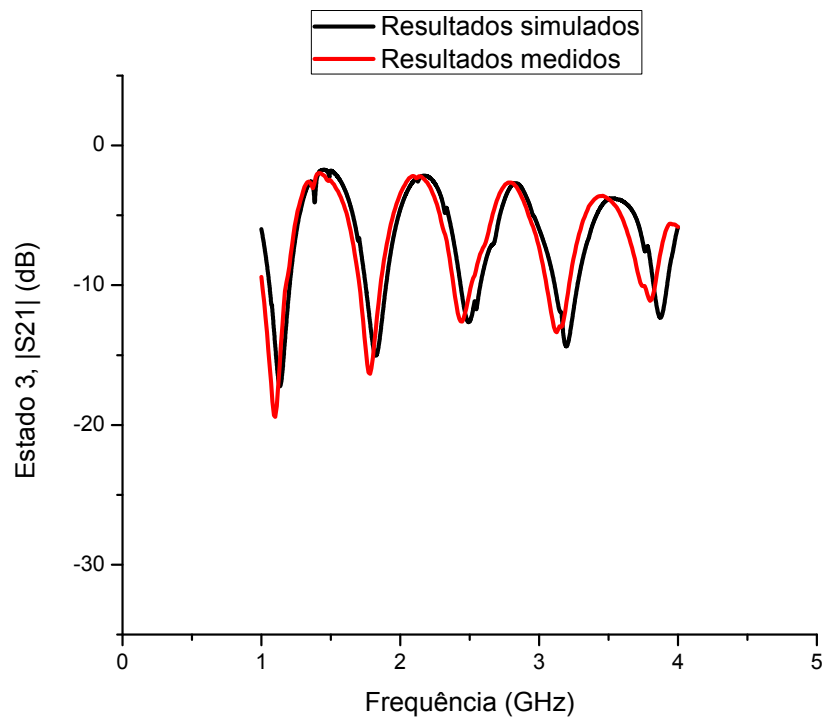


Figura 4.11 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 3 do interferômetro reconfigurável.

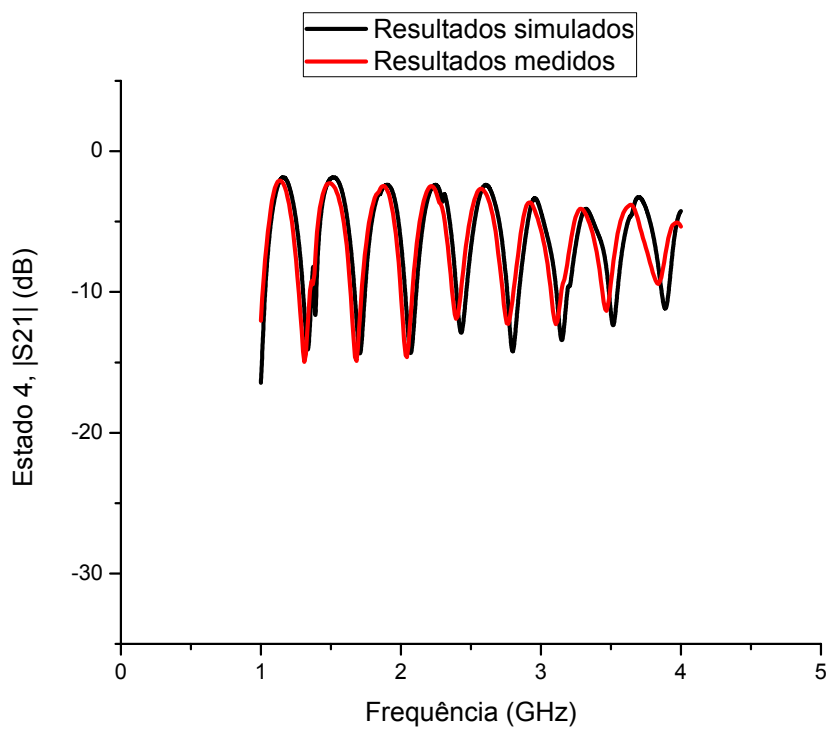


Figura 4.12 – Resultados simulados (curva preta) e medidos (curva vermelha) para o Estado 4 do interferômetro reconfigurável.

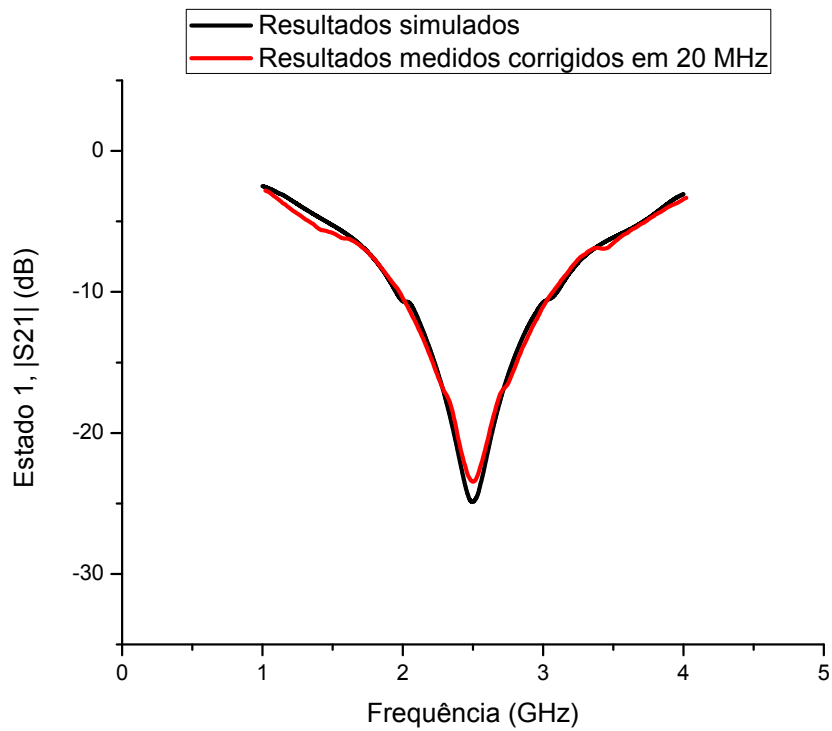


Figura 4.13 – Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 1 do interferômetro reconfigurável corrigidos (20 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

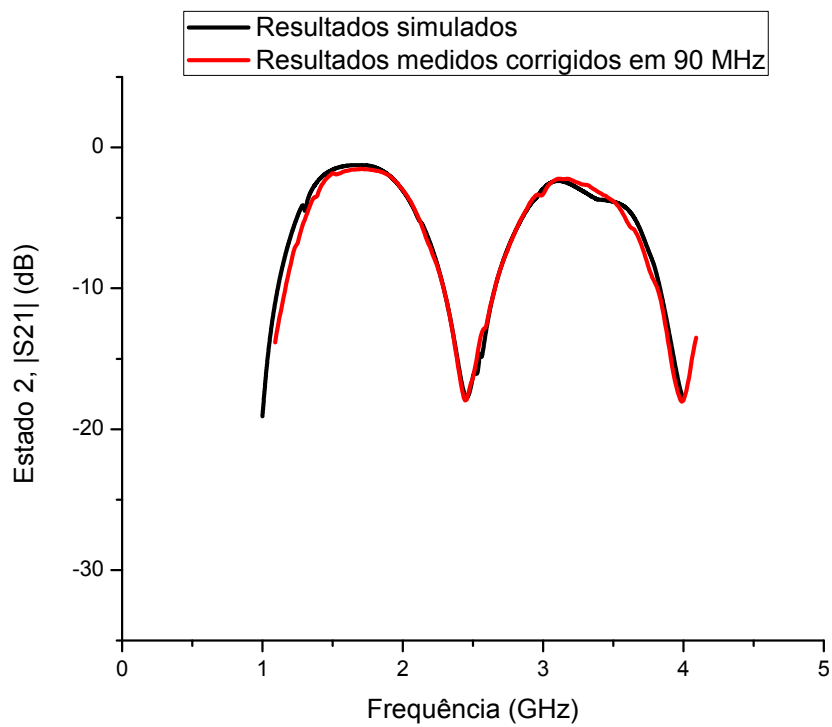


Figura 4.14 – Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 2 do interferômetro reconfigurável corrigidos (90 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

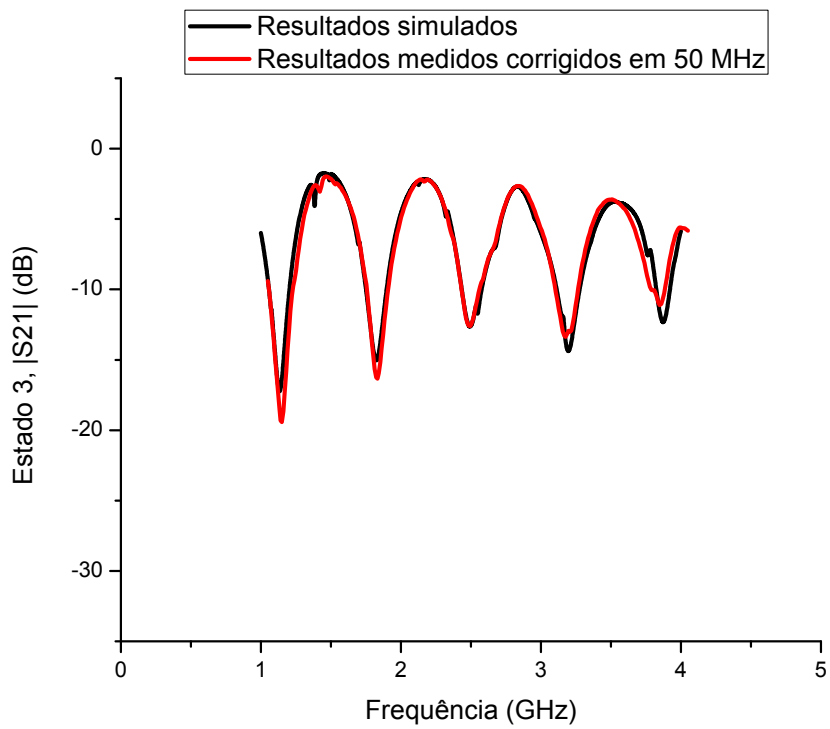


Figura 4.15 – Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 3 do interferômetro reconfigurável corrigidos (50 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

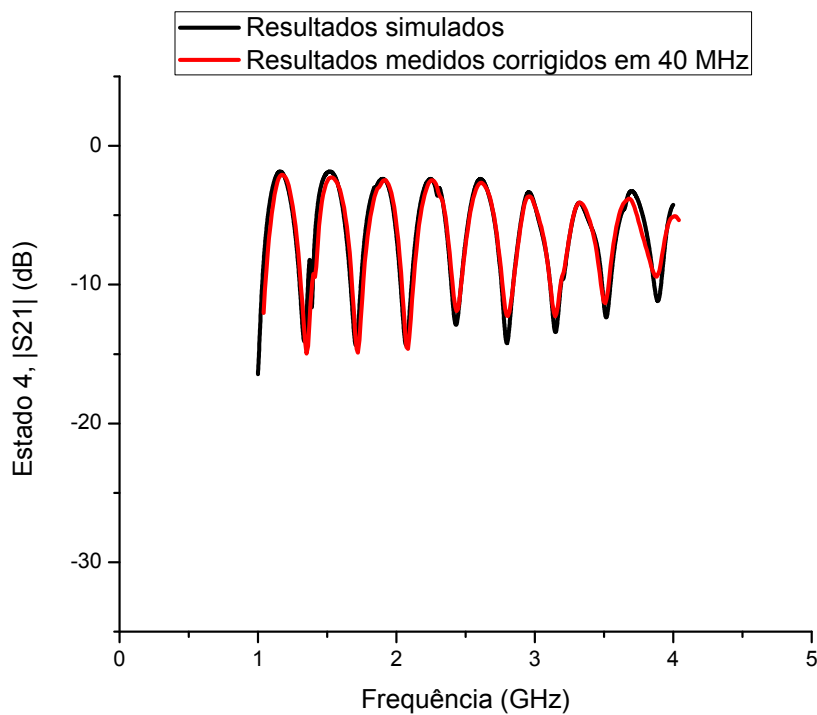


Figura 4.16 – Resultados medidos (curva vermelha) do Estado 4 do interferômetro reconfigurável corrigidos (40 MHz) em relação aos simulados (curva preta) para $f_0 = 2,5$ GHz.

As tolerâncias do substrato dielétrico e os erros de projeto e simulação foram novamente descartados na explicação do surgimento desses problemas pelos mesmos motivos defendidos na análise dos interferômetros tradicionais.

4.3 Discriminador Digital de Frequência com Interferômetros Tradicionais

Os *Bits* 1 a 4 (B_1 a B_4) gerados na saída digital paralela do DFD, apresentado na Figura 3.1, são mostrados nas Figuras 4.17 a 4.20, respectivamente. Nos gráficos dessas figuras, também são apresentadas, os resultados medidos de $|S_{21}|$ para os Interferômetros 1 a 4 (tradicionais) associados aos *Bits* 1 a 4, respectivamente. Os níveis ou valores de conversão A/D que os ADCs individuais devem ser ajustados também são indicados em cada gráfico. Esse nível foi escolhido de modo a tornar o comportamento das respostas em frequência de B_1 a B_4 o mais próximo possível do comportamento das curvas apresentadas nas Figuras 3.19 a 3.22 da Seção 3.2, levando-se em conta, claro, o deslocamento de frequência dos resultados medidos dos dispositivos.

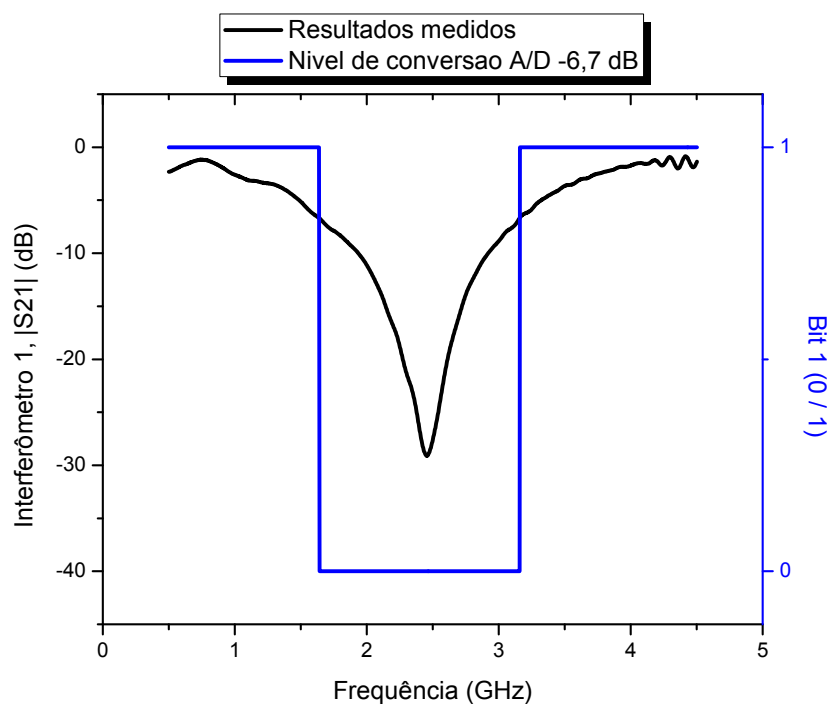


Figura 4.17 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 1 (tradicional) e saída binária para o Bit 1 ou B_1 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,7 dB.

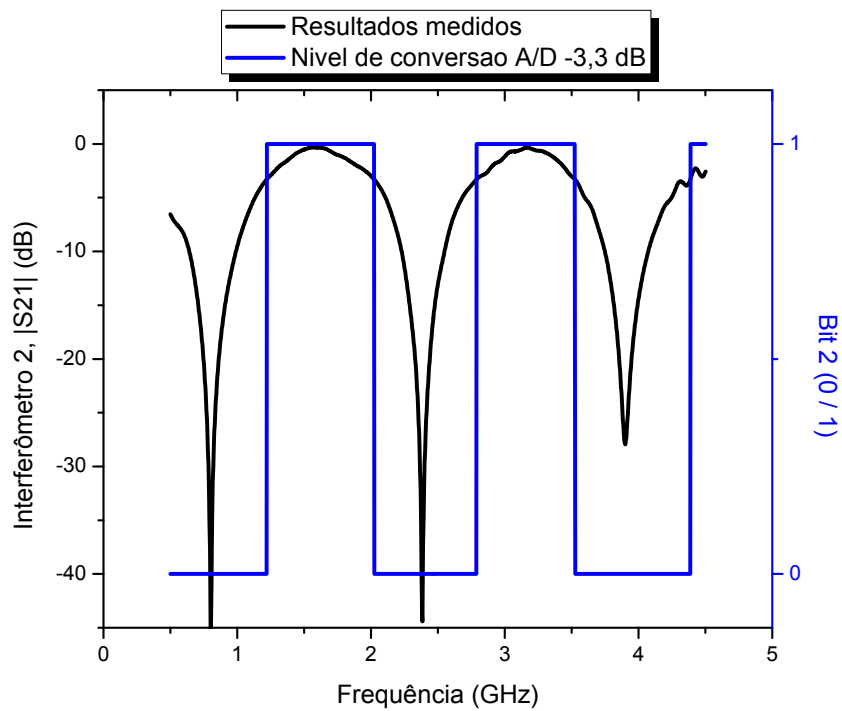


Figura 4.18 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 2 (tradicional) e saída binária para o Bit 2 ou B_2 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -3,3 dB.

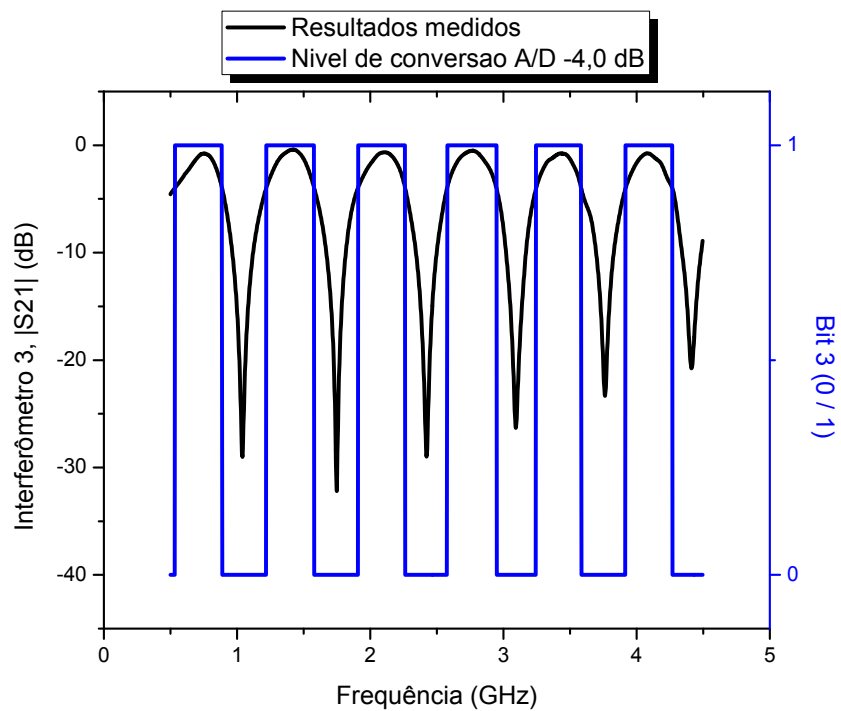


Figura 4.19 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 3 (tradicional) e saída binária para o Bit 3 ou B_3 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -4,0 dB.

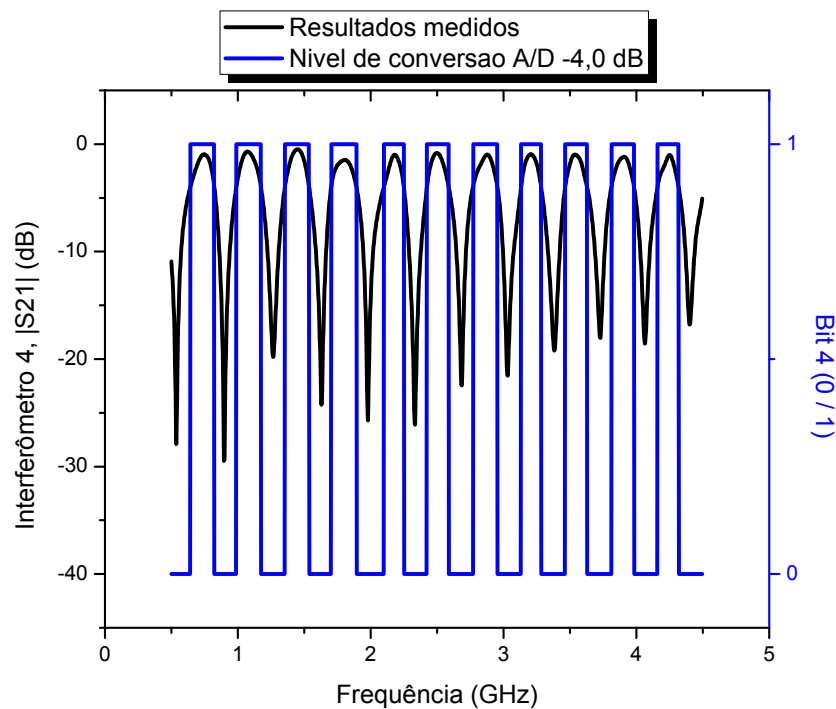


Figura 4.20 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Interferômetro 4 (tradicional) e saída binária para o Bit 4 ou B_4 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -4,0 dB.

O deslocamento de frequência não constante para os interferômetros e a compressão na banda de operação provoca um efeito de perda de sincronismo nos pontos de conversão A/D, acarretando na geração de uma mesma PDW para sub-bandas diferentes de frequência. Em outras palavras, a falta de sincronismo entre os *bits* de saída provoca ambiguidades na leitura do valor da frequência.

A Tabela 4.1 relaciona as 16 PDWs possíveis com as sub-bandas e suas resoluções (*SBW*) de um DFD de 4 *bits* operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz) implementado com base nos resultados medidos dos interferômetros tradicionais.

Tabela 4.1 – Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando de 1 a 4 GHz implementado a partir dos resultados medidos dos interferômetros tradicionais.

$B_1B_2B_3B_4$	Sub-banda (GHz)	<i>SBW</i> (MHz)
1 0 0 1	1,0000 – 1,1736	173,6
	3,5839 – 3,6289	45,0
	3,8117 – 3,9158	104,1

1 0 1 0	1,2186 – 1,2214 3,9833 – 4,0000	2,8 16,7
1 1 1 1	1,3536 – 1,5364 3,2436 – 3,2830 3,4630 – 3,5248	182,8 39,4 61,8
1 1 0 0	1,5786 – 1,6405	61,9
0 1 0 1	1,7023 – 1,8936 2,9483 – 2,9539 3,1311 – 3,1592	191,3 5,6 28,1
0 1 1 0	1,9077 – 2,0230	115,3
0 0 1 1	2,0989 – 2,2508 2,5770 – 2,5883 2,7711 – 2,7880	151,9 11,3 16,9
0 0 0 0	2,2620 – 2,4223	160,3
0 0 0 1	2,4223 – 2,5770	154,7
0 0 1 0	2,0230 – 2,0989 2,2508 – 2,2620 2,5883 – 2,7711	75,9 11,2 182,8
0 1 1 1	2,7880 – 2,9483	160,3
0 1 0 0	1,6405 – 1,7023 1,8936 – 1,9077 2,9539 – 3,1311	61,8 14,1 177,2
1 1 0 1	3,1592 – 3,2436	84,4
1 1 1 0	1,2214 – 1,3536 1,5364 – 1,5786 3,2830 – 3,4630	132,2 42,2 180,0
1 0 1 1	3,5248 – 3,5839 3,9158 – 3,9833	59,1 67,5
1 0 0 0	1,1736 – 1,2186 3,6289 – 3,8117	45,0 182,8

Apenas 6 PDWs são capazes de identificar a sub-banda do sinal de entrada de forma inequívoca, são elas: ‘1100’ identifica a sub-banda 1,5786 – 1,6405 GHz com uma resolução de 61,9 MHz; ‘0110’ identifica a sub-banda 1,9077 – 2,023 GHz com uma resolução de 115,3 MHz; ‘0000’ identifica a sub-banda 2,262 – 2,4223 GHz com uma resolução de 160,3 MHz; ‘0001’ identifica a sub-banda 2,4223 – 2,577 GHz com uma resolução de 154,7 MHz; ‘0111’ identifica a sub-banda 2,788 – 2,9483 GHz com uma resolução de 160,3 MHz; ‘1101’ identifica a sub-banda 3,1592 – 3,2436 GHz com uma resolução de 84,4 MHz. As outras 10 PDWs geram ambiguidade na leitura.

Imaginando como entrada do DFD um sinal de um *link* de rádio na banda livre ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) com frequência 2,4 GHz, a PDW de saída é ‘0000’ e a informação para o usuário é que o sinal de entrada tem uma frequência pertencente ao intervalo 2,262 a 2,4223 GHz. Já para um sinal de entrada com frequência 1,8 GHz (sistema celular, por exemplo), a PDW de saída será ‘0101’ e a informação para o usuário é que o sinal de entrada tem uma frequência pertencente ao intervalo 1,7023 a 1,8936 GHz, ou ao intervalo 2,9483 a 2,9539 GHz, ou ainda, ao intervalo 3,1311 a 3,1592 GHz. Assim, pode-se dizer que apenas 736,9 MHz dos 3 GHz de banda de operação (*BW*) do DFD são identificados de forma inequívoca, ou aproximadamente 24,6% de *BW*. Os outros 2263,1 MHz da banda, ou aproximadamente 75,4% de *BW*, estão comprometidos devido à ambiguidade de leitura.

Essa ambiguidade pode ser minimizada se tomadas as sugestões de melhorias discutidas nas seções anteriores, como uso de estações e técnicas de soldagem apropriadas para componentes SMD e conectores de altas frequências e aumento do número de seções de $\lambda/4$ nos divisores/combinadores. Assim, espera-se trazer as curvas dos resultados medidos para o mais próximo possível das curvas dos resultados simulados dos interferômetros tradicionais.

Outra possibilidade para minimizar o problema da ambiguidade de leitura é a utilização de filtros rejeita-bandas reconfiguráveis substituindo os interferômetros tradicionais [11]. Esses filtros seriam ajustados de forma a compensar o deslocamento de frequência e a compressão da banda de operação, minimizando a falta de sincronismo na geração dos *bits* de saída, conseqüentemente, diminuindo a ambiguidade de leitura do DFD.

Por fim, uma divisão da banda de operação do sistema IFM poderia também diminuir a ambiguidade sem a necessidade de realizar qualquer alteração nos

interferômetros. O amplificador de entrada do sistema IFM apresentado na Figura 3.4 deve ser sintonizado para uma fração da banda de operação, por exemplo, 1 a 2,577 GHz, toda a banda L (1 a 2 GHz) e parte da banda S (2 a 2,577 GHz). A Tabela 4.2 mostra a relação das PDWs e sub-bandas para o mesmo DFD operando nessa fração da banda.

Tabela 4.2 – Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando na banda L e parte da banda S (1 a 2,577 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos interferômetros tradicionais.

$B_1B_2B_3B_4$	Sub-banda (GHz)	SBW (MHz)
1 0 0 1	1,0000 – 1,1736	173,6
1 0 1 0	1,2186 – 1,2214	2,8
1 1 1 1	1,3536 – 1,5364	182,8
1 1 0 0	1,5786 – 1,6405	61,9
0 1 0 1	1,7023 – 1,8936	191,3
0 1 1 0	1,9077 – 2,0230	115,3
0 0 1 1	2,0989 – 2,2508	151,9
0 0 0 0	2,2620 – 2,4223	160,3
0 0 0 1	2,4223 – 2,5770	154,7
0 0 1 0	2,0230 – 2,0989 2,2508 – 2,2620	75,9 11,2
0 1 1 1	2,7880 – 2,9483	160,3
0 1 0 0	1,6405 – 1,7023 1,8936 – 1,9077	61,8 14,1
1 1 0 1	-	-
1 1 1 0	1,2214 – 1,3536 1,5364 – 1,5786	132,2 42,2
1 0 1 1	-	-
1 0 0 0	1,1736 – 1,2186	45,0

O sistema passou a apresentar agora apenas 3 PDWs com ambiguidade de leitura ('0010', '0100' e '1110') e 2 PDWs sem associação com qualquer sub-banda ('1101' e '1011'). Assim, apenas 337,4 MHz dos 1577 MHz da nova banda de operação estão comprometidos devido à ambiguidade, ou aproximadamente 21,4% de *BW*. Os outros 1239,6 MHz, ou aproximadamente 78,6% de *BW*, são identificados de forma inequívoca.

Um novo sistema IFM (Figura 3.4 do Capítulo 3), agora com seu amplificador de entrada sintonizado de 2,577 a 4 GHz (restante da banda S), é implementado com os interferômetros tradicionais. A Tabela 4.3 mostra a relação das PDWs e sub-bandas para o mesmo DFD operando nessa nova banda. Esse novo sistema apresenta apenas 5 PDWs com ambiguidade de leitura ('1001', '1111', '0101', '0011' e '1011') e 4 PDWs sem associação com qualquer sub-banda ('1100', '0110', '0000' e '0001'). Então, apenas 438,7 MHz dos 1443 MHz da nova banda de operação estão comprometidos devido à ambiguidade, ou aproximadamente 30,4% de *BW*. Os outros 1004,3 MHz, ou aproximadamente 69,6% de *BW*, são identificados de forma inequívoca.

Esses 2 sistemas IFM podem ser integrados cobrindo assim, toda a banda de operação do projeto inicial, ou seja, as bandas L e S (1 a 4 GHz), com apenas 776,1 MHz, ou aproximadamente 25,9% de *BW*, comprometidos pela ambiguidade de leitura. Os outros 2223,9 MHz, ou aproximadamente 74,1% de *BW*, são identificados inequivocamente.

Tabela 4.3 – Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando em parte da banda S (2,577 a 4 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos interferômetros tradicionais.

$B_1B_2B_3B_4$	Sub-banda (GHz)	<i>SBW</i> (MHz)
1 0 0 1	3,5839 – 3,6289	45,0
	3,8117 – 3,9158	104,1
1 0 1 0	3,9833 – 4,0000	16,7
1 1 1 1	3,2436 – 3,2830	39,4
	3,4630 – 3,5248	61,8
1 1 0 0	-	-

0 1 0 1	2,9483 – 2,9539 3,1311 – 3,1592	5,6 28,1
0 1 1 0	-	-
0 0 1 1	2,5770 – 2,5883 2,7711 – 2,7880	11,3 16,9
0 0 0 0	-	-
0 0 0 1	-	-
0 0 1 0	2,5883 – 2,7711	182,8
0 1 1 1	2,7880 – 2,9483	160,3
0 1 0 0	2,9539 – 3,1311	177,2
1 1 0 1	3,1592 – 3,2436	84,4
1 1 1 0	3,2830 – 3,4630	180,0
1 0 1 1	3,5248 – 3,5839 3,9158 – 3,9833	59,1 67,5
1 0 0 0	3,6289 – 3,8117	182,8

4.4 Discriminador Digital de Frequência com Interferômetro Reconfigurável

Os *Bits* 1 a 4 (B_1 a B_4) gerados na saída digital serial do DFD, apresentado na Figura 3.13 da Seção 3.1.2, são mostrados nas Figuras 4.21 a 4.24, respectivamente. Nos gráficos dessas figuras, também são apresentados, os resultados medidos de $|S_{21}|$ para os Estados 1 a 4 (interferômetro reconfigurável) associados aos *Bits* 1 a 4, respectivamente. O nível de conversão A/D que o ADC deve ser ajustado também é indicado em cada gráfico. Isso representa um desafio a mais nessa nova filosofia de medição, pois apenas um ADC é utilizado, então somente um nível de conversão A/D deve ser ajustado para todos os estados do dispositivo reconfigurável. Esse nível foi escolhido de modo a tornar o comportamento das respostas em frequência de B_1 a B_4 o mais próximo possível do comportamento das curvas apresentadas nas Figuras 3.19 a

3.22 da Seção 3.2, levando-se em conta, novamente, o deslocamento de frequência dos resultados medidos dos estados do dispositivo.

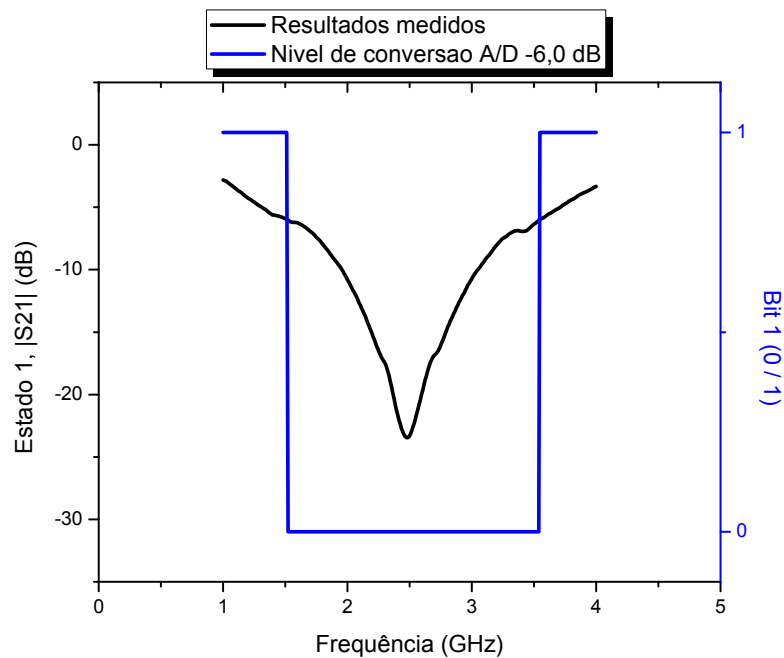


Figura 4.21 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 1 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 1 ou B_1 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.

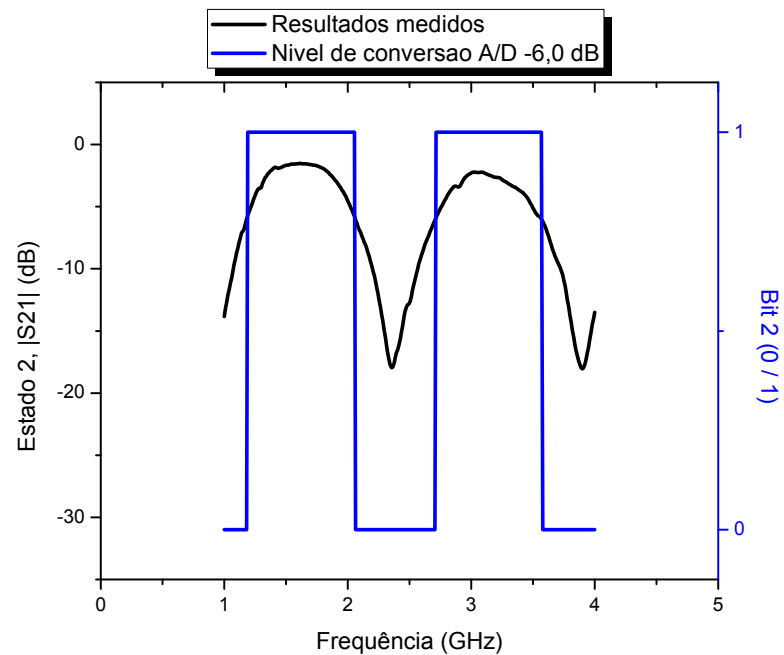


Figura 4.22 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 2 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 2 ou B_2 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.

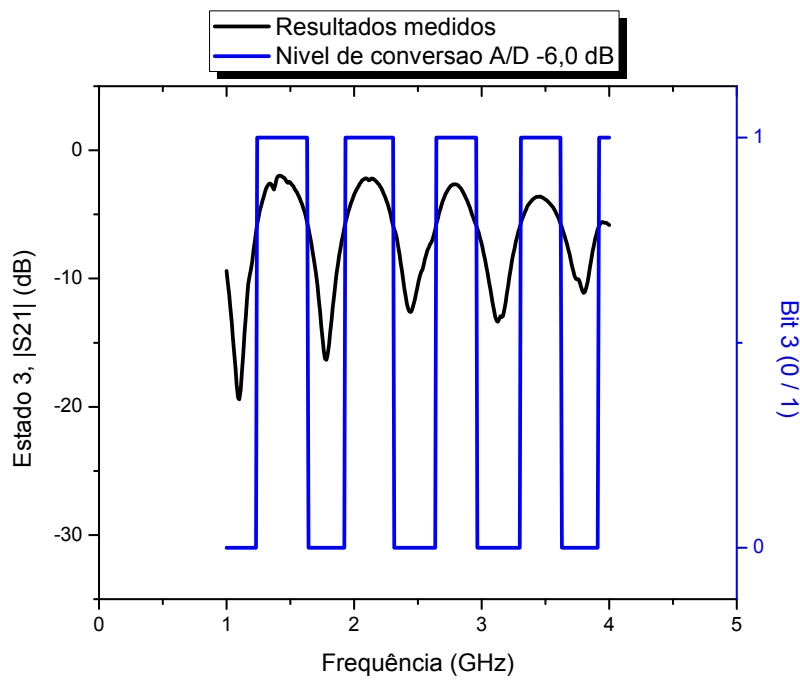


Figura 4.23 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 3 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 3 ou B_3 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.

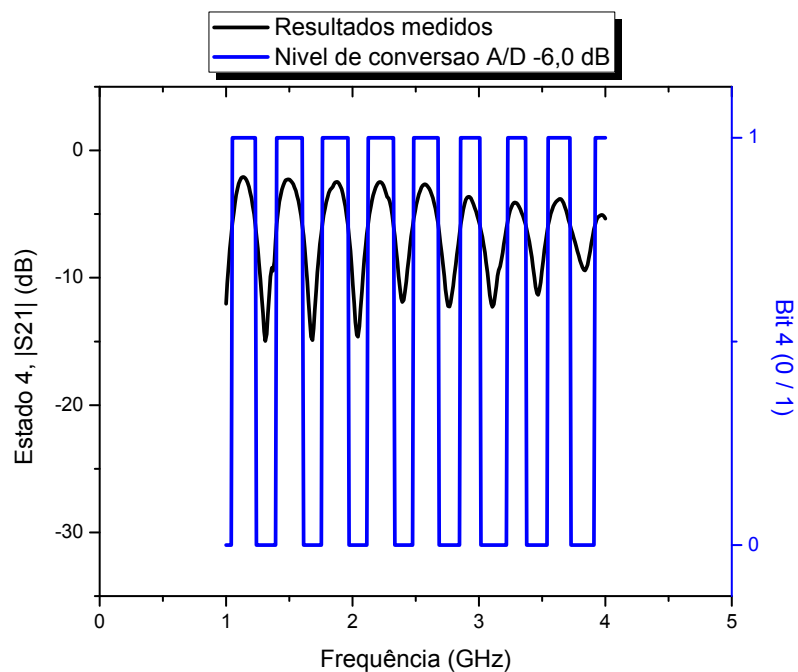


Figura 4.24 – Resultados medidos (curva preta, eixo vertical esquerdo) para o Estado 4 (interferômetro reconfigurável) e saída binária para o Bit 4 ou B_4 (curva azul, eixo vertical direito) com um nível de conversão A/D ajustado em -6,0 dB.

Novamente o deslocamento de frequência não constante para os estados do interferômetro reconfigurável e a compressão na banda de operação provocou o efeito de perda de sincronismo nos pontos de conversão A/D, acarretando na geração de uma mesma PDW para sub-bandas diferentes de frequência. Isso quer dizer que a falta de sincronismo entre os *bits* de saída provocou ambiguidades na leitura do valor da frequência.

A Tabela 4.4 relaciona as 16 PDWs possíveis com as sub-bandas e suas resoluções (*SBW*) de um DFD de 4 *bits* operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz) implementado com base nos resultados medidos dos estados do interferômetro reconfigurável. Apenas 3 PDWs são capazes de identificar a sub-banda do sinal de entrada inequivocamente, são elas: ‘0000’ identifica a sub-banda 2,3294 – 2,4799 GHz com uma resolução de 150,5 MHz; ‘1101’ identifica a sub-banda 1,1856 – 1,2358 GHz com uma resolução de 50,2 MHz; ‘1110’ identifica a sub-banda 1,2358 – 1,3963 GHz com uma resolução de 160,5 MHz. Duas PDWs (‘1010’ e ‘1100’) não são associadas a nenhuma sub-banda e as 11 PDWs restantes geram ambiguidade na leitura. Assim, pode-se dizer que apenas 361,2 MHz dos 3 GHz de banda de operação (*BW*) do DFD são identificados de forma inequívoca, ou aproximadamente 12% de *BW*. Os outros 2638,8 MHz da banda, ou aproximadamente 88% de *BW*, estão comprometidos devido à ambiguidade de leitura.

Tabela 4.4 – Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando de 1 a 4 GHz implementado a partir dos resultados medidos dos estados do interferômetro reconfigurável.

$B_1B_2B_3B_4$	Sub-banda (GHz)	<i>SBW</i> (MHz)
1 0 0 1	1,0452 – 1,1856 3,6236 – 3,7241	140,4 100,5
1 0 1 0	-	-
1 1 1 1	1,3963 – 1,5163 3,5435 – 3,5736	120,0 30,1
1 1 0 0	-	-
0 1 0 1	1,7575 – 1,9281 2,9616 – 3,0117 3,2224 – 3,3027	170,6 50,1 80,3

0 1 1 0	1,6070 – 1,6371	30,1
	1,9682 – 2,0585	90,3
	2,7107 – 2,8512	140,5
	3,3729 – 3,5435	170,6
0 0 1 1	2,1187 – 2,3094	190,7
	2,6405 – 2,6806	40,4
0 0 0 0	2,3294 – 2,4799	150,5
0 0 0 1	2,3094 – 2,3294	20,0
	2,4799 – 2,6405	160,6
0 0 1 0	2,0585 – 2,1187	60,2
	2,6806 – 2,7107	30,1
0 1 1 1	1,5167 – 1,6070	90,3
	1,9281 – 1,9682	40,1
	2,8512 – 2,9616	110,4
	3,3027 – 3,3729	70,2
0 1 0 0	1,6371 – 1,7575	120,4
	3,0117 – 3,2224	210,7
1 1 0 1	1,1856 – 1,2358	50,2
1 1 1 0	1,2358 – 1,3963	160,5
1 0 1 1	3,5736 – 3,6238	50,2
	3,9147 – 4,0000	85,3
1 0 0 0	1,0000 – 1,0452	45,2
	3,7241 – 3,9147	190,6

Novamente, essa ambiguidade apresentada pelo DFD baseado no interferômetro reconfigurável pode ser minimizada se forem utilizadas estações e técnicas de soldagem apropriadas para componentes SMD e conectores de altas frequências. O aumento do número de seções de $\lambda/4$ nos divisores/combinadores também acarreta melhoria no desempenho do dispositivo.

O uso de elementos ajustáveis nas linhas de atraso do dispositivo reconfigurável também pode minimizar a ambiguidade de leitura. Esses elementos são ajustados de

forma a compensar o deslocamento de frequência e a compressão da banda de operação, minimizando a falta de sincronismo na geração dos *bits* de saída, consequentemente, diminuindo a ambiguidade de leitura do DFD.

A divisão da banda de operação do sistema IFM, também diminui a ambiguidade sem a necessidade de realizar qualquer alteração no interferômetro reconfigurável. O amplificador de entrada do sistema IFM apresentado na Figura 3.4 do Capítulo 3 deve ser sintonizado para operar de 1 a 2,4799 GHz, toda a banda L (1 a 2 GHz) e parte da banda S (2 a 2,4799 GHz), ou seja, uma fração da banda de operação de projeto. A Tabela 4.5 mostra a relação das PDWs e sub-bandas para o mesmo DFD operando nessa fração da banda.

Tabela 4.5 – Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando na banda L e parte da banda S (1 a 2,4799 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos estados do interferômetro reconfigurável.

$B_1B_2B_3B_4$	Sub-banda (GHz)	SBW (MHz)
1 0 0 1	1,0452 – 1,1856	140,4
1 0 1 0	-	-
1 1 1 1	1,3963 – 1,5163	120,0
1 1 0 0	-	-
0 1 0 1	1,7575 – 1,9281	170,6
0 1 1 0	1,6070 – 1,6371 1,9682 – 2,0585	30,1 90,3
0 0 1 1	2,1187 – 2,3094	190,7
0 0 0 0	2,3294 – 2,4799	150,5
0 0 0 1	2,3094 – 2,3294	20,0
0 0 1 0	2,0585 – 2,1187	60,2
0 1 1 1	1,5167 – 1,6070 1,9281 – 1,9682	90,3 40,1
0 1 0 0	1,6371 – 1,7575	120,4
1 1 0 1	1,1856 – 1,2358	50,2

1 1 1 0	1,2358 – 1,3963	160,5
1 0 1 1	-	-
1 0 0 0	1,0000 – 1,0452	45,2

O sistema passou a apresentar agora apenas 2 PDWs com ambiguidade de leitura ('0110' e '0111') e 3 PDWs sem associação com qualquer sub-banda ('1010', '1100' e '1011'). Assim, apenas 250,8 MHz dos 1479,9 MHz da nova banda de operação estão comprometidos devido à ambiguidade, ou aproximadamente 16,9% de *BW*. Os outros 1229,1 MHz, ou aproximadamente 83,1% de *BW*, são identificados inequivocamente.

Um novo sistema IFM (Figura 3.4 do Capítulo 3), agora com seu amplificador de entrada sintonizado de 2,4779 a 4 GHz (restante da banda S), é implementado com o interferômetro reconfigurável. A Tabela 4.6 mostra a relação das PDWs e sub-bandas para o mesmo DFD operando nessa nova banda.

Tabela 4.6 – Sub-bandas de frequência para um DFD de 4 bits operando em parte da banda S (2,4799 a 4 GHz) implementado a partir dos resultados medidos dos estados do interferômetro reconfigurável.

$B_1B_2B_3B_4$	Sub-banda (GHz)	<i>SBW</i> (MHz)
1 0 0 1	3,6236 – 3,7241	100,5
1 0 1 0	-	-
1 1 1 1	3,5435 – 3,5736	30,1
1 1 0 0	-	-
0 1 0 1	2,9616 – 3,0117 3,2224 – 3,3027	50,1 80,3
0 1 1 0	2,7107 – 2,8512 3,3729 – 3,5435	140,5 170,6
0 0 1 1	2,6405 – 2,6806	40,4
0 0 0 0	-	-
0 0 0 1	2,4799 – 2,6405	160,6
0 0 1 0	2,6806 – 2,7107	30,1

0 1 1 1	2,8512 – 2,9616 3,3027 – 3,3729	110,4 70,2
0 1 0 0	3,0117 – 3,2224	210,7
1 1 0 1	-	-
1 1 1 0	-	-
1 0 1 1	3,5736 – 3,6238 3,9147 – 4,0000	50,2 85,3
1 0 0 0	3,7241 – 3,9147	190,6

Esse novo sistema apresenta apenas 4 PDWs com ambiguidade de leitura ('0101', '0110', '0111' e '1011') e 5 PDWs sem associação com qualquer sub-banda ('1010', '1100', '0000', '1101' e '1110'). Então, 757,6 MHz dos 1520,1 MHz da nova banda de operação estão comprometidos devido à ambiguidade, ou aproximadamente 49,8% de *BW*. Os outros 762,5 MHz, ou aproximadamente 50,2% de *BW*, são identificados de forma inequívoca.

Esses 2 sistemas IFM podem ser integrados cobrindo assim, toda a banda de operação do projeto inicial, ou seja, as bandas L e S (1 a 4 GHz), com 1008,4 MHz, ou aproximadamente 33,6% de *BW*, comprometidos pela ambiguidade de leitura. Os outros 1991,6 MHz, ou aproximadamente 66,4% de *BW*, são identificados inequivocamente. Uma condição de funcionamento bem mais interessante que a inicial.

4.5 Comparação entre os Sistemas IFM Tradicional e Reconfigurável

Esta seção trata da comparação entre os dois sistemas IFM propostos: tradicional, DFD baseado em interferômetros tradicionais; reconfigurável, DFD baseado em interferômetro reconfigurável. Os sistemas apresentados foram escolhidos com base nos melhores resultados de desempenho, ou seja, com a banda total de operação dividida: 1 a 2,577 GHz e 2,577 a 4 GHz para o sistema tradicional; 1 a 2,4799 GHz e 2,4799 a 4 GHz para o sistema reconfigurável. Os novos diagramas em blocos dos sistemas IFM tradicional e reconfigurável podem ser vistos nas Figuras 4.25 e 4.26, respectivamente.

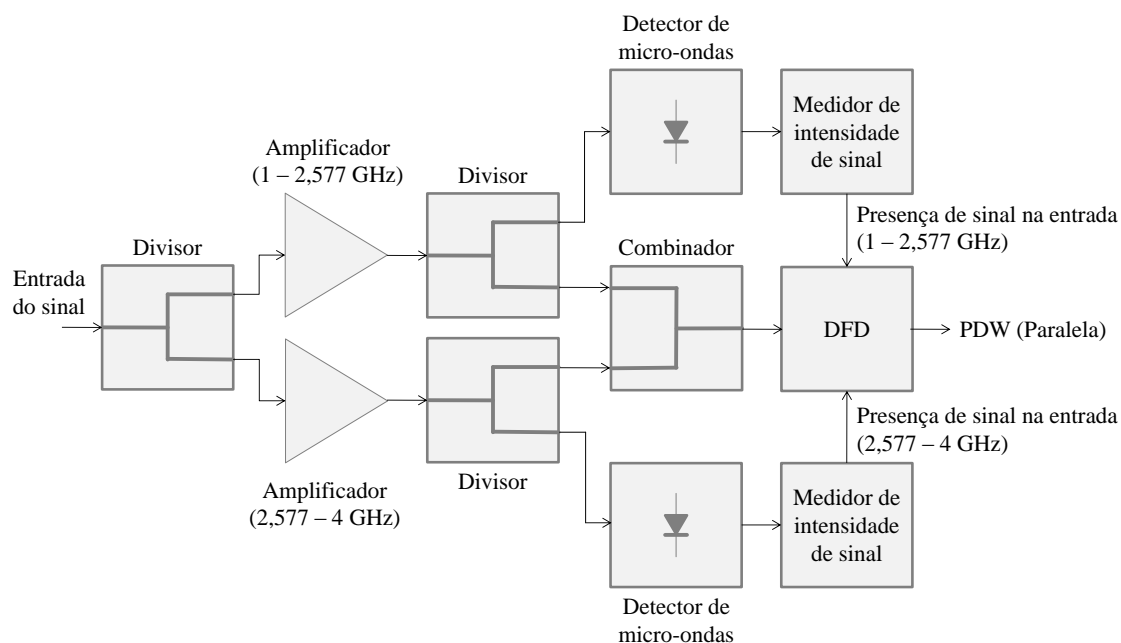


Figura 4.25 – Diagrama em blocos do sistema IFM tradicional, DFD baseado em interferômetros tradicionais, operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz).

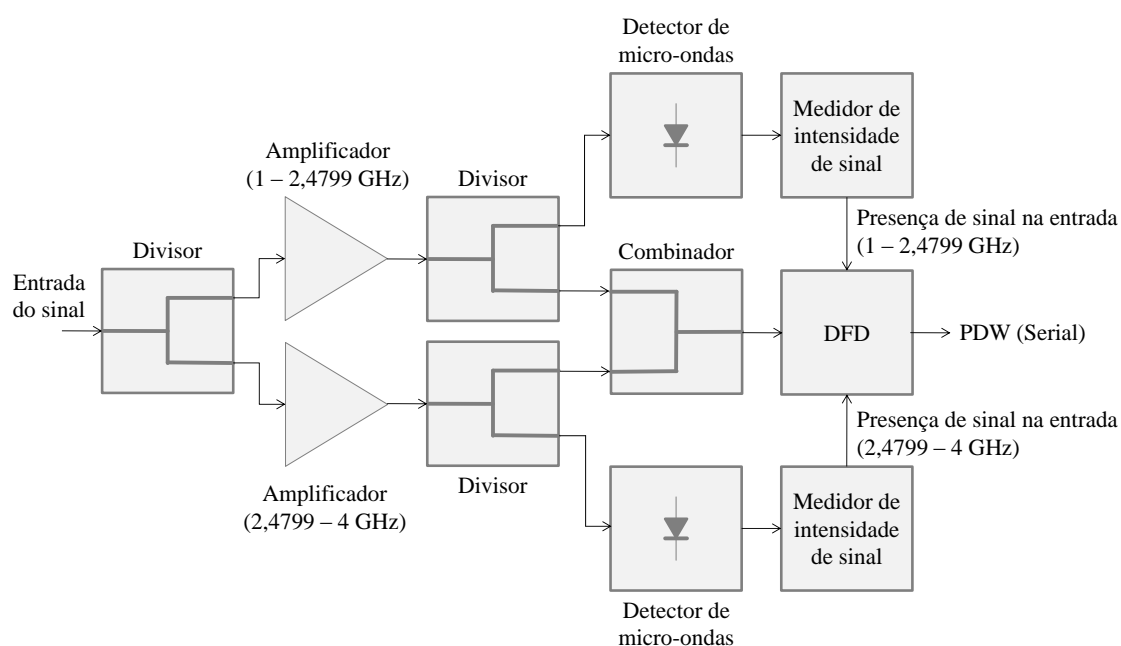


Figura 4.26 – Diagrama em blocos do sistema IFM reconfigurável, DFD baseado em interferômetro reconfigurável, operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz).

É importante lembrar que nenhum desses dois sistemas propostos é capaz de resolver simultaneidade de entrada, ou seja, no caso de dois sinais com frequências distintas atingirem a entrada, o DFD não é capaz de fornecer a sub-banda correta de nenhum deles. A Tabela 4.7 mostra um resumo comparativo entre os sistemas IFM tradicional e reconfigurável.

Tabela 4.7 – Comparação entre os sistemas IFM de 4 bits baseados em interferômetros tradicionais e reconfigurável operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz, BW = 3 GHz).

Item	Sistema Tradicional	Sistema Reconfigurável
Leitura inequívoca	74,1% de BW	66,4% de BW
Leitura ambígua	25,9% de BW	33,6% de BW
Resolução de leitura (SBW)	2,8 a 191,3 MHz	20,0 a 210,7 MHz
Geração da PDW	Paralela	Serial
Tempo de processamento do sinal no AFD	Basicamente o atraso de propagação da maior linha de atraso (τ_{d4})	Os atrasos de propagação de todas as linhas de atraso ($\tau_{d1} + \tau_{d2} + \tau_{d3} + \tau_{d4}$) mais os tempos de chaveamento dos diodos PIN
No. de detectores de micro-ondas no AFD	4	1
No. de ADCs no DFD	4	1
No. de componentes SMD	16 resistores (4 por interferômetro)	9 resistores, 13 RF chokes, 4 DC blocks, 12 diodos PIN (total de 38 componentes)
No. de conectores SMA	8 (2 por interferômetro)	2
Circuito de controle e temporização	Não	Sim (polarização dos diodos PIN)
Circuitos extras	Não	Conversor serial/paralelo para leitura da PDW
Dimensões	75,3 mm x 250,8 mm (os 4 interferômetros distribuídos verticalmente)	95,0 mm x 100,0 mm
Tipo do sinal de entrada	CW, pulsado	CW, pulsado (desde que a largura de pulso seja maior que o tempo de processamento do sinal no AFD)
Processamento de sinais simultâneos na entrada	Não	Não

Outra discussão importante de se fazer é a respeito dos tempos de processamento do sinal nos discriminadores analógicos de frequência (AFDs) para os dois sistemas IFM. Para o sistema tradicional, o sinal atravessa os 4 AFDs paralelamente, pode-se dizer que o tempo de propagação da maior linha de atraso, $\tau_{d4} = 3,3$ ns, é o tempo de processamento do sinal. Para esse sistema ser capaz de interceptar um sinal pulsado, a largura de pulso deve ser maior que 3,3 ns.

Já para o sistema reconfigurável, o sinal atravessa um único AFD, mas precisa percorrer as 4 linhas de atraso de forma sequencial, ou seja, $\tau_{d1} + \tau_{d2} + \tau_{d3} + \tau_{d4} = 6,2$ ns. Além disso, ainda existem os tempos de comutação das chaves SP4T, 3 comutações acontecem simultaneamente nas chaves, cada comutação é da ordem de 10 ns. Assim, pode-se dizer que o tempo de processamento do sinal no AFD reconfigurável é em torno de 36,2 ns. Para o sistema IFM baseado no interferômetro reconfigurável ser capaz de identificar um sinal pulsado, a largura de pulso deve ser maior que 36,2 ns.

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, apresentou-se uma forma sistemática de projetar, simular e fabricar interferômetros para serem usados em discriminadores de frequência de sistemas IFM. O conceito de um discriminador digital de frequência baseado em um interferômetro reconfigurável foi abordado de forma pioneira e inovadora. Todos os interferômetros (4 tradicionais e 1 reconfigurável) foram simulados, fabricados e medidos. Seus resultados simulados e medidos foram apresentados, comparados e discutidos. O conceito de um sistema IFM implementado a partir da integração dos discriminadores de frequência com outros dispositivos foi apresentado. Por fim, foi realizada uma comparação de desempenho entre dois sistemas IFM, sendo o primeiro baseado nos interferômetros tradicionais e o segundo baseado no interferômetro reconfigurável.

Tanto os interferômetros tradicionais, quanto o reconfigurável, apresentaram um deslocamento de frequência dos resultados medidos em relação aos simulados. Esse deslocamento provavelmente foi provocado pela qualidade dos componentes SMD e as tolerâncias de fabricação do dispositivo. A soldagem dos componentes SMD e dos conectores SMA podem alterar parâmetros RLC das linhas de microfita próximas, criando pontos de reflexão ou dissipação do sinal de micro-ondas. Esse problema pode ser minimizado pelo uso de estações e técnicas de soldagem apropriadas para componentes SMD e conectores de altas frequências.

Também se observou no comportamento dos resultados medidos uma aproximação dos pontos de mínimo das extremidades da banda de operação com relação à frequência central de operação. Essa compressão da banda de operação provavelmente se deve à qualidade do divisor/combinador usado nos interferômetros. Esse problema pode ser diminuído pelo aumento do número de seções de $\lambda/4$ nos divisores/combinadores.

O deslocamento de frequência não constante e a compressão na banda de operação provocou o efeito de perda de sincronismo nos pontos de conversão A/D, acarretando na geração de uma mesma PDW para sub-bandas diferentes. Em outras palavras, a falta de sincronismo entre os *bits* de saída provocou ambiguidades na leitura

do valor da frequência. Esse problema apresentou-se tanto para os interferômetros tradicionais, quanto para o reconfigurável. Sugestões para minimizar esse problema foram discutidas, como a melhoria da qualidade dos componentes e do processo de soldagem dos dispositivos e o uso de elementos ajustáveis para compensar o deslocamento de frequência e a compressão da banda de operação. O fracionamento da banda de operação também foi apresentado como uma ação para diminuição desse problema. A técnica de divisão da banda de operação permitiu a utilização dos interferômetros sem a necessidade de qualquer alteração e melhorou significativamente a identificação inequívoca da frequência do sinal de entrada.

No comparativo entre os sistemas IFM, o tradicional apresentou um desempenho melhor com relação à banda de leitura inequívoca e à resolução de leitura. O sistema tradicional também levou vantagem no item tempo de processamento do sinal e largura de pulso de um sinal pulsado de entrada. Já o sistema reconfigurável apresentou-se melhor com respeito à quantidade de detectores de micro-ondas e ADCs e às dimensões, mostrando-se bem mais compacto que o sistema tradicional.

Os sistemas IFM comerciais apresentam linhas de atraso coaxiais e estruturas de microfita, tornando-os de dimensões maiores e com alto número de transições e conexões internas. Os interferômetros apresentados nesta Tese são todos em tecnologia de microfita, o que facilita sua integração com outros dispositivos e circuitos externos, tornando o sistema IFM mais compacto.

O tema abordado aqui ainda se encontra muito restrito a pesquisas confidenciais militares, tendo o autor dificuldade na pesquisa do estado da arte e de artigos científicos tratando do assunto. Sendo assim, este trabalho traz grandes contribuições para o desenvolvimento de sistemas inteligentes utilizados para detecção de sinais desconhecidos.

5.1 Sugestões de Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, com o intuito de construir um sistema IFM digital de 4 *bits* operando nas bandas L e S (1 a 4 GHz), sugere-se:

- Projeto, simulação e fabricação do divisor/combinador com 2 seções de $\lambda/4$ utilizado nos interferômetros tradicionais.

- Projeto, simulação, fabricação de novo divisor/combinador com 3 seções de $\lambda/4$ para integração com os interferômetros (tradicionais e reconfigurável);
- Nova montagem dos interferômetros tradicionais melhorando o processo de soldagem de componentes e conectores;
- Projeto, simulação e fabricação de filtros rejeita-banda reconfiguráveis para substituição dos interferômetros tradicionais na implementação de um discriminador de frequência;
- Projeto, simulação e fabricação de linhas de atraso com elementos ajustáveis para substituição das linhas de atraso do interferômetro reconfigurável;
- Fabricação e montagem dos circuitos conversores A/D (ADCs) para serem integrados aos discriminadores analógicos de frequência (AFDs) tradicionais;
- Fabricação e montagem de ADC com nível de referência ajustável automaticamente para ser integrado ao AFD reconfigurável;
- Projeto e desenvolvimento do circuito automático de controle e temporização, responsável pela polarização dos diodos PIN;
- Projeto e desenvolvimento da interface gráfica com o usuário.

REFERÊNCIAS

- [1] East, P. W. Fifty years of instantaneous frequency measurement. *IET Radar Sonar Navig.*, 2012, Vol. 6, Iss. 2, pp. 112-122.
- [2] Goddard, N. E. Instantaneous frequency-measuring receivers. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 1972, Vol. MTT-20, pp. 292-293.
- [3] Collins, J. H. and Grant, P. M. A Review of Current and Future Components for Electronic Warfare Receivers. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 1981, Vol. MTT-29, No. 5, pp. 395-403.
- [4] Gruchala, H. and Rutkowski, A. Frequency Detector with Power Combiner Dividers. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1998, Vol. 8, No. 5, pp. 179-181.
- [5] Pandolfi, C.; Fitini, E.; Gabrielli, G.; Megna, E. and Zaccaron, A. Comparison of Analog IFM and Digital Frequency Measurement Receivers for Electronic Warfare. *Proceedings of the 7th European Radar Conference*, 2010, pp. 232-235.
- [6] Helton, J.; Chen, C.-I. H.; Lin, D. M. and Tsui, J. B. Y. FPGA-Based 1.2 GHz Bandwidth Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver. *Proceedings of the 9th International Symposium on Quality Electronic Design*, 2008, pp. 568-571.
- [7] Rutkowski, A. K. and Smolski, B. Identification of frequencies and amplitudes of microwave simultaneous signals by means of IFM methods. *Proceedings of the 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2008, pp. 1-4.
- [8] Niu, J.; Fu, S.; Xu, K.; Zhou, J.; Aditya, S.; Wu, J.; Shum, P. P. and Lin, J. T. Instantaneous Microwave Frequency Measurement Based on Amplified Fiber-Optic Recirculating Delay Loop and BroadBand Incoherent Light Source. *Journal of Lighthwave Technology*, 2011, Vol. 29, No. 1, pp. 78-84.
- [9] Lin, D. M.; Liou, L. L.; Benson, S. and Chen, H. Mono-bit Digital Chirp Receiver Using Mono-bit IFM Receiver as a Core. *Proceedings of the 2011 IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, 2011, pp. 348-351.
- [10] Gruchalla-Wesierski, H.; Czyzewski, M. and Slowik, A. The Estimation of Simultaneous Signals Frequencies in the IFM Receiver using Parametric Methods. *Proceedings of the 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2008, pp. 1-4.
- [11] De Souza, M. F. A.; e Silva, F. R. L.; de Melo, M. T. and Novo, L. R. G. S. L. Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, Vol. 57, No. 9, pp. 2224-2231.

-
- [12] Azevedo, E. S.; Oliveira, B. G. M. and Melo, M. T. Microstrip Power Divider for Integration of an Instantaneous Frequency Measurement System. *Proceedings of the SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2011, pp. 295-297.
- [13] De Melo, M. T.; de Oliveira, B. G. M.; Llamas-Garro, I. and Espinosa-Espinosa, M. "Interferometer Instantaneous Frequency Identifier." Livro: *Radio Frequency Identification from System to Applications*, Mamun Bin Ibne Reaz (editor), 1st edition, InTech, 2013, Vol. 1, pp. 283-300.
- [14] Zhou, J.; Aditya, S.; Shum, P. P. and Yao, J. Instantaneous Microwave Frequency Measurement Using a Photonic Microwave Filter with an Infinite Impulse Response. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, Vol. 22, No. 10, pp. 682-684.
- [15] Li, W.; Zhu, N. H. and Wang, L. X. Reconfigurable Instantaneous Frequency Measurement System Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator. *IEEE Photonics Journal*, 2012, Vol. 4, No. 2, pp. 427-436.
- [16] Lu, B.; Pan, W.; Zou, X.; Luo, B.; Yan, L.; Liu, X. and Xiang, S. Photonic Frequency Measurement and Signal Separation for Pulsed/CW Microwave Signals. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, Vol. 25, No. 5, pp. 500-503.
- [17] Li, Z.; Wang, C.; Li, M.; Chi, H.; Zhang, X. and Yao, J. Instantaneous Microwave Frequency Measurement Using a Special Fiber Bragg Grating. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2011, Vol. 21, No. 1, pp. 52-54.
- [18] Zhang, H. and Pan, S. High Resolution Microwave Frequency Measurement Using a Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2013, Vol. 23, No. 11, pp. 623-625.
- [19] Sarkhosh, N.; Emami, H.; Bui, L. and Mitchell, A. Reduced Cost Photonic Instantaneous Frequency Measurement System. *IEEE Photonic Technology Letters*, 2008, Vol. 20, No 18, pp. 1521-1523.
- [20] Wei, L.; Zhu, N. H. and Wang, L. X. Reconfigurable Instantaneous Frequency Measurement System Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator. *IEEE Photonics Journal*, 2012, Vol. 4, No. 2, pp. 426-436.
- [21] Drummond, M. V.; Monteiro, P. and Nogueira, R. N. Photonic RF instantaneous frequency measurement system by means of a polarization-domain interferometer. *Optical Society of America*, 2009, Vol. 17, No. 7, pp. 5433-5438.
- [22] Moscoso-Martir, A.; Molina-Fernandez, I. and Hong, J. Varactor-tuned dual-mode frequency discriminator for instantaneous frequency measurements. *Proceedings of the European Microwave Conference*, 2013, pp. 456-459.
- [23] Carles Musoll-Anguiano, C.; Llamas-Garro, I.; Brito-Brito, Z.; Pradell, L. and Corona-Chavez, A. Fully Adaptable Band-Stop Filter using Varactor Diodes. *Microwave and*

- Optical Technology Letters*, 2010, Vol. 52, No. 3, pp. 554-558.
- [24] Llamas-Garro, I. and Brito-Brito, Z. “Reconfigurable Microwave Filters”, Livro: *Microwave and Millimeter Wave Technologies: from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications*, Igor Minin (editor), In-Tech, 2010, pp. 159-184.
- [25] Pozar, D. M. *Microwave Engineering*, 3rd edition, Wiley, 1989, 2010 (reprint).
- [26] Hong, J. S. and Lancaster, M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 1st edition, Wiley, 2001.
- [27] Wadell, B. C. *Transmission Line Design Handbook*. Norwood, Massachusetts, Artech House, 2001.
- [28] Gupta, K. C.; Garg, R.; Bahl, I. and Bhartia, P. *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd edition, London, UK, Artech House, 1996.
- [29] Edwards, T. C. *Foundations for Microstrip Circuits Design*, 2nd edition, Chichester, UK, Wiley, 1992.
- [30] Wilkinson, E. J. An N-Way Hybrid Power Divider. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-8, No. 1, pp. 116-118, 1960.
- [31] Nishikawa, K.; Tokumitsu, T. and Toyoda, I. Miniaturized Wilkinson Power Divider Using Three-Dimensional MMIC Technology. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 6, No. 10, pp. 372-374, 1996.
- [32] Shamsinejad, S.; Soleimani, M. and Komjani, N. Novel Miniaturized Wilkinson Power Divider for 3G Mobile Receivers. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol. 3, pp. 9–16, 2008.
- [33] Cohn, S. B. A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-16, No. 2, pp. 110-116, 1968.
- [34] Samadian, S.; Hayashi, R.; Abidi, A. A. Demodulators for a Zero-IF Bluetooth Receiver. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, No. 8, pp. 1393-1396, 2003.
- [35] Komurasaki, H.; Sano, T.; Heima, T.; et al. A 1.8-V Operation RF CMOS Transceiver for 2.4-GHz-Band GFSK Applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, No. 5, pp. 817-825, 2003.
- [36] Laurvick, C. A.; Singaraju, B. The Promise of Nanotechnology to the World of Aerospace. *Proceedings of Digital Avionics Systems Conference*, Irvine, 2002, Vol. 2, pp. 9A3-1–9A3-10.
- [37] Liang, G.-C.; Shih, C.-F.; Withers, R. S.; et al. Space-Qualified Superconductive Digital Instantaneous Frequency-Measurement Subsystem. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, No. 7, pp. 1289-1299, 1996.
- [38] Moldovan, E.; Tatu, S. O.; Garman, T.; et al. A New 94 GHz Collision Avoidance Radar Sensor Using Six-Port Phase Frequency Discriminator. *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Mumbai, 2003, Vol. 1, pp. 595-598.

- [39] Sullivan, W. B. Instantaneous Frequency Measurement Receivers for Maritime Patrol. *The Journal of Electronic Defense*, Vol. 25, No. 10, pp. 1-3, 2002.
- [40] Xiang, L.; Yonghua, J.; Longjun, Z.; *et al.* A New Method in DFD Design. *Proceedings of Asia-Pacific microwave Conference – APMC2005*, Suzhou, 2005, Vol. 1, pp. 1-3.
- [41] ARLON MICROWAVE MATERIALS. *AD1000 – PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled Laminate For Microwave Printed Circuit Boards*. Disponível em: <https://imageserv11.team-logic.com/mediaLibrary/303/AD1000.pdf>, acessado em 4 de março de 2014.

LISTA DE PUBLICAÇÕES

CAPÍTULO DE LIVRO PUBLICADO

De Melo, M. T.; de Oliveira, B. G. M.; Llamas-Garro, I. and Espinosa-Espinosa, M. “Interferometer Instantaneous Frequency Identifier.” Livro: *Radio Frequency Identification from System to Applications*, Mamun Bin Ibne Reaz (editor), 1st edition, InTech, Vol. 1, pp. 283-300, 2013.

ARTIGOS ACEITOS PARA PUBLICAÇÃO

Espinosa-Espinosa, M.; De Oliveira, B. G. M.; Llamas-Garro, I. and de Melo, M. T. 2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device. Aceito para publicação no *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* em 2014.

De Oliveira, B. G. M.; de Melo, M. T.; Machado, G. G. and Llamas-Garro, I. Compact Coplanar Interferometer for a 5-6 GHz IFM System. Aceito para publicação no *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics* em 2014.

Santos, M. R.; de Oliveira, B. G. M.; Melo, M. T.; Oliveira, A. J. B.; Santos, E. A. B.; Freitas, R. D.; Sabino, V.; Serra, R.; Santos, M. M. L. A Smart Antenna System for Remote Supervision. Aceito para publicação no *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics* em 2014.

TRABALHO ACEITO PARA CONFERÊNCIA INTERNACIONAL

Llamas-Garro, I.; Espinosa-Espinosa, M.; De Oliveira, B. G. M. and de Melo, M. T. 4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement. Aceito para apresentação em formato de pôster na *European Microwave Conference 2014*.

TRABALHOS PUBLICADOS EM ÁREAS CORRELATAS

Oliveira, B. G. M.; Santos, M. R.; Oliveira, A. J. B.; de Melo, M. T.; Santos, E. A. B.; Freitas, R. D.; Pontes, L. P.; Santos, M. M. L. Switched Smart Antenna System for SCADA Telesupervision and Telecontrol Systems. Proceedings of *International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC 2013*, 2013, Rio de Janeiro, Vol. 1, pp. 1-4.

Carvalho Filho, M. N.; de Oliveira, B. G. M.; de Melo, M. T.; Oliveira, A. J. B.; Santos, M. R.; Santos, E. A. B.; Freitas, R. D.; Barbosa, D. A. M.; Santos, M. M. L. Arranjo chaveado de antenas inteligentes em sistemas de comunicação de empresas distribuidoras de energia elétrica. *Anais do MOMAG 2012*, 2012, João Pessoa, Vol. 1, pp. 1-5.

Azevedo, E. S.; de Oliveira, B. G. M.; de Melo, M. T. Microstrip power divider for integration of na Instantaneous Frequency Measurement system. Proceedings of *SBMO/IEEE MTTs International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC 2011*, 2011, Natal, Vol. 1, pp. 295-297.

Arruda, L. M.; de Oliveira, B. G. M.; de Melo, M. T. Triplexer Filter for Application in Integration of UMTS and WLAN Systems. *Proceedings of ISEM 2011*, 2011, Napoli, Italy, Vol. 1, pp. 1-4.

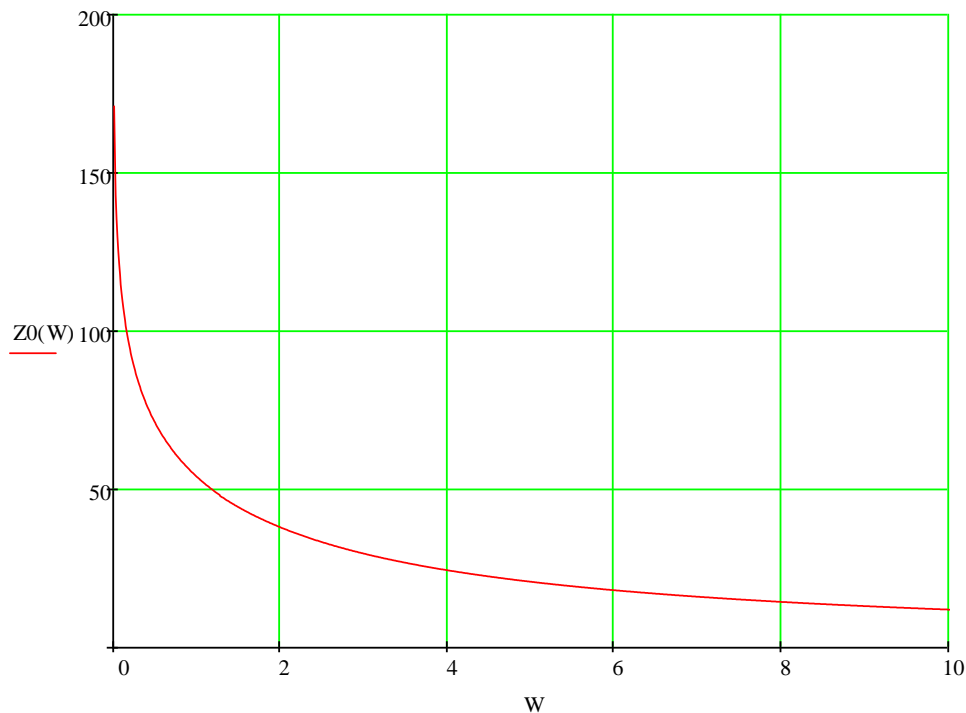
ANEXO – LINHAS DE COMANDO DO PROGRAMA EM MATHCAD “MICROFITA APROXIMAÇÃO QUASE-TEM”

Projeto de uma Microfita (Modelo Quase-estático)

$t := 0.018 \text{ mm}$ $h := 1.27 \text{ mm}$ $\tilde{W} := 0.01, 0.02 \dots 10 \text{ mm}$ $\epsilon_r := 10.2$

$$\epsilon_{re}(W) := \begin{cases} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \cdot \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \right] & \text{if } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right] & \text{if } \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

$$Z_0(W) := \begin{cases} \left(\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}(W)}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \cdot \frac{W}{h} \right) \right) & \text{if } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left[\frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{re}(W)}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right) \right]^{-1} & \text{if } \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$



$W1 := 1.2 \text{ mm}$ $Z_0(W1) = 49.626 \ \Omega$ $\epsilon_{re}(W1) = 6.843$

$W2 := 0.8 \text{ mm}$ $Z_0(W2) = 59.411 \ \Omega$ $\epsilon_{re}(W2) = 6.653$

$W3 := 0.3 \text{ mm}$ $Z_0(W3) = 83.935 \ \Omega$ $\epsilon_{re}(W3) = 6.346$

$$c := 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad f_0 := 2.5 \cdot 10^9 \text{ Hz}$$

$$\lambda_0 := \frac{c}{f_0} \quad \lambda_g(W) := \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}(W)}} \quad \lambda_g(W1) \cdot 10^3 = 45.872 \text{ mm}$$

$$\lambda_g(W2) \cdot 10^3 = 46.525 \text{ mm}$$

$$\lambda_g(W2) \cdot 10^3 = 46.525 \text{ mm}$$

$$\frac{\lambda_g(W1)}{2} \cdot 10^3 = 22.936 \text{ mm} \quad \frac{\lambda_g(W1)}{4} \cdot 10^3 = 11.468 \text{ mm}$$

$$\frac{\lambda_g(W2)}{2} \cdot 10^3 = 23.263 \text{ mm} \quad \frac{\lambda_g(W2)}{4} \cdot 10^3 = 11.631 \text{ mm}$$

$$\frac{\lambda_g(W3)}{2} \cdot 10^3 = 23.817 \text{ mm} \quad \frac{\lambda_g(W3)}{4} \cdot 10^3 = 11.908 \text{ mm}$$

$$\beta(W) := \frac{2\pi}{\lambda_g(W)} \quad \beta(W1) = 136.972 \text{ rad/m}$$

$$\beta(W2) = 135.049 \text{ rad/m}$$

$$\beta(W3) = 131.906 \text{ rad/m}$$

$$vf(W) := \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}(W)}} \quad vf(W1) = 1.147 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$vf(W2) = 1.163 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$vf(W3) = 1.191 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$l_0(W, n) := \frac{\lambda_g(W)}{n} \quad \theta(W, n) := \beta(W) \cdot l_0(W, n) \quad \frac{\theta(W1, 4)}{\pi} = 0.5\pi \text{ rad}$$

$$l_1 := 47.4 \text{ mm} \quad \tau_1 := \frac{11 \cdot 10^{-3}}{vf(W1)} \quad \tau_1 \cdot 10^9 = 0.413 \text{ ns} \quad \frac{l_1}{\lambda_g(W1) \cdot 10^3} = 1.033$$

$$l_2 := 94.8 \text{ mm} \quad \tau_2 := \frac{12 \cdot 10^{-3}}{vf(W1)} \quad \tau_2 \cdot 10^9 = 0.827 \text{ ns} \quad \frac{l_2}{\lambda_g(W1) \cdot 10^3} = 2.067$$

$$l_3 := 189.6 \text{ mm} \quad \tau_3 := \frac{13 \cdot 10^{-3}}{vf(W1)} \quad \tau_3 \cdot 10^9 = 1.653 \text{ ns} \quad \frac{l_3}{\lambda_g(W1) \cdot 10^3} = 4.133$$

$$l_4 := 379.2 \text{ mm} \quad \tau_4 := \frac{14 \cdot 10^{-3}}{vf(W1)} \quad \tau_4 \cdot 10^9 = 3.307 \text{ ns} \quad \frac{l_4}{\lambda_g(W1) \cdot 10^3} = 8.266$$

Dispersão numa Microfita

$$f := 0.01, 0.02.. 10 \quad \text{GHz}$$

$$f_{TM0}(W) := \frac{c}{2\pi \cdot h \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{re}(W)}} \cdot \left(\tan \left(\epsilon_r \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{re}(W) - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{re}(W)}} \right) \right)^{-1}$$

$$f_{50}(W) := \frac{f_{TM0}(W)}{0.75 + (0.75 - 0.332 \cdot \epsilon_r^{-1.73}) \cdot \frac{W}{h}}$$

$$m_0(W) := 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} + 0.32 \left(\frac{1}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} \right)^3$$

$$m_c(W, f) := \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + \frac{W}{h}} \cdot \left[0.15 - 0.235e^{\left(\frac{-0.45 \cdot f \cdot 10^9}{f_{50}(W)} \right)} \right] & \text{if } \frac{W}{h} \leq 0.7 \\ 1 & \text{if } \frac{W}{h} > 0.7 \end{cases}$$

$$m_{\text{disp}}(W, f) := \begin{cases} (m_0(W) \cdot m_c(W, f)) & \text{if } m_0(W) \cdot m_c(W, f) \leq 2.32 \\ 2.32 & \text{if } m_0(W) \cdot m_c(W, f) > 2.32 \end{cases}$$

$$\epsilon_{re_disp}(W, f) := \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{re}(W)}{1 + \left(\frac{f \cdot 10^9}{f_{50}(W)} \right)^{m_{\text{disp}}(W, f)}}$$

$$\epsilon_{re_disp}(W1, 1) = 6.919 \quad \frac{\epsilon_{re}(W1) - \epsilon_{re_disp}(W1, 1)}{\epsilon_{re}(W1)} \cdot 100 = 1.106 \quad \% \text{ (Erro)}$$

$$\epsilon_{re_disp}(W1, 2.5) = 7.135 \quad \frac{\epsilon_{re}(W1) - \epsilon_{re_disp}(W1, 2.5)}{\epsilon_{re}(W1)} \cdot 100 = 4.269 \quad \% \text{ (Erro)}$$

$$\epsilon_{re_disp}(W1, 4) = 7.397 \quad \frac{\epsilon_{re}(W1) - \epsilon_{re_disp}(W1, 4)}{\epsilon_{re}(W1)} \cdot 100 = 8.087 \quad \% \text{ (Erro)}$$

$$Z_{0_disp}(W, f) := Z_0(W) \cdot \frac{\epsilon_{re_disp}(W, f) - 1}{\epsilon_{re}(W) - 1} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{re}(W)}{\epsilon_{re_disp}(W, f)}}$$

$$Z_{0_disp}(W1, 1) = 49.992 \quad \Omega \quad \frac{Z_0(W1) - Z_{0_disp}(W1, 1)}{Z_0(W1)} \cdot 100 = 0.739 \quad \% \text{ (Erro)}$$

$$Z_{0_disp}(W1, 2.5) = 51.029 \quad \Omega \quad \frac{Z_0(W1) - Z_{0_disp}(W1, 2.5)}{Z_0(W1)} \cdot 100 = 2.828 \quad \% \text{ (Erro)}$$

$$Z_{0_disp}(W1, 4) = 52.254 \quad \Omega \quad \frac{Z_0(W1) - Z_{0_disp}(W1, 4)}{Z_0(W1)} \cdot 100 = 5.296 \quad \% \text{ (Erro)}$$

Perdas numa Microfita

$$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad \epsilon_0 := 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m} \quad \sigma := 5.84 \cdot 10^7 \text{ S/m} \quad \text{tg}\delta := 0.0023$$

$$\frac{\sigma}{2\pi \cdot f_0 \cdot \epsilon_0} = 4.201 \times 10^8 \gg 1 \text{ (Condição para o condutor ser de baixas perdas)}$$

$$\text{tg}\delta = 2.3 \times 10^{-3} \ll 1 \text{ (Condição para o dielétrico ser de baixas perdas)}$$

$$R_s(f) := \sqrt{\frac{2\pi f \cdot 10^9 \cdot \mu_0}{2\sigma}} \quad \alpha_c(W, f) := \frac{8.686 \cdot R_s(f)}{Z_0(W) \cdot W} \quad \text{dB/mm}$$

$$\alpha_c(W1, 2.5) = 1.896 \times 10^{-3} \quad \text{dB/mm}$$

$$\text{Perdas}_{c1} := \alpha_c(W1, 2.5) \cdot 11 = 0.09 \quad \text{dB}$$

$$\text{Perdas}_{c2} := \alpha_c(W1, 2.5) \cdot 12 = 0.18 \quad \text{dB}$$

$$\text{Perdas}_{c3} := \alpha_c(W1, 2.5) \cdot 13 = 0.36 \quad \text{dB}$$

$$\text{Perdas}_{c4} := \alpha_c(W1, 2.5) \cdot 14 = 0.719 \quad \text{dB}$$

$$\alpha_d(W) := 8.686\pi \cdot \left(\frac{\epsilon_{re}(W) - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \cdot \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{re}(W)}} \cdot \frac{\text{tg}\delta}{\lambda_g(W) \cdot 10^3} \quad \text{dB/mm}$$

$$\alpha_d(W1) = 3.388 \times 10^{-3} \quad \text{dB/mm}$$

$$\text{Perdas}_{d1} := \alpha_d(W1) \cdot 11 = 0.161 \quad \text{dB}$$

$$\text{Perdas}_{d2} := \alpha_d(W1) \cdot 12 = 0.321 \quad \text{dB}$$

$$\text{Perdas}_{d3} := \alpha_d(W1) \cdot 13 = 0.642 \quad \text{dB}$$

$$\text{Perdas}_{d4} := \alpha_d(W1) \cdot 14 = 1.285 \quad \text{dB}$$

Ondas de Superfície e Modos de Ordens Superiores numa Microfita

$$f_s := \frac{c}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot h \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1} \cdot \tan(\epsilon_r)} \quad f_s \cdot 10^{-9} = 17.89 \quad \text{GHz}$$

$$f_c(W) := \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot (2W \cdot 10^{-3} + 0.8 \cdot h \cdot 10^{-3})} \quad f_c(W1) \cdot 10^{-9} = 27.498 \quad \text{GHz}$$