

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

**INTERFERÔMETROS COPLANARES DE MICRO-
ONDAS PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE
DETECÇÃO INSTANTÂNEA**

por

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

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

ORIENTADOR: MARCOS TAVARES DE MELO, Ph.D.

Recife, outubro de 2009.

© Bruno Gomes Moura de Oliveira, 2009

O48i

Oliveira, Bruno Gomes Moura de

Interferômetros coplanares de micro-ondas para aplicação em sistemas de detecção instantânea / Bruno Gomes Moura de Oliveira. – Recife: O Autor, 2009.

viii, 77 f.; il., gráfs., figs., tabs.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2009.

Inclui Referências Bibliográficas.

1. Engenharia Elétrica. 2. Sistemas IFM. 3. Interferômetros Coplanares de Micro-ondas. 4. CPS. 5. CPW. 6. Circuitos de Micro-ondas. 7. Simulação EM. I. Título.

621.3 CDD (22.ed.)

**UFPE
BCTG/2010-013**



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

TÍTULO

**“INTERFERÔMETROS COPLANARES DE MICRO-ONDAS PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE DETECÇÃO INSTANTÂNEA”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE, ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA, DES/UFPE e SÍLVIO ERNESTO BARBIN, DETC/USP sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA** **APROVADO.**

Recife, 16 de outubro de 2009.

RAFAEL DUEIRE LINS
Coordenador do PPGEE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

SÍLVIO ERNESTO BARBIN
Membro Titular Externo

ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me concedido paz, saúde e equilíbrio mental para o desenvolvimento e conclusão desse trabalho.

Faço um agradecimento especial aos meus pais, Pedro José de Oliveira e Lucila Gomes Moura de Oliveira, a minha família e a minha noiva, Maria Inês Cavalcanti de Oliveira, pelo apoio e compreensão nos momentos de ausência, por terem criado um ambiente favorável a minha evolução moral e intelectual.

Ao professor e orientador Marcos Tavares de Melo por confiar em mim, pela condução segura na orientação, pela compreensão e motivação nos momentos difíceis, pela oportunidade de desenvolver essa dissertação mesmo sem ter dedicação exclusiva.

Ao professor Antonio Jeronimo Belfort de Oliveira pelos conhecimentos lecionados nas disciplinas do PPGEE (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica).

À Chesf (Companhia Hidro Elétrica do São Francisco) em nome do Eng. Fernando Amorim Pontes, gerente do CSTL (Centro de Supervisão e Operação de Telecomunicações), pela tolerância e apoio fundamentais. Aos colegas de trabalho do CSTL pelas ausências relativamente constantes.

Aos colegas do mestrado, Fábio Rodrigo de Lima e Silva e Lauro Rodrigo Gomes da Silva Lourenço Novo, pelo apoio constante e pela parceria durante todo o período do mestrado.

Aos colegas do Laboratório de Micro-Ondas do DES (Departamento de Eletrônica e Sistemas) pelo ambiente agradável de trabalho que foi proporcionado nesses anos.

Finalmente, a CAPES pelo apoio financeiro e aos professores e funcionários do PPGEE.

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

INTERFERÔMETROS COPLANARES DE MICRO- ONDAS PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE DETECÇÃO INSTANTÂNEA

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

Outubro/2009

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Área de Concentração: Fotônica.

Palavras-chave: Sistemas IFM, Interferômetros Coplanares de Micro-ondas, CPS, CPW, Circuitos de Micro-ondas, Simulação EM.

Número de Páginas: 85.

RESUMO: Os sistemas IFM (do inglês *Instantaneous Frequency Measurement*) são largamente usados na eletrônica para fins militares e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos com velocidade e precisão ao longo de uma larga banda do espectro de frequências. Além disso, o aumento da quantidade de sistemas irradiantes faz crescer a importância de dispositivos para identificação de sinais desconhecidos. 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 desconhecidos. Nos sistema IFM existem os circuitos discriminadores de fase. Os sinais de saída dos discriminadores de fase servem para formar um código binário que associa uma palavra binária a uma sub-banda de frequência. Neste trabalho, será demonstrado, através de equações de projeto, simulações eletromagnéticas e medições experimentais, o comportamento de interferômetros coplanares de micro-ondas atuando como discriminadores em um sistema IFM simples de 4 bits. Esse sistema é projetado para operar na banda de 5 a 6 GHz, com uma resolução de 62,5 MHz, identificando 16 sub-bandas distintas de frequência. Os interferômetros coplanares são implementados com circuitos de micro-ondas em CPS (do inglês *Coplanar Strips*) e CPW (do inglês *Coplanar Waveguide*), seus resultados experimentais são comparados aos teóricos e simulados.

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

MICROWAVE COPLANAR INTERFEROMETERS FOR APPLICATION IN INSTANTANEOUS FREQUENCY MEASUREMENTS SYSTEMS

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA

October/2009

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

Concentration Area: Photonics.

Keywords: IFM Systems, Microwave Coplanar Interferometers, CPS, CPW, Microwave Circuits, EM Simulation.

Number of Pages: 85.

ABSTRACT: IFM (Instantaneous Frequency Measurement) systems are widely used in Electronic Warfare and intelligence systems for the detection of unknown signals with speed and accuracy over a wide band of spectrum. Furthermore, the increased amount of radiant systems increases the importance of devices to identify unknown signals. The IFM system monitors, simultaneously, all frequencies in the band for which it was designed without the need of scanning the spectrum, instantaneously detecting unknown signals. In IFM system, there are the phase discriminators circuits. The output signals from the phase discriminators are used to form a binary code that associates a binary word to a sub-band of frequencies. The behavior of microwave coplanar interferometers acting as discriminators in a simple 4-bits IFM system, through the design equations, EM simulations and experimental measurements, will be presented. This system is designed to operate from 5 to 6 GHz with a resolution of 62.5MHz, identifying 16 distinct sub-bands of frequency. The coplanar interferometers are implemented with CPS (Coplanar Strips) and CPW (Coplanar Waveguide) microwave circuits, their experimental results are compared to the theoretical and simulated results.

ÍNDICE

1	INTRODUÇÃO	1
2	CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS	3
2.1	Transformador de Quarto de Onda.....	3
2.2	Divisor de Potência de Wilkinson	6
2.3	Linhas Coplanares: Guia de Onda Coplanar e Fitas Coplanares	12
2.3.1	Análise Quase-Estática do CPW Baseada no Método do Mapeamento Conforme	14
2.3.1.1	CPW com Substrato de Espessura Infinita.....	16
2.3.1.2	CPW com Dielétrico de Espessura Finita	19
2.3.1.3	CPW com Dielétrico de Espessura Finita e Planos de Terra de Extensão Finita	21
2.3.2	Análise Quase-Estática das CPS Baseada no Método do Mapeamento Conforme	24
2.3.2.1	CPS Simétricas com Dielétrico de Espessura Infinita.....	25
2.3.2.2	CPS Simétricas com Dielétrico de Espessura Finita	25
2.3.3	Análise de Onda Completa do CPW e das CPS	26
2.4	Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas	27
3	SISTEMAS DE MEDIÇÃO INSTANTÂNEA DE FREQUÊNCIA	29
3.1	Arquitetura de um Sistema IFM Simples	30
3.2	Funcionamento de um Sistema IFM Simples.....	32
3.3	Discriminadores Implementados com Interferômetros.....	34
4	PROJETO DOS INTERFERÔMETROS COPLANARES	41
4.1	Concepção dos Interferômetros Coplanares	42
4.2	Simulação dos Interferômetros Coplanares	47
4.3	Implementação dos Interferômetros Coplanares	50
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	53
5.1	Resultados Simulados.....	53
5.2	Resultados Experimentais	58
5.3	Conclusões	64
5.4	Trabalhos Futuros.....	65
	LISTA DE PUBLICAÇÕES	67
	ANEXO 1 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM MATHCAD “CÁLCULO Z0 – CPS”	68
	ANEXO 2 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM MATHCAD “CÁLCULO Z0 – CPW”	71
	REFERÊNCIAS	74

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Circuito transformador de quarto de onda de seção simples.	4
Figura 2.2 – Circuito equivalente de linhas de transmissão do divisor de Wilkinson.	6
Figura 2.3 – Circuito do divisor de Wilkinson na forma simétrica e normalizada.	7
Figura 2.4 – Bisseção do circuito da Figura 2.3 para o modo par de excitação.	8
Figura 2.5 – Bisseção do circuito da Figura 2.3 para o modo ímpar de excitação.	10
Figura 2.6 – Análise do divisor de Wilkinson para determinar o parâmetro S_{11}	12
Figura 2.7 – Guia de onda coplanar (CPW). (a) Geometria. (b) Distribuição dos campos.	13
Figura 2.8 – Fitas coplanares (CPS). (a) Geometria. (b) Distribuição dos campos.	14
Figura 2.9 – Transformação conforme do CPW com substrato de espessura infinita.	18
Figura 2.10 – Transformação conforme do CPW com substrato dielétrico de espessura finita.	21
Figura 2.11 – Geometria do CPW com dielétrico de espessura finita e planos de terra de extensão finita.	21
Figura 2.12 – Transformação conforme do primeiro quadrante do CPW com substrato de espessura finita e planos de terra de extensão limitada. (a) Plano-z. (b) Plano-t. (c) Plano-w.	22
Figura 2.13 – Transformação conforme do quarto quadrante do CPW com substrato de espessura finita e planos de terra de extensão definida. (a) Plano-z. (b) Plano-t.	22
Figura 3.1 – Arquitetura de um sistema IFM genérico de n bits de saída.	31
Figura 3.2 – Funcionamento de um sistema IFM simples de 4 bits de saída. (a) Respostas em frequência dos discriminadores. (b) Saídas digitais do conversor A/D. (c) Código binário.	33
Figura 3.3 – Interferômetro típico.	34
Figura 3.4 – Resposta em frequência de um interferômetro.	37
Figura 3.5 – Respostas em frequência dos interferômetros empregados como discriminadores e ambiguidade do código binário de um sistema IFM simples de 4 bits de saída.	38
Figura 4.1 – Arquitetura de um sistema IFM simples de 4 bits de saída implementado com interferômetros.	41
Figura 4.2 – Desenho genérico da metalização sobre o substrato dielétrico do interferômetro.	46
Figura 4.3 – Desenho do interferômetro 1 criado no simulador de análise eletromagnética.	47
Figura 4.4 – Desenho do interferômetro 2 criado no simulador de análise eletromagnética.	48
Figura 4.5 – Desenho do interferômetro 3 criado no simulador de análise eletromagnética.	48
Figura 4.6 – Desenho do interferômetro 4 criado no simulador de análise eletromagnética.	49
Figura 4.7 – Máquina de protótipo de placa de circuito impresso utilizada na fabricação dos interferômetros.	51
Figura 4.8 – Interferômetros 1, 2, 3 e 4 fabricados, de cima para baixo, respectivamente.	52
Figura 5.1 - Resultados simulados para o interferômetro 1.	55
Figura 5.2 - Resultados simulados para o interferômetro 2.	55
Figura 5.3 – Resultados simulados para o interferômetro 3.	56
Figura 5.4 - Resultados simulados para o interferômetro 4.	56
Figura 5.5 – Medição experimental do interferômetro 4 utilizando o analisador de redes vetorial.	59
Figura 5.6 - Resultados experimentais do interferômetro 1.	60
Figura 5.7 - Resultados experimentais do interferômetro 2.	60
Figura 5.8 - Resultados experimentais do interferômetro 3.	61
Figura 5.9 - Resultados experimentais do interferômetro 4.	61
Figura 5.10 - Saídas digitais B_1 , B_2 , B_3 e B_4 referentes aos bits 1, 2, 3 e 4, respectivamente.	63
Figura 5.11 - Leitura das saídas digitais em relação à frequência do sinal de entrada.	64

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – <i>Aplicações regulamentadas dentro da faixa de 5 a 6 GHz nos EUA, Europa e Brasil.</i>	42
Tabela 4.2 – <i>Valores das diferenças de retardos entre as linhas de atraso dos interferômetros.</i>	44
Tabela 4.3 – <i>Valores dos retardos da linha de atraso 2 dos interferômetros.</i>	45

1 INTRODUÇÃO

Os circuitos integrados de micro-ondas (MICs, do inglês *Microwave Integrated Circuits*) foram introduzidos na década de 1950. Desde então, os MICs exercem papel muito importante no desenvolvimento de tecnologias de radiofrequências (R.F.) e micro-ondas. O progresso dos MICs só foi possível graças aos avanços nas áreas de dispositivos de estado sólido e de linhas de transmissão planares. Linhas de transmissão planares são linhas de transmissão que consistem em fitas condutoras impressas na superfície de seus substratos.

Neste trabalho será abordado uma categoria específica de linhas planares, as linhas coplanares. O termo linhas coplanares é usado para designar linhas de transmissão em que os condutores de sinal e de terra encontram-se em um mesmo plano sobre um substrato. Esses tipos de estrutura oferecem diversas vantagens frente a uma linha de microfita convencional, como a desnecessidade de furos no substrato para conectar dispositivos passivos e ativos aos condutores de terra. O processo de fabricação de MICs coplanares é mais simples que o de circuitos de dupla face. Algumas vantagens práticas de se trabalhar com esses circuitos são: (a) baixas perdas por radiação; (b) processamento em face simples, isto é, o circuito é impresso em apenas um lado do substrato, tornando o dispositivo menos caro; (c) redução de interferência por linhas cruzadas, ou seja, o plano de terra entre as linhas proporciona um efeito de blindagem do sinal, além de oferecer flexibilidade na escolha da largura da linha, assim como do espaçamento entre linhas; (d) estruturas de ondas lentas apresentam velocidades de propagação do sinal muito menores que microfitas [1]. Como exemplos de linhas coplanares, podem ser citados a linha fendida (*slotline*), o guia de onda coplanar (CPW, do inglês *Coplanar Waveguide*) e as fitas coplanares (CPS, do inglês *Coplanar Strips*).

Uma das aplicações dos MICs é nos sistemas de Medição Instantânea de Frequência (IFM, do inglês *Instantaneous Frequency Measurement*). Os sistemas IFM são largamente usados na eletrônica para fins militares (EW, do inglês *Electronic Warfare*) e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos com velocidade e precisão ao longo de uma larga banda do espectro de frequências [2]. Além disso, o aumento da quantidade de sistemas irradiantes faz crescer a importância de

dispositivos para identificação de sinais desconhecidos. 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 desconhecidos.

Nos sistemas IFM existem os circuitos discriminadores de fase. Eles têm a função de fornecer, em sua saída, um sinal periódico com a frequência, de modo que esse apresente uma alternância entre bandas atenuadas e não atenuadas ao longo do espectro em que opere. Os sinais de saída dos discriminadores de fase servem para formar um código binário que associa uma palavra binária a uma sub-banda de frequência. Os discriminadores de fase são, em geral, interferômetros que são formados por linhas de atraso e divisores de potência. Dessa forma, os discriminadores de fase 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. 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 do sistema IFM.

Neste trabalho será demonstrada, através de simulações eletromagnéticas e medições experimentais, o comportamento de interferômetros coplanares implementados com seções de CPW e CPS de tamanhos bastante reduzidos.

O Capítulo 2 aborda a teoria básica de circuitos de micro-ondas, aprofundando-se no transformador de quarto de onda, no divisor de potência de Wilkinson e em dois tipos de linhas de transmissão coplanares, o CPW e as CPS.

No Capítulo 3, são tratados os conceitos teóricos e o funcionamento de um sistema IFM de 4 bits implementado com interferômetros como discriminadores de fase.

O Capítulo 4 traz o projeto de 4 interferômetros coplanares para serem empregados no sistema IFM de 4 bits que opera na faixa de frequências de 5,000 a 6,000 GHz.

E finalmente, no Capítulo 5, são apresentados e discutidos os resultados das simulações e das medições experimentais comparados às respostas teóricas.

2 CIRCUITOS DE MICRO-ONDAS

Ao se estudarem redes elétricas que operam em baixas frequências, faz-se a consideração de que os elementos do circuito são discretos e ligados 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 elevadas, tanto as dimensões físicas das redes elétricas quanto as dos condutores são frações consideráveis do comprimento de onda de operação e influem de forma significativa no projeto de circuitos para essa faixa de frequências.

Os circuitos integrados de micro-ondas (MICs, do inglês *Microwave Integrated Circuits*) foram introduzidos na década de 1950. Desde então, os MICs exercem papel muito importante no desenvolvimento de tecnologias de radiofrequências (R.F.) e micro-ondas. O progresso dos MICs só foi possível graças aos avanços nas áreas de dispositivos de estado sólido e de linhas de transmissão planares. Linhas de transmissão planares são linhas de transmissão que consistem em fitas condutoras impressas na superfície de seus substratos. Com o avanço dos MICs e das linhas de transmissão planares, inúmeros métodos de análise de estruturas passivas de micro-ondas e ondas milimétricas foram desenvolvidos em resposta à necessidade de resultados precisos e de soluções na implementação prática desses circuitos.

2.1 Transformador de Quarto de Onda

O transformador de quarto de onda é um circuito simples e útil que proporciona o casamento de uma impedância real de carga a uma linha de transmissão. Para casamentos de impedâncias em banda larga, o transformador de quarto de onda pode ser projetado com múltiplas seções. Já para aplicações em banda estreita, o transformador de seção simples é suficiente. Na Figura 2.1 pode-se visualizar o circuito do transformador de quarto de onda de seção simples, onde Z_0 é a impedância característica da linha de alimentação, Z_1 é a impedância característica da linha casadora de quarto de onda e l_1 o seu comprimento, Z_L é a impedância da carga (impedância real).

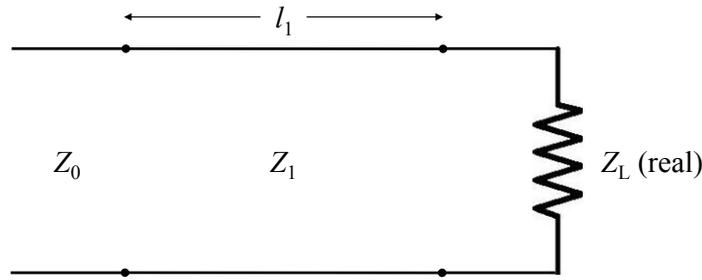


Figura 2.1 – Circuito transformador de quarto de onda de seção simples.

A impedância de entrada vista a partir da seção de casamento, desconsiderando as perdas da linha transformadora de quarto de onda, é

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \operatorname{tg}(\beta_1 l_1)}{Z_1 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta_1 l_1)}, \quad (2.1)$$

onde β_1 é a constante de fase, parte imaginária da constante de propagação de onda, dada por

$$\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1}, \quad (2.2)$$

com λ_1 sendo o comprimento de onda da frequência de projeto f_1 . Na frequência de projeto o comprimento da seção casadora é $\lambda_1/4$. Assim

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda_1} \frac{\lambda_1}{4}\right)}{Z_1 + jZ_L \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda_1} \frac{\lambda_1}{4}\right)} \quad (2.3)$$

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{\operatorname{tg}(\pi/2) \frac{Z_L}{\operatorname{tg}(\pi/2)} + jZ_1}{\operatorname{tg}(\pi/2) \frac{Z_1}{\operatorname{tg}(\pi/2)} + jZ_L}. \quad (2.4)$$

Como $[\operatorname{tg}(\pi/2)]^{-1} \rightarrow 0$, chega-se a

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{jZ_1}{jZ_L} = \frac{Z_1^2}{Z_L}. \quad (2.5)$$

Para um perfeito casamento de impedâncias, a impedância de entrada na seção transformadora deve ser igual à impedância característica da linha de alimentação, ou seja, $Z_{in1} = Z_0$, resultando em

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}. \quad (2.6)$$

Na frequência de projeto o comprimento da seção casadora é um quarto do comprimento de onda, mas para outras frequências esse comprimento é diferente, então um perfeito casamento não é obtido para frequências muito distantes da de projeto. Pozar [3] deriva uma expressão aproximada para o descasamento versus a frequência a partir do coeficiente de reflexão na entrada da seção casadora

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{in1} - Z_0}{Z_{in1} + Z_0}, \quad (2.7)$$

chegando a

$$|\Gamma_1| \approx \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} |\cos \theta|, \quad (2.8)$$

onde $\theta = \beta_1 l_1$ e θ próximo de $\pi/2$. A aproximação da expressão (2.8) é o descasamento do transformador de quarto de onda operando numa região de frequências próximas à frequência de projeto.

Os resultados apresentados por Pozar [3] são válidos apenas para linhas TEM (do inglês *Transverse Electromagnetic*). Quando linhas não-TEM são usadas, a constante de propagação deixa de ser uma função linear com a frequência, e a impedância de onda passa a ser dependente da frequência. Esses fatores complicam o funcionamento geral de transformadores de quarto de onda para linhas não-TEM, mas na prática a largura de banda do transformador é pequena o suficiente para que essas complicações não afetem de forma substancial o resultado. Outro fator ignorado nessa

análise é o efeito das reatâncias associadas às descontinuidades provocadas por mudanças bruscas nas dimensões das linhas de transmissão. Isso muitas vezes pode ser compensado fazendo-se um pequeno ajuste no comprimento da seção casadora.

2.2 Divisor de Potência de Wilkinson

O divisor de potência de Wilkinson [4] 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.

O divisor de Wilkinson pode ser implementado para fornecer uma divisão de potência arbitrária, mas apenas o caso de meia potência (3 dB) será analisado nesse trabalho. O circuito de linhas de transmissão correspondente ao divisor de Wilkinson pode ser visto na Figura 2.2. Esse circuito será analisado através de sua redução em dois circuitos mais simples alimentados por uma fonte simétrica e outra assimétrica em suas portas de saída. Será empregada a técnica de análise dos modos par e ímpar.

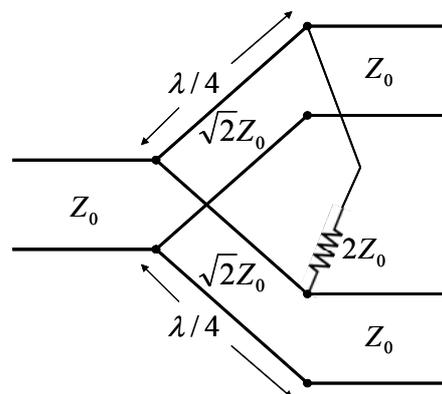


Figura 2.2 – Circuito equivalente de linhas de transmissão do divisor de Wilkinson.

Para simplificar o problema, normalizam-se todas as impedâncias com relação à impedância característica Z_0 , e redesenha-se o circuito da Figura 2.2 com geradores de

tensão nas portas de saída como mostrado na Figura 2.3. O circuito é desenhado de forma que no meio do mesmo exista um eixo de simetria. O resistor da fonte de alimentação de valor normalizado 1, representando a impedância de uma fonte de alimentação casada, é substituído por dois resistores de valor normalizado 2, combinados em paralelo. As linhas de quarto de onda têm uma impedância característica normalizada Z e o resistor paralelo de valor normalizado r é representado por dois resistores de valor normalizado $r/2$ em série; será mostrado que, para o divisor de meia potência, esses valores devem ser $Z = \sqrt{2}$ e $r = 2$, como dado na Figura 2.2. V_1 , V_2 e V_3 são as tensões nas portas 1, 2 e 3, respectivamente.

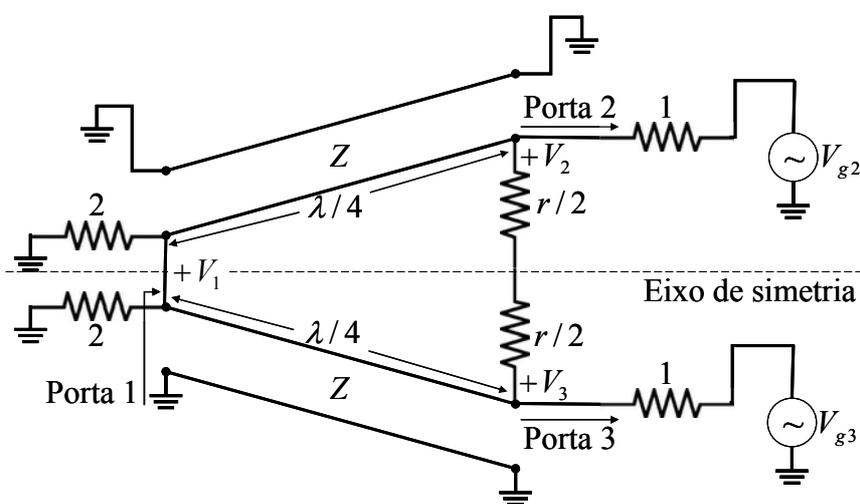


Figura 2.3 – Circuito do divisor de Wilkinson na forma simétrica e normalizada.

Agora são definidos dois modos de excitação separados para o circuito da Figura 2.3: o modo par, onde $V_{g2} = V_{g3} = 2V$; e o modo ímpar, onde $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$ (V é uma constante arbitrária). Então, pela superposição desses dois modos, encontra-se como resultado uma excitação de $V_{g2} = 4V$ e $V_{g3} = 0$, a partir da qual pode-se chegar aos parâmetros de espalhamento (parâmetros S , do inglês *Scattering*) da rede. A seguir os dois modos separadamente serão analisados.

Modo par. Para o modo par de excitação, $V_{g2} = V_{g3} = 2V$, resultando em $V_2^e = V_3^e$ (o índice sobrescrito e vem do inglês *even*), assim não há corrente circulando pelos resistores $r/2$ e nem pelo curto circuito entre as entradas das duas linhas de transmissão da porta 1. Dessa forma, pode-se dividir a rede da Figura 2.3 com circuitos abertos nos pontos de corrente nula para obter a rede da Figura 2.4 (o lado aterrado da linha de quarto de onda não é mostrado).

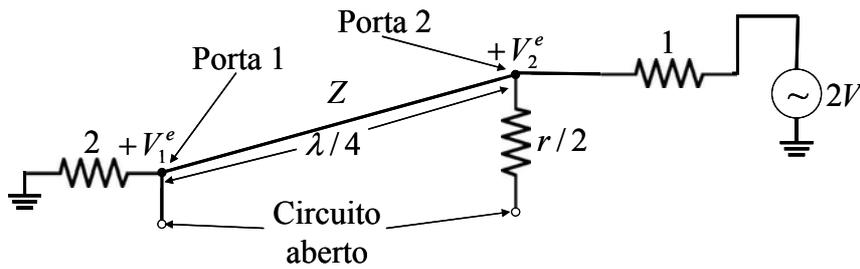


Figura 2.4 – Bisseção do circuito da Figura 2.3 para o modo par de excitação.

Olhando-se a partir da porta 2 no sentido da porta 1, utilizando-se a expressão (2.5), uma vez que a linha de transmissão é um transformador de quarto de onda, enxerga-se uma impedância

$$Z_{in2}^e = \frac{Z^2}{2}. \quad (2.9)$$

Então, se $Z = \sqrt{2}$, a porta 2 estará casada no modo par de excitação, ou seja, $Z_{in2}^e = 1$. Fica-se com um divisor resistivo alimentado pela fonte $V_{g2} = 2V$, chegando-se a $V_2^e = V$, pois

$$V_2^e = 2V \frac{Z_{in2}^e}{Z_{in2}^e + 1} = 2V \frac{1}{1+1} = V. \quad (2.10)$$

O resistor $r/2$ é supérfluo nesse caso uma vez que um dos seus terminais está aberto. Por conseguinte determina-se V_1^e a partir das equações de linhas de transmissão. Ainda na Figura 2.4, toma-se a linha de quarto de onda sobre um eixo x , definem-se as posições das portas 1 e 2 como sendo $x = 0$ e $x = -\lambda/4$, respectivamente, e obtém-se a tensão nessa seção de linha de transmissão através da expressão

$$V(x) = V^+ e^{-j\beta x} + V^- e^{j\beta x}, \quad (2.11)$$

onde o termo de exponencial negativa representa uma onda harmônica de tensão propagando-se para a direita, sendo V^+ sua amplitude, e o termo de exponencial positiva uma onda se propagando para a esquerda, sendo V^- sua amplitude. O termo β é a

constante de fase e já foi definido na seção 2.1 que trata do casador de quarto de onda. Pode-se reescrever a expressão acima em função do coeficiente de reflexão da porta 1 no sentido do resistor normalizado 2, da seguinte forma

$$V(x) = V^+ \left(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x} \right). \quad (2.12)$$

Sabe-se que

$$V_2^e = V \left(-\frac{\lambda}{4} \right) = V \quad (2.13)$$

$$V_2^e = V^+ \left(e^{j\frac{2\pi\lambda}{\lambda^4}} + \Gamma e^{-j\frac{2\pi\lambda}{\lambda^4}} \right) = jV^+(1-\Gamma) = V, \quad (2.14)$$

e

$$V_1^e = V(0) \quad (2.15)$$

$$V_1^e = V^+ \left(e^{-j0} + \Gamma e^{j0} \right) = V^+ (1 + \Gamma). \quad (2.16)$$

Isolando-se o termo V^+ em (2.14) e substituindo-o em (2.16), chega-se a

$$V_1^e = \left(\frac{-jV}{1-\Gamma} \right) (1 + \Gamma) = jV \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}. \quad (2.17)$$

O coeficiente de reflexão Γ é aquele visto na porta 1, olhando no sentido do resistor normalizado de valor 2, então

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}}. \quad (2.18)$$

Substituindo (2.18) em (2.17), obtém-se

$$V_1^e = jV \frac{\frac{2-\sqrt{2}}{2+\sqrt{2}}+1}{\frac{2-\sqrt{2}}{2+\sqrt{2}}-1} = -jV\sqrt{2}. \quad (2.19)$$

Modo ímpar. Para o modo ímpar de excitação, $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$, então $V_2^o = -V_3^o$ (o índice sobrescrito *o* vem do inglês *odd*), e agora existe uma tensão nula no meio do circuito da Figura 2.3. Dessa forma, pode-se dividir a rede da Figura 2.3 adicionando-se terras aos pontos cortados pelo eixo de simetria obtendo-se a rede da Figura 2.5 (o lado aterrado da linha de quarto de onda não é mostrado).

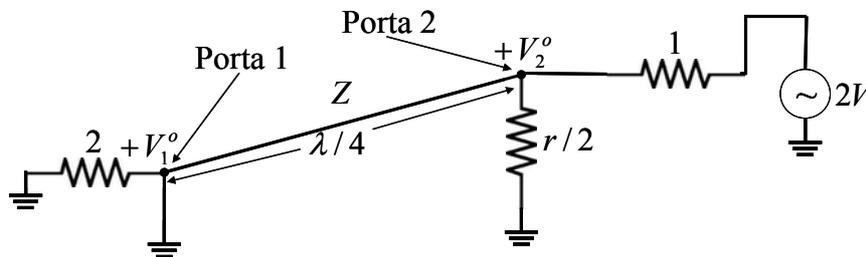


Figura 2.5 – Bisseção do circuito da Figura 2.3 para o modo ímpar de excitação.

Olhando-se a partir da porta 2 no sentido da porta 1, enxerga-se o paralelo de $r/2$ com a impedância de entrada da linha de quarto de onda aterrada na porta 1. Essa impedância de entrada da linha de quarto de onda é vista como um circuito aberto na porta 2, e o resultado do circuito paralelo é

$$Z_{in2}^o = \frac{r}{2}. \quad (2.20)$$

Então, a porta 2 estará casada para o modo ímpar de excitação se $r = 2$, ou seja, $Z_{in2}^o = 1$. Fica-se com um divisor resistivo alimentado pela fonte $V_{g2} = 2V$, chegando-se a $V_2^o = V$, pois

$$V_2^o = 2V \frac{Z_{in2}^o}{Z_{in2}^o + 1} = 2V \frac{1}{1+1} = V \quad (2.21)$$

e $V_1^o = 0$; nesse modo de excitação toda a potência é entregue aos resistores $r/2$, com nenhuma potência atingindo a porta 1.

Para finalizar a análise, agora será determinada a impedância na porta 1 do divisor de Wilkinson quando as portas 2 e 3 encontram-se terminadas por cargas casadas. O circuito resultante é mostrado na Figura 2.6(a), onde pode ser observado que ele é similar ao do modo de excitação par, uma vez que $V_2 = V_3$. Como não há fluxo de corrente pelo resistor normalizado de valor 2, ele pode ser removido, resultando no circuito da Figura 2.6(b). A rede resultante é a conexão paralela de dois transformadores de quarto de onda terminados por cargas de valor normalizado 1. A impedância de entrada na porta 1 é então

$$Z_{in1} = \left(\frac{(\sqrt{2})^2}{1} \right) // \left(\frac{(\sqrt{2})^2}{1} \right) = \frac{1}{2} (\sqrt{2})^2 = 1. \quad (2.22)$$

Em resumo, pode-se estabelecer os seguintes parâmetros S para o divisor de Wilkinson:

$$S_{11} = 0 \quad (Z_{in1} = 1);$$

$$S_{22} = S_{33} = 0 \quad (\text{portas 2 e 3 casadas para os modos par e ímpar});$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \quad (\text{simetria devido à reciprocidade do circuito});$$

$$S_{13} = S_{31} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \quad (\text{simetria das portas 2 e 3});$$

$$S_{23} = S_{32} = 0 \quad (\text{curto circuito ou circuito aberto nos pontos de seccionamento}).$$

A fórmula acima foi utilizada para S_{21} porque todas as portas estão casadas quando são terminadas por cargas casadas. É importante notar que quando o divisor é alimentado pela porta 1 e as saídas encontram-se casadas, nenhuma potência é dissipada no resistor. Pode-se dizer que o divisor é sem perdas quando as saídas estão casadas, apenas a potência refletida nas portas 2 e 3 é dissipada no resistor. E como $S_{32} = S_{23} = 0$, as portas 2 e 3 são isoladas.

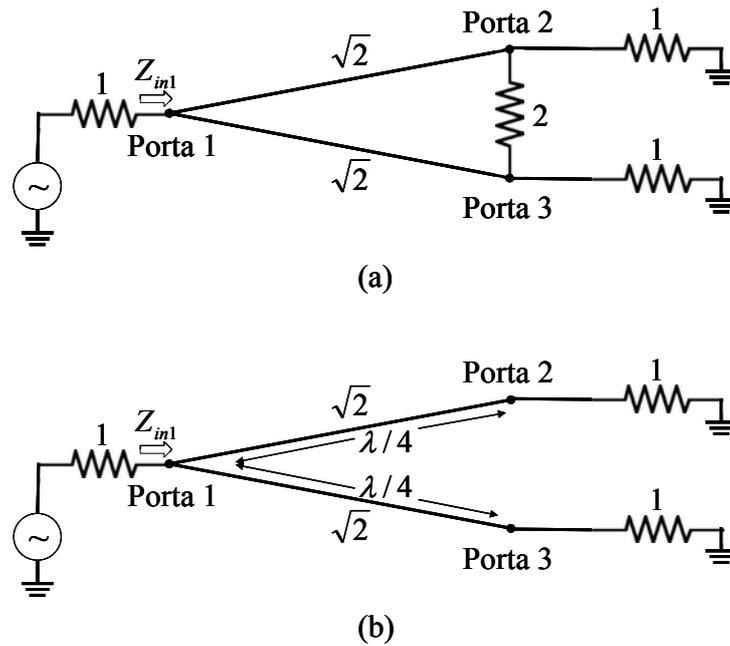


Figura 2.6 – Análise do divisor de Wilkinson para determinar o parâmetro S_{11} .
 (a) Divisor de Wilkinson terminado. (b) Bisseção do circuito de (a).

2.3 Linhas Coplanares: Guia de Onda Coplanar e Fitas Coplanares

O termo linhas coplanares é empregado para as linhas de transmissão planares onde todos os condutores encontram-se em um mesmo plano, na prática na face superior do substrato dielétrico. Estão inclusas nessa definição a linha fendida (*slotline*), o guia de onda coplanar (CPW, do inglês *Coplanar Waveguide*), e as fitas coplanares (CPS, do inglês *Coplanar Strips*). Nesse trabalho serão abordados o CPW e as CPS.

Uma das vantagens dessas duas linhas vem do fato de que a montagem de componentes discretos ativos ou passivos em configuração série ou paralelo é bem mais simples, uma vez que a perfuração do substrato para ligação desses componentes ao plano de terra é desnecessária. O desempenho das linhas coplanares é comparável, e muitas vezes até superior, ao das linhas de microfita no que concerne ao comprimento de onda do guia, dispersão e perdas. Elementos ativos, como transistores de efeito de campo de junção metal-semicondutor (MESFETs, do inglês *Metal-Semiconductor Field Effect Transistors*), podem ser facilmente conectados às linhas coplanares porque eles também são normalmente coplanares. Conseqüentemente, linhas coplanares são comumente utilizadas em circuitos integrados de micro-ondas monolíticos (MMICs, do inglês *Monolithic Microwave Integrated Circuits*).

As linhas coplanares apresentam algumas desvantagens também, como o aparecimento de modos de propagação parasitas, baixo limite de potência de trabalho e o não confinamento dos campos elétrico e magnético.

O CPW foi proposto inicialmente por Wen [5] em 1969. Consiste de duas fendas de largura w cada, impressas em um substrato dielétrico, como pode ser visto na Figura 2.7(a). O espaçamento entre as fendas tem largura s , o condutor tem espessura t , e o substrato dielétrico tem espessura h e constante dielétrica ϵ_r . Sua distribuição dos campos elétrico e magnético para uma aproximação quase-estática pode ser visualizada na Figura 2.7(b).

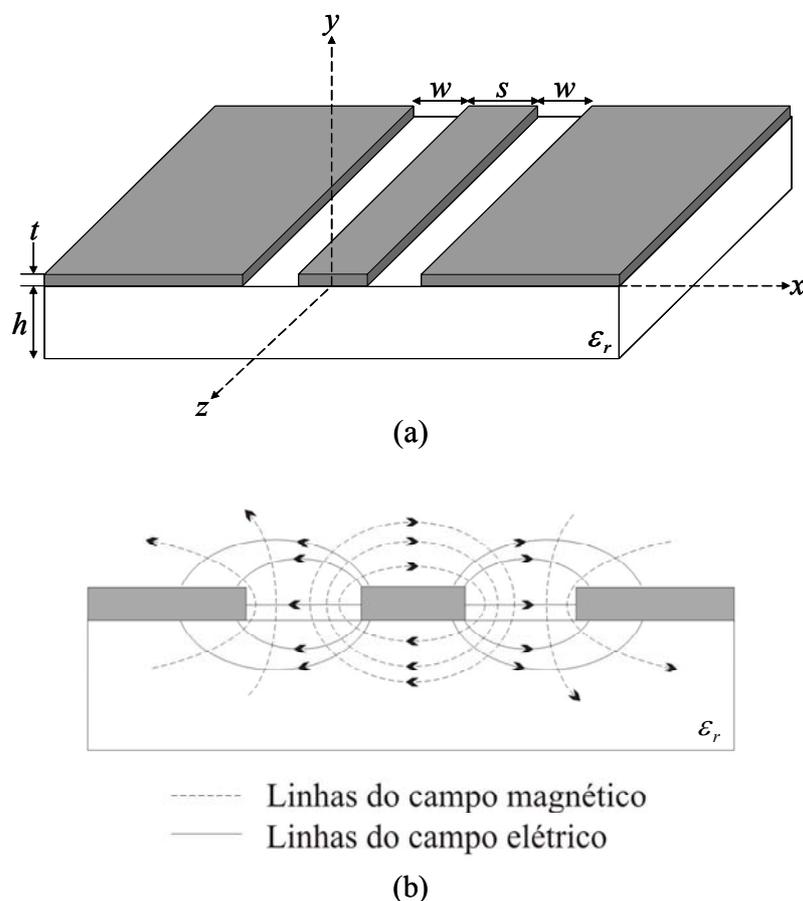


Figura 2.7 – Guia de onda coplanar (CPW). (a) Geometria. (b) Distribuição dos campos elétrico e magnético para uma aproximação quase-estática.

O CPW convencional apresentado por Wen [5] possui um substrato de espessura infinita, o que o torna irrealizável. Em aplicações práticas o CPW tem um substrato de espessura finita e seus planos de terra também têm largura finita, como será discutido mais adiante. As larguras dos planos de terra devem ser as menores possíveis, uma vez

que influenciam diretamente sobre a densidade máxima de linhas de transmissão e o tamanho dos circuitos coplanares.

A estrutura das CPS é complementar à do CPW proposto por Wen [5], e é mostrada na Figura 2.8(a). Consiste de duas fitas de largura w cada, em um substrato dielétrico. O espaçamento entre as fitas tem largura s , o condutor tem espessura t , e o substrato dielétrico tem espessura h e constante dielétrica ϵ_r . A distribuição dos seus campos elétrico e magnético para uma aproximação quase-estática pode ser vista na Figura 2.8(b).

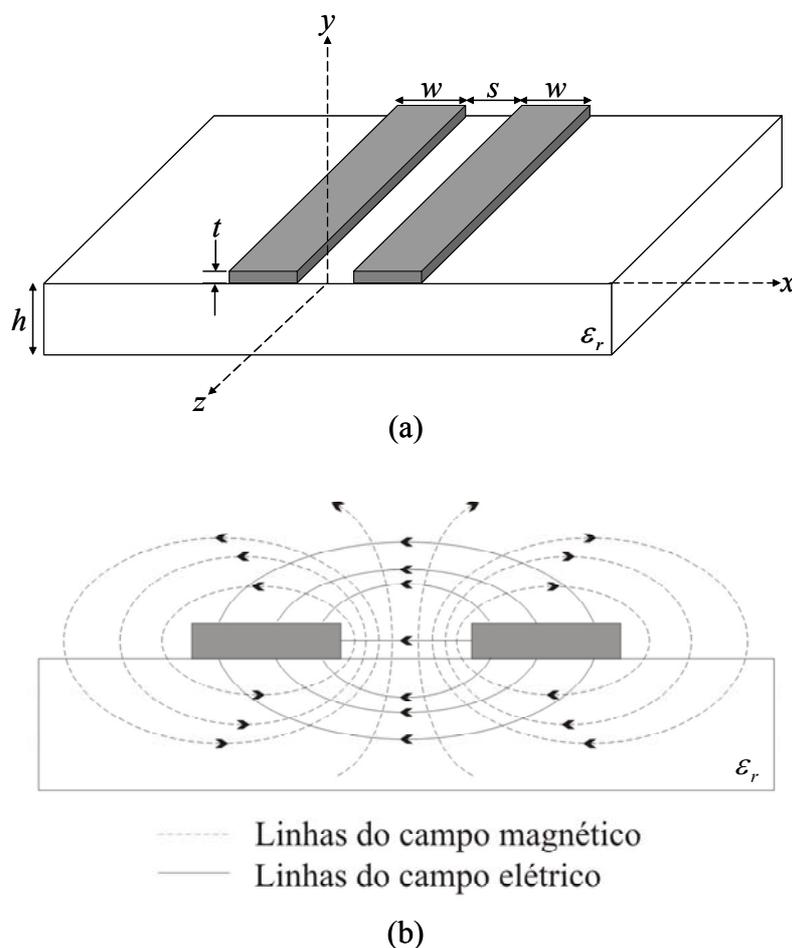


Figura 2.8 – Fitas coplanares (CPS). (a) Geometria. (b) Distribuição dos campos elétrico e magnético para uma aproximação quase-estática.

2.3.1 Análise Quase-Estática do CPW Baseada no Método do Mapeamento Conforme

Wen [5] apresentou uma análise de linhas coplanares baseada em Mapeamento Conforme com uma aproximação quase-estática para os campos, assumindo a espessura

do dielétrico grande o suficiente para ser considerada infinita. O Mapeamento Conforme também foi aplicado levando em conta os efeitos da espessura finita do substrato dielétrico, assim como o tamanho finito dos planos de terra.

Como condição básica do Método do Mapeamento Conforme, aplicado a linhas coplanares, assume-se que todas as interfaces do dielétrico da estrutura, incluindo as fendas, podem ser substituídas por paredes magnéticas [6]. Essa suposição é estritamente válida para estruturas as quais o campo elétrico encontra-se ao longo das interfaces do dielétrico. Assim, os semi-planos acima e abaixo do plano de metalização da estrutura podem ser analisados separadamente através da capacitância da linha. A capacitância total da linha é então a soma algébrica das duas capacitâncias. Se o substrato dielétrico apresenta espessura finita como na Figura 2.7(a), a contribuição do semi-plano inferior na capacitância da linha pode ser determinada como a soma da capacitância no espaço livre, obtida substituindo-se o meio dielétrico pelo ar, e da capacitância da camada dielétrica isolada, assumindo-se sua permissividade $(\epsilon_r - 1)$ [6]. Essa aproximação rende resultados exatos tanto para substratos infinitamente espessos quanto para substratos de espessura $h \rightarrow 0$ [7].

O Mapeamento Conforme de linhas coplanares gera expressões analíticas para a constante dielétrica efetiva e para a impedância característica. Essas expressões se apresentam em termos da razão entre a integral elíptica completa de primeiro tipo e o seu complemento. Podem ser facilmente trabalhadas computacionalmente e os efeitos dos diversos parâmetros podem ser estudados profundamente.

Por se tratar de uma aproximação quase-estática do modo de propagação, os valores da velocidade de fase v_f e da impedância característica Z_0 podem ser escritos da seguinte forma

$$\epsilon_r = \frac{C}{C^a}, \quad (2.23)$$

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.24)$$

e

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_f} = \frac{1}{c\sqrt{\epsilon_r}C^a}, \quad (2.25)$$

onde c é a velocidade de fase de uma onda eletromagnética no espaço livre, C é a capacitância total por unidade de comprimento da linha coplanar, e C^a é a capacitância da linha correspondente quando da substituição do dielétrico pelo ar.

A espessura da metalização da fita condutora e dos planos de terra é desprezível na dedução das diversas expressões que virão a seguir. A capacitância do semi-plano tendo ar como dielétrico é designada C_1 e a do semi-plano da camada dielétrica C_2 .

2.3.1.1 CPW com Substrato de Espessura Infinita

Fazendo uso da simetria da estrutura do CPW, leva-se em consideração apenas metade dela na transformação conforme, como mostrado na Figura 2.9(a-b). A transformação de Schwarz-Christoffel, que mapeia a parte dielétrica no plano- z da Figura 2.9(b) no interior de um retângulo no plano- w da Figura 2.9(c) com interfaces condutoras acima e abaixo, é dada por

$$w = \int_{z_0}^z \frac{dz}{\sqrt{(z-a)(z-b)}}. \quad (2.26)$$

As dimensões do retângulo no plano- w são obtidas efetuando-se a integração acima. Chega-se a

$$\frac{\bar{12}}{\bar{23}} = \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}, \quad (2.27)$$

onde \bar{ij} é a distância entre os pontos i e j no plano- w , e $K(\cdot)$ e $K'(\cdot)$ são a integral elíptica completa de primeiro tipo e o seu complemento, respectivamente. Elas se relacionam entre si através da equação

$$K'(k_1) = K(k_1'), \quad (2.28)$$

onde $k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}$. O argumento da integral elíptica é definido como

$$k_1 = \frac{a}{b} = \frac{s}{s + 2w}. \quad (2.29)$$

A capacitância por unidade de comprimento da linha devida ao semi-plano dielétrico, C_2 , é dada por

$$C_2 = 2\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}. \quad (2.30)$$

A capacitância C_1 devida ao campo elétrico no semi-plano do ar origina-se de (2.30) e é dada por

$$C_1 = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}. \quad (2.31)$$

A capacitância total C , é então

$$C = C_1 + C_2 = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r + 1) \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}. \quad (2.32)$$

A constante dielétrica efetiva do CPW, obtida a partir de (2.23), é a seguinte

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad \text{e} \quad C^a = 2C_1. \quad (2.33)$$

Da mesma forma, a velocidade de fase e a impedância característica de um CPW convencional são obtidas de (2.24) e (2.25), respectivamente

$$v_{cp} = c \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.34)$$

e

$$Z_{0cp} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \Omega. \quad (2.35)$$

Uma expressão simples e precisa da razão K/K' foi demonstrada na literatura [8], é a seguinte

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]}, \text{ para } 0 \leq k \leq 0,707; \quad (2.36)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right], \text{ para } 0,707 \leq k \leq 1. \quad (2.37)$$

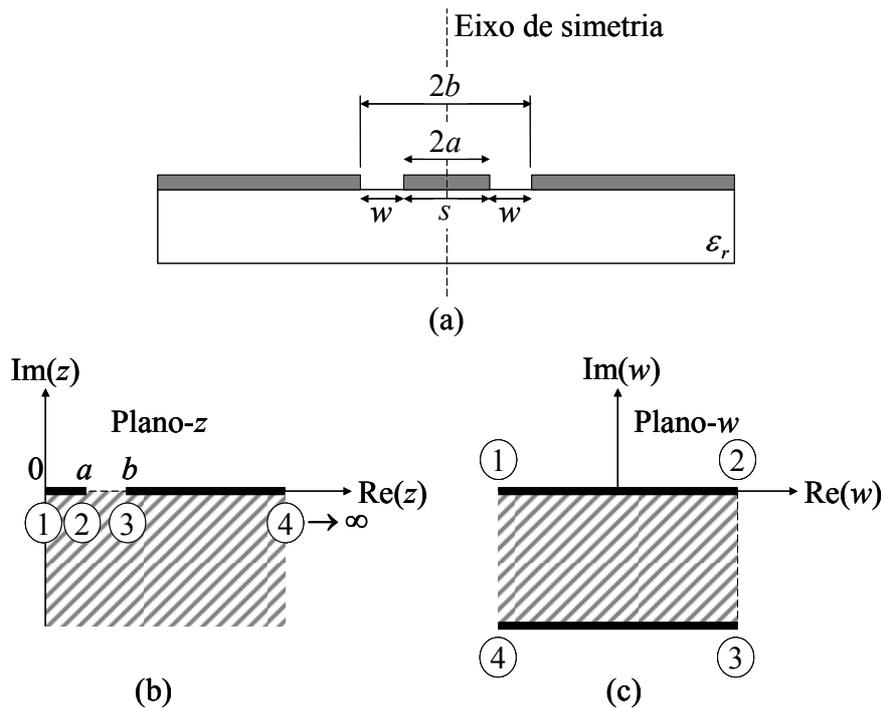


Figura 2.9 – Transformação conforme do CPW com substrato de espessura infinita.
(a) Geometria. (b) Plano- z . (c) Plano- w .

As expressões (2.36) e (2.37) têm uma precisão em torno de 3 partes por milhão. A razão K/K' varia de 0 a ∞ com k variando de 0 a 1. O valor da impedância característica calculada pelas expressões (2.35), (2.36) e (2.37) decresce quase que

logaritmicamente à medida que a razão a/b cresce. Para aplicações práticas a espessura do substrato do CPW tem de ser finita. Essa configuração é discutida adiante.

2.3.1.2 CPW com Dielétrico de Espessura Finita

Para a análise dessa estrutura, mostrada na Figura 2.10(a), recorre-se à suposição de que a capacitância devida ao semiplano inferior é a soma da capacitância no espaço livre e a capacitância da camada dielétrica com permissividade $(\epsilon_r - 1)$ [6]. A capacitância no espaço livre do semiplano inferior é a mesma da do superior. Já calculada anteriormente e denominada C_1 . A capacitância da camada dielétrica é calculada a seguir.

Duas transformações conformes são utilizadas para transformar o CPW em uma estrutura de placas paralelas. A primeira transformação converte esse CPW em um CPW convencional, ou seja, com substrato de espessura infinita, Figura 2.10(a). Essa transformação é

$$t = \sinh\left(\frac{\pi z}{2h}\right). \quad (2.38)$$

A configuração resultante no plano- t pode ser vista na Figura 2.10(b), onde

$$t_1 = \sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right) \quad (2.39)$$

e

$$t_2 = \sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right). \quad (2.40)$$

A configuração da Figura 2.10(b) é idêntica àquela do CPW convencional da Figura 2.9(b), já discutida aqui. Assim, a capacitância C_2 é dada por

$$C_2 = 2\epsilon_0(\epsilon_r - 1) \frac{K(k_2)}{K'(k_2)}. \quad (2.41)$$

O fator $(\varepsilon_r - 1)$ aparece em (2.41) por causa da suposição assumida nessa análise. O argumento k_2 da integral elíptica origina-se diretamente de (2.29), (2.39) e (2.40),

$$k_2 = \frac{t_1}{t_2} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)}. \quad (2.42)$$

A capacitância C_1 devida ao semi-plano superior é dada por (2.31). A capacitância total C , por conseguinte é dada por

$$C = 2C_1 + C_2 \quad (2.43)$$

e

$$C^a = 2C_1. \quad (2.44)$$

Substituindo-se (2.43) e (2.44) em (2.23), obtém-se uma expressão para a constante dielétrica efetiva da estrutura

$$\varepsilon_{re} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}. \quad (2.45)$$

Então, chega-se à expressão para impedância característica dessa estrutura

$$Z_{0cp} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}. \quad (2.46)$$

Comparando-se as expressões (2.33) e (2.45), observa-se que a espessura limitada da camada dielétrica influencia no decréscimo da constante dielétrica efetiva do CPW. Uma vez que a constante dielétrica efetiva diminui com h , a impedância característica aumenta, expressões (2.35) e (2.46). Fazendo a espessura h do substrato muito maior que $2b$, a impedância característica Z_{0cp} quase que independe de h . Para uma variedade

de parâmetros h e ϵ_r do substrato, um desejado valor para a impedância característica pode ser encontrado usando-se diferentes combinações de a e b .

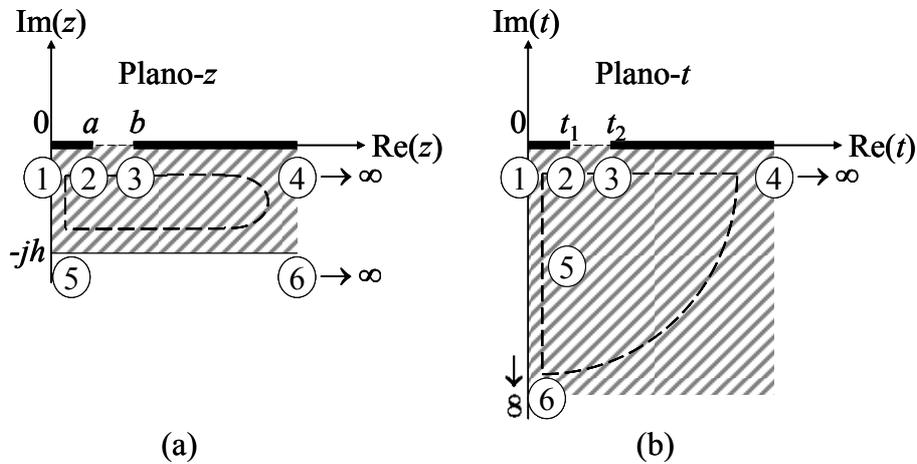


Figura 2.10 – Transformação conforme do CPW com substrato dielétrico de espessura finita.
(a) Plano- z . (b) Plano- t .

2.3.1.3 CPW com Dielétrico de Espessura Finita e Planos de Terra de Extensão Finita

A geometria do CPW pode ser vista na Figura 2.11, a extensão lateral dos planos de terra do CPW é denominada c_0 . Nesse caso, a capacitância C_1 para o semi-plano superior é determinada pela transformação do primeiro quadrante do CPW (Figura 2.12(a)) na metade superior do plano- t (Figura 2.12(b)) usando a função de mapeamento

$$t = z^2. \quad (2.47)$$

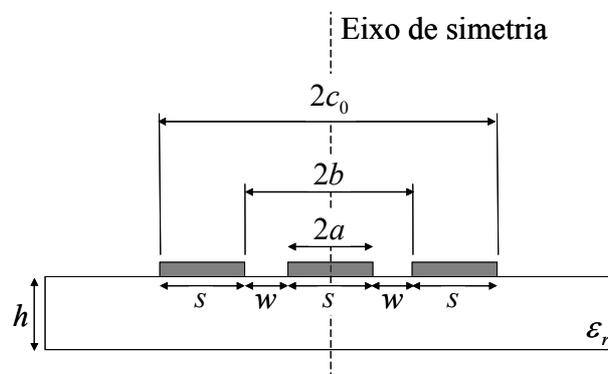


Figura 2.11 – Geometria do CPW com dielétrico de espessura finita e planos de terra de extensão finita.

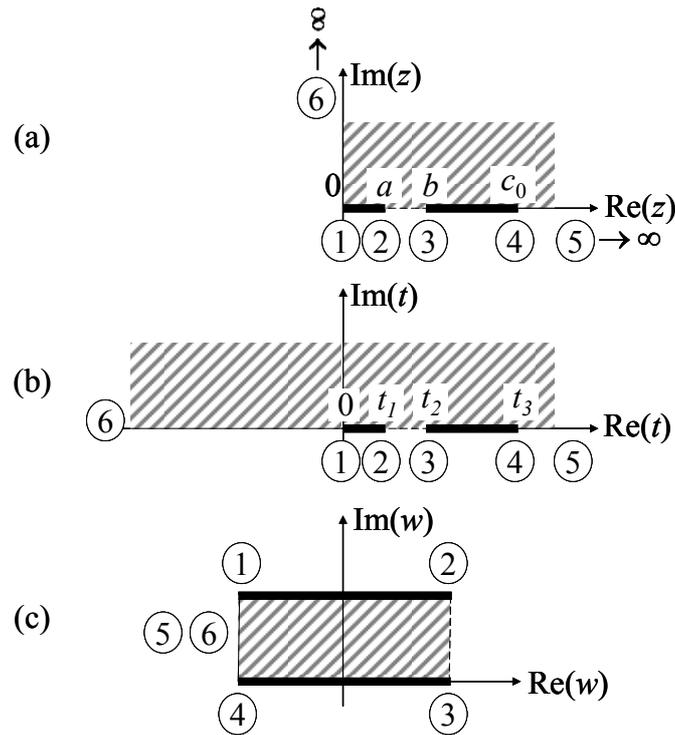


Figura 2.12 – Transformação conforme do primeiro quadrante do CPW com substrato de espessura finita e planos de terra de extensão limitada. (a) Plano- z . (b) Plano- t . (c) Plano- w .

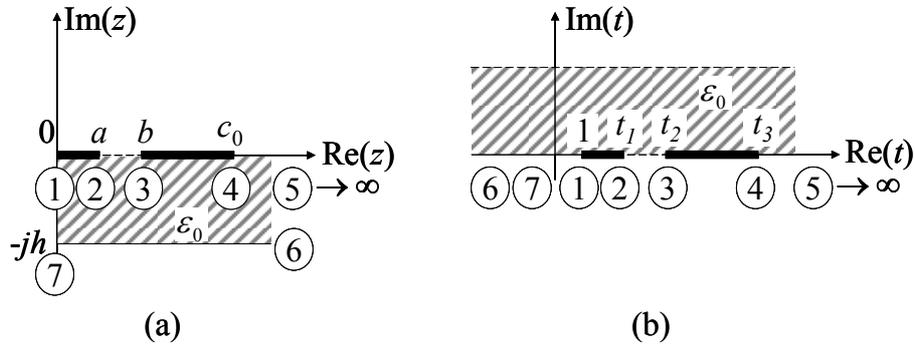


Figura 2.13 – Transformação conforme do quarto quadrante do CPW com substrato de espessura finita e planos de terra de extensão definida. (a) Plano- z . (b) Plano- t .

Essa geometria é então transformada em um capacitor de placas paralelas no plano- w (Figura 2.12(c)) através da transformação

$$w = \int_{t_0}^t \frac{dt}{\sqrt{t(t-t_1)(t-t_2)(t-t_3)}}, \quad (2.48)$$

onde $t_1 = a^2$, $t_2 = b^2$ e $t_3 = c_0^2$. A capacitância por unidade de comprimento C_1 é então obtida como

$$C_1 = 2\varepsilon_0 \frac{\overline{12}}{23} = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_3)}{K'(k_3)}, \quad (2.49)$$

onde

$$k_3 = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{1 - \frac{b^2}{c_0^2}}{1 - \frac{a^2}{c_0^2}}}. \quad (2.50)$$

A capacitância C_2 é calculada pela transformação do quarto quadrante (Figura 2.13(a)) na metade superior do plano- t (Figura 2.13(b)) usando a função de mapeamento

$$t = \cosh^2\left(\frac{\pi z}{2h}\right). \quad (2.51)$$

A geometria da Figura 2.13(b) é convertida no capacitor de placas paralelas no plano- w da Figura 2.12(c) através da transformação

$$w = \int_{i_0}^t \frac{dt}{\sqrt{(t-1)(t-t_1)(t-t_2)(t-t_3)}}, \quad (2.52)$$

sendo a capacitância C_2 dada por

$$C_2 = 2\varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1) \frac{\overline{12}}{23} = 2\varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_4)}{K'(k_4)}, \quad (2.53)$$

onde

$$k_4 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)} \sqrt{\frac{1 - \frac{\sinh^2(\pi b / 2h)}{\sinh^2(\pi c_0 / 2h)}}{1 - \frac{\sinh^2(\pi a / 2h)}{\sinh^2(\pi c_0 / 2h)}}}. \quad (2.54)$$

Assim,

$$\varepsilon_{re} = 1 + \frac{C_2}{2C_1} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (2.55)$$

e

$$Z_{0cp} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)}. \quad (2.56)$$

Estudando as expressões (2.55) e (2.56), observa-se que o truncamento dos planos de terra laterais ocasiona um aumento da impedância característica da linha e uma diminuição da permissividade efetiva.

2.3.2 Análise Quase-Estática das CPS Baseada no Método do Mapeamento Conforme

As CPS, assim como o CPW, oferecem flexibilidade na implementação de circuitos planares de micro-ondas e ondas milimétricas, facilitando a integração de outros dispositivos em série ou paralelo. É mais fácil se conseguir altas impedâncias nas CPS que no CPW. Além disso, as CPS constituem uma linha de transmissão balanceada como as linhas fendidas (*slotlines*) e são mais apropriadas para circuitos balanceados como *mixers* e moduladores, assim como interconexões em circuitos digitais de alta velocidade. Como no caso do CPW, as CPS práticas usam um substrato de espessura finita. A geometria desse tipo de linha, assim como, suas distribuições de campo podem ser vistas na Figura 2.8.

As CPS também podem ser analisadas através do Método de Mapeamento Conforme. Como as geometrias das CPS e do CPW são complementares entre si com respeito ao plano da metalização, a transformação utilizada no CPW também pode ser empregada para as CPS. As paredes elétricas e magnéticas definidas anteriormente não sofrerão alteração nessa nova análise.

2.3.2.1 CPS Simétricas com Dielétrico de Espessura Infinita

A geometria dessa linha de CPS é similar a da Figura 2.8(a) com $h \rightarrow \infty$ [9]. As capacitâncias C_1 e C_2 devidas ao campo elétrico no ar e nas regiões dielétricas, respectivamente, são dadas por

$$C_1 = \varepsilon_0 \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (2.57)$$

e

$$C_2 = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}, \quad (2.58)$$

onde

$$k_1 = \frac{a}{b} = \frac{s}{s + 2w}. \quad (2.59)$$

Assim, chega-se às seguintes expressões para a constante dielétrica efetiva e a impedância característica dessa linha de CPS

$$\varepsilon_{re} = \frac{C_1 + C_2}{2C_1} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (2.60)$$

e

$$Z_{ocs} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}. \quad (2.61)$$

2.3.2.2 CPS Simétricas com Dielétrico de Espessura Finita

A análise pela transformação conforme das CPS simétricas com dielétrico de espessura finita (Figura 2.8(a)) foi realizada. Mas os valores para ε_r e Z_{ocs} apresentaram

diferenças dos resultados da análise numérica conduzida em [10]. Concluiu-se que a expressão (2.45) para ϵ_{re} do CPW apresenta resultados satisfatórios para $h/b > 1$. Ghione e Naldi [11] também sugeriram o uso de (2.45) por causa das naturezas complementares entre as CPS e o CPW. A expressão para a impedância característica de uma linha de CPS é [11]

$$Z_{ocs} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}. \quad (2.62)$$

Estudando-se o comportamento das impedâncias características de uma linha de CPS e outra de CPW que sejam complementares entre si quanto ao plano de metalização, observa-se que $Z_{ocs} + Z_{ocp}$ é aproximadamente uma constante. Isso demonstra que as CPS e o CPW são complementares até mesmo no comportamento.

2.3.3 Análise de Onda Completa do CPW e das CPS

Diversas análises de onda completa utilizando Método de Galerkin no domínio espectral foram desenvolvidas para estruturas de CPW [12-15]. A análise do CPW difere da análise de onda completa da *slotline* apenas na seleção das funções de base, que representam a configuração física e a distribuição do campo do CPW.

A análise de onda completa através de Método de Galerkin no domínio espectral também foi conduzida para as CPS [16]. Nesse caso o problema é formulado em termos das correntes de superfície das fitas metálicas.

Embora os valores da análise quase-estática sejam bons suficientes para algumas estruturas próximas da região milimétrica, a análise de onda completa deve ser utilizada para frequências de operação acima de 40 GHz. As perdas das estruturas coplanares também podem ser determinadas através de uma aproximação de onda completa. Mas a simulação computacional leva mais tempo e é mais dispendiosa. Uma alternativa a essa aproximação é utilizar equações de projeto que incluam o efeito da dispersão nos valores quase-estáticos. O efeito da espessura da metalização nas características das linhas coplanares torna-se importante quando a constante dielétrica ϵ_r do substrato aumenta e a relação a/b diminui.

2.4 Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas

Atualmente existem grandes avanços no projeto de circuitos de R.F./micro-ondas através de auxílio computacional (CAD, do inglês *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 de micro-ondas [17,18]. Em outras palavras, qualquer projeto que envolva o uso de computadores pode ser definido como CAD, isso inclui simulação computacional e/ou otimização computacional.

A simulação EM de onda completa resolve as Equações de Maxwell com condições de contorno impostas pela estrutura de R.F./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, do inglês *Method of Moments*), o Método do Elemento Finito (FEM, do inglês *Finite-Element Method*), o Método da Diferença Finita no Domínio do Tempo (FDTD, do inglês *Finite-Difference Time-Domain*) e o Método da Equação Integral (IE, do inglês *Integral Equation*). Esses simuladores EM dividem a estrutura de R.F./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. Grande parte dos erros de simulações EM são devidos ao tamanho das células.

Uma das principais características dos simuladores EM de onda completa é a grade ou malha de simulação, que pode ser definida pelo usuário e imposta à estrutura durante a análise EM. A exatidão dos resultados simulados depende diretamente da finura da malha, que influencia no ponto de convergência da técnica numérica empregada pelo simulador EM. Falando de um modo geral, quanto mais fina 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.

Para verificar a exatidão da análise eletromagnética, resultados simulados com diferentes tamanhos de célula foram comparados a resultados medidos [17]. Uma boa

concordância foi observada, exceto por um pequeno deslocamento de frequência entre as respostas medidas e simuladas, que deve ser causado pelas tolerâncias de fabricação e do material dielétrico e/ou pela suposição da espessura zero da fita metálica adotada pelo simulador EM [19].

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. 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.

3 SISTEMAS DE MEDIÇÃO INSTANTÂNEA DE FREQUÊNCIA

O módulo discriminador de frequência é um dos diversos componentes encontrados em receptores de equipamentos de detecção de sinais de 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 equipamento não somente em língua portuguesa, mas também em outros idiomas [20].

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, do inglês *Electronic Warfare*). Detalhes sobre sistemas que utilizam os discriminadores de frequência encontram-se na literatura [21-27].

Os discriminadores de frequência podem ser subdivididos em dois grandes grupos: analógicos e digitais. Os discriminadores analógicos de frequência geram como saída um sinal de vídeo, enquanto os discriminadores digitais de frequência (DFDs, do inglês *Digital Frequency Discriminators*) geram uma palavra descritora pulsada (PDW, do inglês *Pulse Descriptor Word*) [20]. Os DFDs comerciais comumente são encontrados para a faixa de operação de 2 a 18 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 sistema de Medição Instantânea de Frequência (IFM, do inglês *Instantaneous Frequency Measurement*). No início, há mais de meio século, um sistema IFM consistia em uma técnica simples de extração de valores digitais de frequência de R.F. em uma determinada banda, geralmente para sinais de entrada pulsados. Atualmente o sistema IFM evoluiu para um sistema eficiente

de codificação em tempo real da frequência de R.F., amplitude, largura de pulso e tempo de chegada (TOA, do inglês *Time Of Arrival*) de sinais de entrada pulsados e de onda contínua (CW, do inglês *Continuous Wave*). Por essa razão, os sistemas IFM são largamente usados na moderna EW [28]. Além disso, o aumento da quantidade de sistemas irradiantes faz crescer a importância de dispositivos para identificação de sinais desconhecidos. 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 desconhecidos. Embora os sistemas IFM apresentem saída digital em PDW, o processamento analógico do sinal R.F. de entrada é necessário para a operação banda larga em micro-ondas.

Nos DFDs existe o circuito discriminador de fase que realiza a auto-correlação (covariância) entre o sinal original e o defasado, necessária para estimar a frequência do sinal. Os circuitos discriminadores de fase têm a função de fornecer, em sua saída, um sinal periódico com a frequência, de modo que esse apresente uma alternância entre bandas atenuadas e não atenuadas ao longo do espectro em que opere. Os sinais de saída dos discriminadores de fase servem para formar um código binário que associa uma palavra binária a uma sub-banda de frequência. Os discriminadores de fase são, em geral, interferômetros que são formados por linhas de atraso e divisores de potência. Dessa forma, os discriminadores de fase 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. 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 do sistema IFM.

3.1 Arquitetura de um Sistema IFM Simples

Um sistema IFM simples é capaz apenas de determinar a frequência do sinal de entrada. Seus componentes são: amplificador limitador, divisor de potência, discriminadores de fase, detectores e conversor A/D (Analógico/Digital) [29]. A Figura 3.1 mostra a arquitetura de um sistema IFM simples de n bits de saída.

O amplificador limitador é um filtro passa-faixa ativo sintonizado na banda de operação do sistema IFM. O amplificador limitador localiza-se na entrada do sistema

IFM 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 e, além disto, reduz o efeito da entrada simultânea de sinais com frequências diferentes.

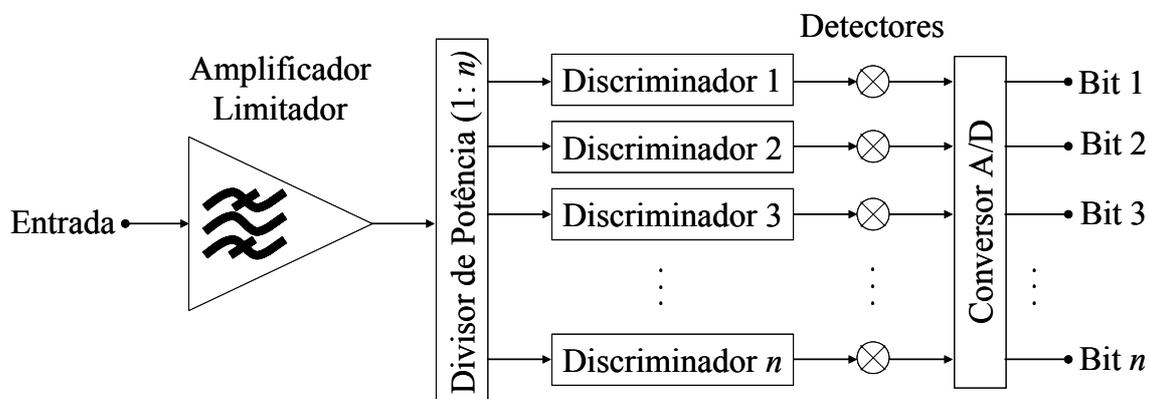


Figura 3.1 – Arquitetura de um sistema IFM genérico de n bits de saída.

O divisor de potência é o estágio seguinte ao amplificador limitador. O divisor recebe o sinal do amplificador e divide-o em n sinais de mesma potência transmitindo-os ao próximo estágio. Geralmente um divisor de Wilkinson de n saídas é empregado nesse estágio no caso da banda de operação do sistema IFM ser estreita; ou um divisor binomial, para uma banda larga.

Os n discriminadores de fase, importantes componentes do sistema IFM, recebem os sinais provenientes das saídas do divisor de potência. O discriminador de fase tem a função de fornecer, em sua saída, um sinal periódico com a frequência, de modo que esse apresente uma alternância entre bandas atenuadas e não atenuadas ao longo da faixa de operação. Os sinais de saída dos discriminadores de fase combinados formam um código binário que associa uma palavra binária a uma sub-banda de frequência. Mais adiante serão apresentadas as formas desses sinais, assim como o código binário.

Os n detectores recebem os sinais das saídas dos discriminadores de fase, e são responsáveis pela detecção quadrática desses sinais. Os detectores são diodos de micro-ondas.

O conversor A/D recebe os n sinais provenientes do estágio de detecção quadrática condicionando-os de modo a fornecer n saídas digitais com níveis lógicos altos (valor binário 1) ou baixos (valor binário 0), a depender dos níveis de potência dos sinais vindos dos discriminadores de fase.

3.2 Funcionamento de um Sistema IFM Simples

O sistema IFM simples divide sua banda de operação em sub-bandas menores. Cada uma dessas sub-bandas é associada a uma e somente uma palavra de um código binário [30]. Para isso, as respostas em frequência dos discriminadores são de grande importância, pois cada saída do conversor A/D está associada à resposta de um discriminador. Em outras palavras, a saída do conversor A/D referente ao bit 1 (B_1), como pode ser visto na Figura 3.1, está associada à resposta em frequência do discriminador 1 (D_1). A saída B_2 está associada à resposta em frequência de D_2 , e assim sucessivamente. A Figura 3.2(a) mostra as respostas em frequência esperadas para os discriminadores de um sistema IFM simples de 4 bits de saída e capacidade de identificação de 16 sub-bandas. D_1 , D_2 , D_3 e D_4 são os discriminadores 1, 2, 3 e 4, respectivamente. V_L é o limiar de amplitude que diferencia o nível lógico alto do baixo, ou seja, sinais de amplitude maior que V_L convencionou-se como sendo nível lógico alto e sinais de amplitude menor que V_L , como sendo nível lógico baixo.

Na Figura 3.2(b) têm-se as saídas esperadas para o conversor A/D que recebe os sinais provenientes dos detectores e atribui valores 0s (nível lógico baixo) e/ou 1s (nível lógico alto) para formar a palavra digital de identificação das sub-bandas de frequências. B_1 , B_2 , B_3 e B_4 são as saídas digitais do conversor A/D referentes aos bits 1, 2, 3 e 4, respectivamente. Os valores atribuídos pelo conversor A/D em suas saídas dependem de V_L . Dessa forma, cada discriminador é responsável por um bit da palavra binária de saída do sistema IFM.

É possível notar que nas Figura 3.2(a) e (b), as curvas são apresentadas em função da frequência. Para o sistema em estudo com 4 bits de saída, têm-se $2^4 = 16$ palavras binárias distintas, cada uma dessas palavras é associada a uma e somente uma sub-banda de frequência. Assim, de posse da palavra binária resultante na saída do sistema, consegue-se determinar em qual das 16 sub-bandas de frequência se localiza o sinal de entrada. O código binário resultante está mostrado na Figura 3.2(c).

A resolução em frequência de um sistema IFM é a largura de uma sub-banda. Então, para uma mesma largura de banda de operação, quanto maior for o número de discriminadores distintos, maior será o número de saídas digitais do sistema, maior será

a quantidade de sub-bandas, menor será a largura de uma sub-banda, e, consequentemente, melhor será sua resolução.

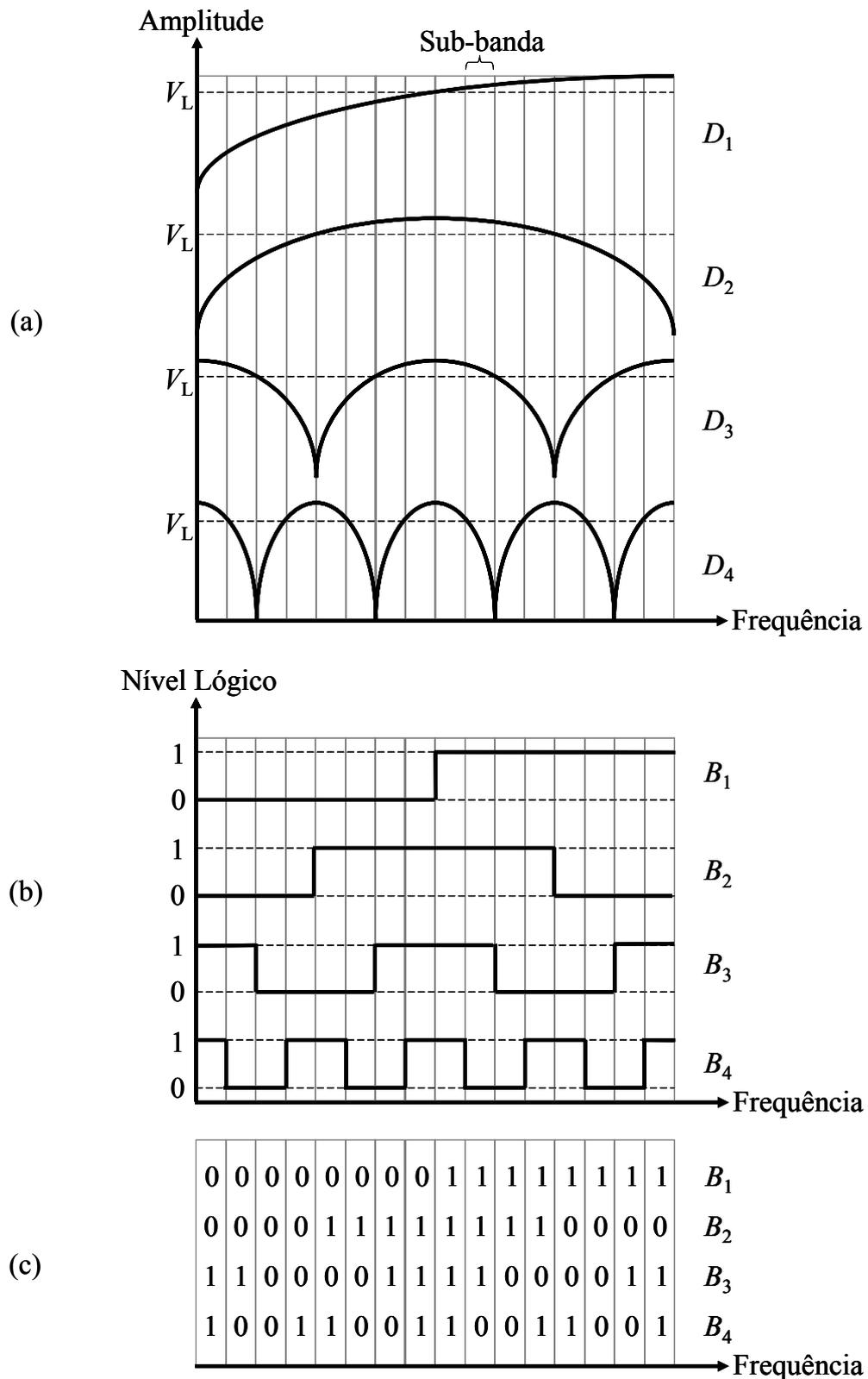


Figura 3.2 – Funcionamento de um sistema IFM simples de 4 bits de saída. (a) Respostas em frequência dos discriminadores. (b) Saídas digitais do conversor A/D. (c) Código binário.

3.3 Discriminadores Implementados com Interferômetros

O princípio de detecção de sinais através de interferômetros é antigo dentro do eletromagnetismo [31]. O interferômetro é um dispositivo que contém dois caminhos defasadores, que causam atrasos de propagação diferentes em um sinal. Esses caminhos são denominados linhas de atraso. As linhas de atraso são linhas de transmissão geralmente longas que têm a função de provocar um determinado atraso de propagação ao sinal que as atravessa. A Figura 3.3 mostra um interferômetro típico. O sinal de entrada $x(t)$ é dividido em dois sinais iguais, $x_1(t)$ e $x_2(t)$, cada sinal resultante percorre um dos caminhos com atrasos τ_1 e τ_2 , gerando os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$, respectivamente, que, então, são recombinados resultando no sinal de saída $s(t)$. A diferença de atraso de propagação existente entre os caminhos faz com que os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ apresentem uma diferença de fase. Devido a essa defasagem, $s(t)$ possui máximos e mínimos de interferência que dependem da frequência de $x(t)$. O desenvolvimento algébrico a seguir descreve como isso ocorre [32].

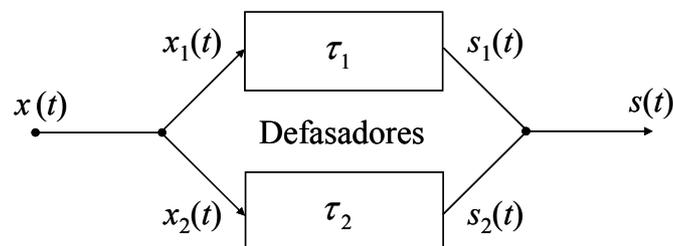


Figura 3.3 – Interferômetro típico.

Com base na Figura 3.3, considerando-se que o sinal $x(t)$ seja um tom senoidal de amplitude unitária, tem-se

$$x(t) = \text{sen}(\omega t) \quad (3.1)$$

e

$$x_1(t) = x_2(t) = \frac{1}{2} x(t) = \frac{1}{2} \text{sen}(\omega t), \quad (3.2)$$

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

$$s_1(t) = x_1(t - \tau_1) = \frac{1}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_1) \quad (3.3)$$

e

$$s_2(t) = x_2(t - \tau_2) = \frac{1}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_2 - \phi), \quad (3.4)$$

onde ϕ é uma diferença de fase independente da frequência, devida aos diferentes percursos dos sinais $x_1(t)$ e $x_2(t)$. Sua funcionalidade será discutida mais adiante. O sinal de saída é dado, então, por

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = \frac{1}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_1) + \frac{1}{2} \text{sen}(\omega t - \omega \tau_2 - \phi). \quad (3.5)$$

Usando-se a identidade trigonométrica

$$\text{sen}(a) + \text{sen}(b) = 2 \text{sen}\left(\frac{a+b}{2}\right) \cos\left(\frac{a-b}{2}\right), \quad (3.6)$$

a equação (3.5) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$s(t) = \text{sen}\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 + \tau_2) - \phi}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1) + \phi}{2}\right). \quad (3.7)$$

Analisando a equação (3.7), 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 da amplitude do sinal de saída do interferômetro, em função da frequência, ocorrem quando

$$\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1) + \phi}{2} = n\pi, \quad (3.8)$$

para $n = 1, 2, 3, \dots$. Fazendo ϕ nulo por momento, chega-se a

$$f = \left| \frac{n}{\tau_2 - \tau_1} \right|. \quad (3.9)$$

O módulo utilizado na equação (3.9) é para que f 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 em

$$f = \left| \frac{n - \frac{1}{2}}{\tau_2 - \tau_1} \right|. \quad (3.10)$$

A distância entre dois máximos ou mínimos consecutivos é

$$\Delta f = \left| \frac{1}{\Delta \tau_{2,1}} \right|, \quad (3.11)$$

onde $\Delta \tau_{2,1} = \tau_2 - \tau_1$.

Utilizando as equações (3.9), (3.10) e (3.11), a diferença entre os tempos de atraso ($\tau_2 - \tau_1$) pode ser modificada de forma a ajustar a localização de um máximo ou de um mínimo de amplitude. Contudo, a escolha desses pontos é limitada a pontos específicos onde n é inteiro. Um ajuste mais preciso da localização dos pontos de máximos e mínimos pode ser conseguido pela inserção da diferença de fase ϕ em uma das linhas de atraso. Essa diferença de fase independe da frequência e surge da diferença de percursos atravessados por um único tom de frequência. Assim, qualquer localização de máximo ou mínimo pode ser conseguida através da inserção dessa grandeza. A equação (3.9) para os pontos de máximo pode ser reescrita levando em conta essa diferença de fase entre os percursos

$$f = \left| \frac{n}{\tau_2 - \tau_1} \right| - \frac{\phi}{2\pi}. \quad (3.12)$$

A equação (3.10) para os pontos de mínimo também pode ser reescrita

$$f = \left| \frac{n - \frac{1}{2}}{\tau_2 - \tau_1} \right| - \frac{\phi}{2\pi}. \quad (3.13)$$

A expressão (3.11) continua sendo válida após a inserção de \square . A Figura 3.4 mostra a resposta em frequência de um interferômetro, muito semelhante à resposta de um discriminador de um sistema IFM simples. Assim, variando-se a diferença entre os atrasos de um interferômetro é possível implementar os diversos discriminadores de um sistema IFM simples, desde que $\Delta\tau_{2,1}$ do interferômetro $n+1$ seja o dobro de $\Delta\tau_{2,1}$ do interferômetro n . Essa condição é representada pela seguinte expressão

$$\Delta\tau_{2,1}^{n+1} = 2(\Delta\tau_{2,1}^n). \quad (3.14)$$

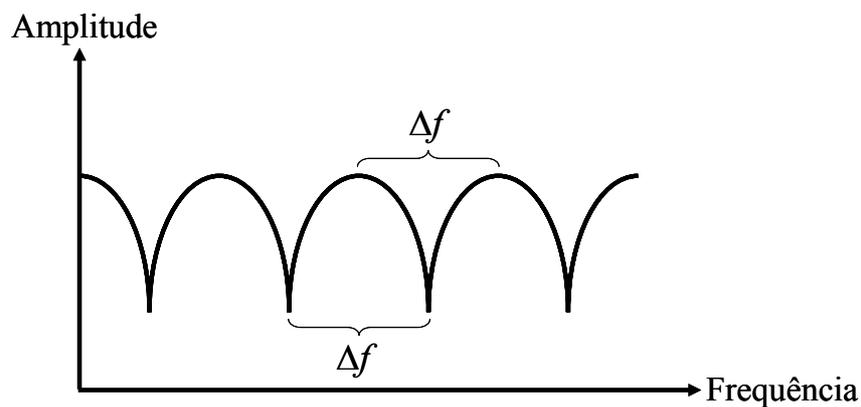


Figura 3.4 – Resposta em frequência de um interferômetro.

Analisando cuidadosamente a Figura 3.2(c), observa-se que o código binário contém todas as palavras binárias possíveis para um sistema de 4 bits de saída. Então, se a faixa de frequências for estendida para frequências maiores que as mostradas na

empregado como discriminador D_1 . É interessante observar que Δf^1 é o maior Δf do sistema e, conseqüentemente, $\Delta \tau_{2,1}^1$ é a menor diferença de atrasos do sistema.

Ainda observando a Figura 3.5, nota-se que para o interferômetro empregado no discriminador D_4 , existem quatro palavras binárias no intervalo de frequências entre dois pontos de máximos ou mínimos consecutivos. Sendo assim, a resolução desse sistema IFM simples de 4 bits é um quarto desse intervalo

$$f_R = \frac{\Delta f^4}{4} = \left| \frac{1}{4 \Delta \tau_{2,1}^4} \right|, \quad (3.16)$$

onde f_R é a resolução em frequência do sistema, Δf^4 é a distância entre dois máximos ou mínimos consecutivos do interferômetro do discriminador D_4 , e $\Delta \tau_{2,1}^4$ é a diferença de atrasos do interferômetro do discriminador D_4 . Vale ressaltar que Δf^4 é o menor Δf do sistema e, conseqüentemente, $\Delta \tau_{2,1}^4$ é a maior diferença de atrasos do sistema.

Da equação (3.14), obtém-se, que para um sistema IFM de 4 bits, a relação entre o menor e o maior $\Delta \tau_{2,1}$ é dada por

$$\Delta \tau_{2,1}^4 = 2\Delta \tau_{2,1}^3 = 2(2\Delta \tau_{2,1}^2) = 2(2(2\Delta \tau_{2,1}^1)) = 8\Delta \tau_{2,1}^1. \quad (3.17)$$

Sendo assim, a resolução em frequência do sistema pode ser reescrita da seguinte forma

$$f_R = \frac{1}{32 \Delta \tau_{2,1}^1}. \quad (3.18)$$

No projeto de um sistema IFM simples implementado com interferômetros é preciso que a frequência central, a largura da banda de operação e a resolução sejam definidas. Esses parâmetros determinam o número de bits do sistema e os atrasos que devem ser usados nos interferômetros do sistema.

A maior dificuldade em usar interferômetros para implementar um sistema IFM na faixa de micro-ondas está no projeto das linhas de atraso. Como a resolução do sistema está relacionada com o maior $\Delta \tau_{2,1}$, conforme equação (3.16), as linhas de atraso dos interferômetros responsáveis pelos menores Δf devem ser projetadas de modo a

proporcionar grandes retardos, tornando-se muito longas. Tais linhas são geralmente projetadas com um alto número de curvas, com a finalidade de alcançar a resolução desejada. Entretanto, essas curvas aumentam as reflexões múltiplas ao longo da linha, acarretando em degradação do sinal. Para um sistema IFM simples de 4 bits de saída essa degradação pode ser sentida de forma branda, alterando a forma de onda das saídas dos interferômetros empregados como discriminadores. À medida que se aumenta a quantidade de bits do sistema esse efeito de degradação é percebido com mais intensidade. As linhas de atraso dos interferômetros devem apresentar uma característica de fase linear, uma vez que desvios na fase causam erros na interpretação da frequência, ocasionando saídas incorretas. Qualquer variação nos comprimentos das linhas de atraso pode causar efeito similar, esse fato é especialmente notado em seções de linhas de curtos retardos.

4 PROJETO DOS INTERFERÔMETROS COPLANARES

Um sistema IFM (*Instantaneous Frequency Measurement*) simples capaz de discriminar 16 diferentes sub-bandas de frequências, ou seja, com 4 bits de saída, implementado com interferômetros pode ser visto na Figura 4.1. A arquitetura e o funcionamento desse sistema já foram explanados nos itens 3.1 e 3.2. Cada interferômetro é formado por duas linhas de atraso com retardos diferentes; os interferômetros são identificados pelo índice sobrescrito (1, 2, 3 ou 4) e as linhas de atraso pelo índice subscrito (1 ou 2). As saídas digitais e o código binário já foram apresentados na Figura 3.2(b) e (c). O sistema IFM simples em estudo foi projetado para operação na faixa de 5 a 6 GHz, com uma resolução em frequência de 62,5 MHz.

Nesse capítulo será abordado o projeto dos quatro interferômetros empregados no sistema da Figura 4.1, contemplando as fases de concepção, simulação e implementação prática dos mesmos.

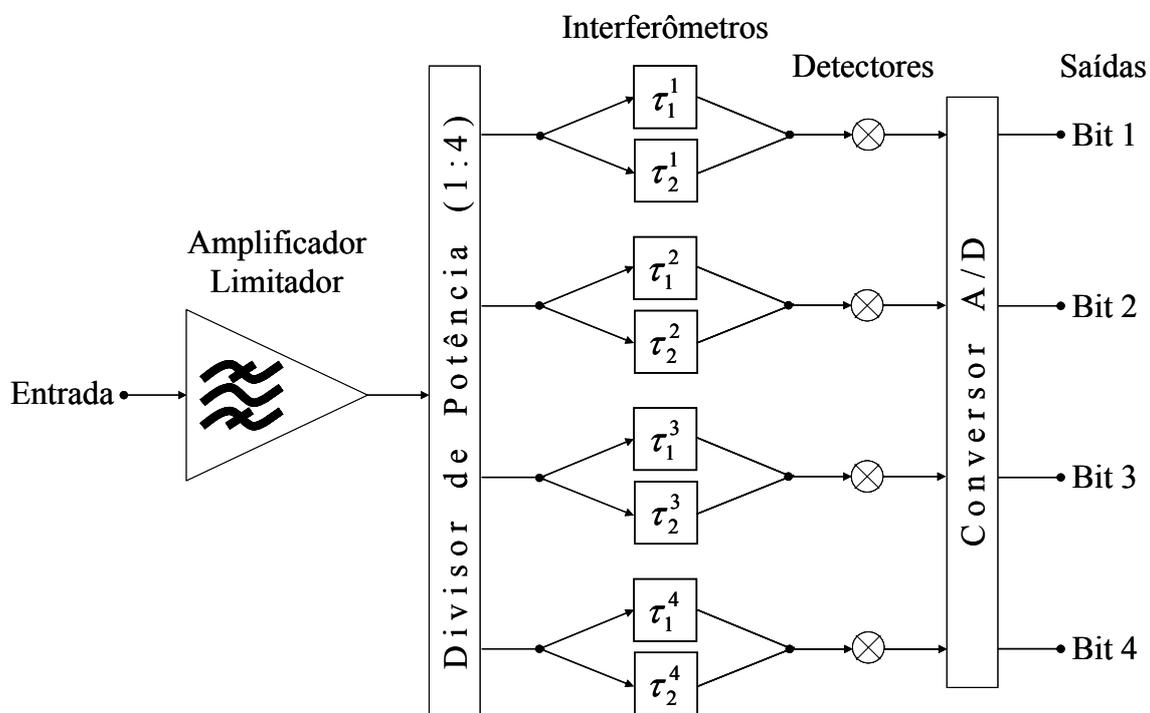


Figura 4.1 – Arquitetura de um sistema IFM simples de 4 bits de saída implementado com interferômetros.

4.1 Concepção dos Interferômetros Coplanares

A faixa de operação escolhida para o desenvolvimento dos interferômetros foi a de 5 a 6 GHz de frequência. O principal motivo dessa decisão é o número de aplicações EW (*Electronic Warfare*) e de comunicações alocadas e regulamentadas nessa faixa nos Estados Unidos (EUA), Europa e Brasil. O órgão regulamentador nos EUA é o FCC (*Federal Communications Committee*), na Europa são o ERC (*European Radiocommunications Committee*) e a CEPT (*European Conference of Postal Telecommunications Administrations*) e no Brasil é a Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações). A Tabela 4.1 mostra alguns exemplos de aplicações dentro dessa faixa. Os planos completos de alocação de frequências nos EUA, Europa e Brasil podem ser acessados em [33], [34] e [35], respectivamente.

Tabela 4.1 – Aplicações regulamentadas dentro da faixa de 5 a 6 GHz nos EUA, Europa e Brasil.

Aplicação	Sub-banda de frequência (GHz)	Órgão regulamentador
Radioamador	5,650 – 5,925	FCC (EUA)
Aviação/Aeronáutica	5,000 – 5,250; 5,350 – 5,460	FCC (EUA)
Serviço dedicado de comunicações de curto alcance	5,850 – 5,925	FCC (EUA)
Sensores de perturbação de campos	5,785 – 5,815	FCC (EUA)
Fixo por satélite (enlaces de alimentação dos sistemas de satélites não-geoestacionários do serviço móvel por satélite)	5,150 – 5,250; 5,850 – 7,075	FCC (EUA)
Aplicações industriais, científicas e médicas (ISM)	5,650 – 5,925	FCC (EUA)
Radionavegação marítima	5,470 – 5,650	FCC (EUA)
Serviços público e privado de radiolocalização	5,250 – 5,650; 5,850 – 5,925	FCC (EUA)
Operação espacial e pesquisa espacial	5,250 – 5,570	FCC (EUA)

Instrumentos, radares e satélites de clima e temperatura	5,600 – 5,650	FCC (EUA)
Sistemas de defesa militar	5,250 – 5,850	ERC/CEPT (Europa)
Aplicações industriais, científicas e médicas (ISM)	5,725 – 5,925	ERC/CEPT (Europa)
Dispositivos não-específicos de curto alcance	5,725 – 5,925	ERC/CEPT (Europa)
Operação espacial e pesquisa espacial	5,000 – 5,030; 5,250 – 5,570	ERC/CEPT (Europa)
Aplicações amadoras	5,650 – 5,830	ERC/CEPT (Europa)
Radionavegação aeronáutica	5,000 – 5,150	ERC/CEPT (Europa)
Radioamador por satélite	5,650 – 5,725; 5,830 – 5,850	ERC/CEPT (Europa)
Radionavegação por satélite	5,000 – 5,030	ERC/CEPT (Europa)
Sistemas de transmissão de dados banda larga	5,150 – 5,300; 5,470 – 5,725	ERC/CEPT (Europa)
Fixo por satélite (enlaces de alimentação dos sistemas de satélites não-geoestacionários do serviço móvel por satélite)	5,150 – 5,250; 5,725 – 7,075	ERC/CEPT (Europa)
Links de rádio enlace	5,150 – 5,250	ERC/CEPT (Europa)
Sensores ativos por satélite	5,250 – 5,570	ERC/CEPT (Europa)
Móvel por satélite	5,250 – 5,725	ERC/CEPT (Europa)
Radares de bordo e para VTS (<i>Vehicle Tracking System</i>)	5,250 – 5,725	ERC/CEPT (Europa)
Radares de clima e temperatura	5,250 – 5,850	ERC/CEPT (Europa)
Radionavegação aeronáutica	5,000 – 5,250; 5,350 – 5,460	Anatel (Brasil)
Radionavegação por satélite	5,000 – 5,030	Anatel (Brasil)
Fixo por satélite (enlaces de alimentação dos sistemas de satélites não-geoestacionários do serviço móvel por satélite)	5,150 – 5,250; 5,850 – 5,925	Anatel (Brasil)

Móvel por satélite	5,150 – 5,350; 5,470 – 5,725	Anatel (Brasil)
Especial de radiodeterminação por satélite (SERDS)	5,150 – 5,216	Anatel (Brasil)
Exploração da Terra por satélite	5,250 – 5,570	Anatel (Brasil)
Pesquisa espacial	5,250 – 5,570	Anatel (Brasil)
Radiolocalização	5,250 – 5,850	Anatel (Brasil)
Radionavegação marítima	5,470 – 5,570	Anatel (Brasil)
Radioamador	5,650 – 5,925	Anatel (Brasil)
Radioamador por satélite	5,830 – 5,850	Anatel (Brasil)
Aplicações industriais, científicas e médicas (ISM)	5,725 – 5,875	Anatel (Brasil)

De acordo com a equação (3.15), para uma largura de banda de 1,000 GHz, encontra-se $\Delta\tau_{2,1}^1 = 0,5 \cdot 10^{-9}$ s, ou seja, a diferença entre os retardos das linhas de atraso do interferômetro 1 deve ser de 0,5 ns. Substituindo esse valor em (3.18), chega-se a uma resolução em frequência de 62,500 MHz para um sistema de 4 bits de saída. A partir de $\Delta\tau_{2,1}^1$ é possível chegar às outras diferenças de atrasos do sinal dos interferômetros 2, 3 e 4, através da relação (3.14). A Tabela 4.2 mostra esses resultados.

Tabela 4.2 – Valores das diferenças de retardos entre as linhas de atraso dos interferômetros.

Interferômetro 1	$\Delta\tau_{2,1}^1 = 0,5$ ns
Interferômetro 2	$\Delta\tau_{2,1}^2 = 1,0$ ns
Interferômetro 3	$\Delta\tau_{2,1}^3 = 2,0$ ns
Interferômetro 4	$\Delta\tau_{2,1}^4 = 4,0$ ns

O próximo passo é definir valores para os retardos das linhas de atraso 1 e 2, τ_1 e τ_2 , respectivamente. Tomando-se o valor arbitrário de 0,1 ns para τ_1 , e fazendo a linha de atraso 1 como sendo a responsável pelo menor retardo, chega-se aos valores para τ_2 vistos na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Valores dos retardos da linha de atraso 2 dos interferômetros.

Interferômetro 1	$\tau_2 = 0,6$ ns
Interferômetro 2	$\tau_2 = 1,1$ ns
Interferômetro 3	$\tau_2 = 2,1$ ns
Interferômetro 4	$\tau_2 = 4,1$ ns

O desenho genérico da metalização sobre o substrato dielétrico de um interferômetro pode ser visto na Figura 4.2. As linhas de atraso foram concebidas em CPS (*Coplanar Strips*) com impedâncias características idênticas de valor 100Ω , utilizando-se as expressões apresentadas nos itens 2.3.2.1 e 2.3.2.2. Esse valor de impedância foi escolhido devido à maior realizabilidade do dispositivo em CPS. Cada linha de atraso tem duas trilhas metálicas de $0,45$ mm de largura cada uma, separadas de uma distância de $0,40$ mm, e comprimento dependente do valor do retardo desejado.

Um divisor de potência de Wilkinson é utilizado na entrada do interferômetro a fim de receber o sinal (entrada do divisor), dividi-lo e entregá-lo às linhas de atraso (saídas do divisor). Esse divisor foi projetado utilizando-se o modelo apresentado na Figura 2.2 do item 2.2, com $Z_0 = 100 \Omega$ e λ igual ao comprimento de onda da frequência central da banda de operação ($5,5$ GHz). Na entrada do divisor as duas linhas transformadoras de quarto de onda são conectadas formando uma seção de CPW (*Coplanar Waveguide*) com uma impedância de entrada de 100Ω . Nas linhas transformadoras de quarto de onda do divisor foram utilizadas CPS com impedâncias características idênticas de valor $141,42 \Omega$ projetadas utilizando-se as expressões apresentadas nos itens 2.3.2.1 e 2.3.2.2. Cada linha transformadora do divisor apresenta duas trilhas metálicas de $0,25$ mm de largura e $5,80$ mm de comprimento cada uma, separadas de uma distância de $0,60$ mm. Entre as linhas transformadoras um espaçamento de 3 mm onde foi adicionado um resistor planar de 200Ω . Após as linhas transformadoras de quarto de onda encontram-se as saídas do divisor que são conectadas às linhas de atraso já abordadas. Após as linhas de atraso tem-se outro divisor de Wilkinson idêntico a este, empregado como combinador de sinais.

O valor padrão da impedância de porta em sistemas de micro-ondas é 50Ω , enquanto a impedância de entrada desse divisor, como já foi dito, é 100Ω . Assim, faz-se necessária a utilização de um circuito casador de impedâncias na entrada do divisor. Foi utilizado um transformador de quarto de onda implementado com CPW, projetado

através das expressões apresentadas nos itens 2.3.1.1, 2.3.1.2 e 2.3.1.3, com impedância característica de $70,71 \Omega$. Esse transformador apresenta três trilhas metálicas com $0,50$ mm de largura e $5,70$ mm de comprimento cada uma, e $0,55$ mm é o espaçamento entre elas. Um transformador de quarto de onda idêntico a este foi utilizado na saída do combinador.

Nas portas 1 e 2 do interferômetro tem-se uma seção de linha de transmissão de CPW com 50Ω de impedância característica. Essa seção de CPW foi projetada através das expressões dos itens 2.3.1.1, 2.3.1.2 e 2.3.1.3, e apresenta três trilhas metálicas com $1,50$ mm de largura, espaçadas de $0,50$ mm entre si.

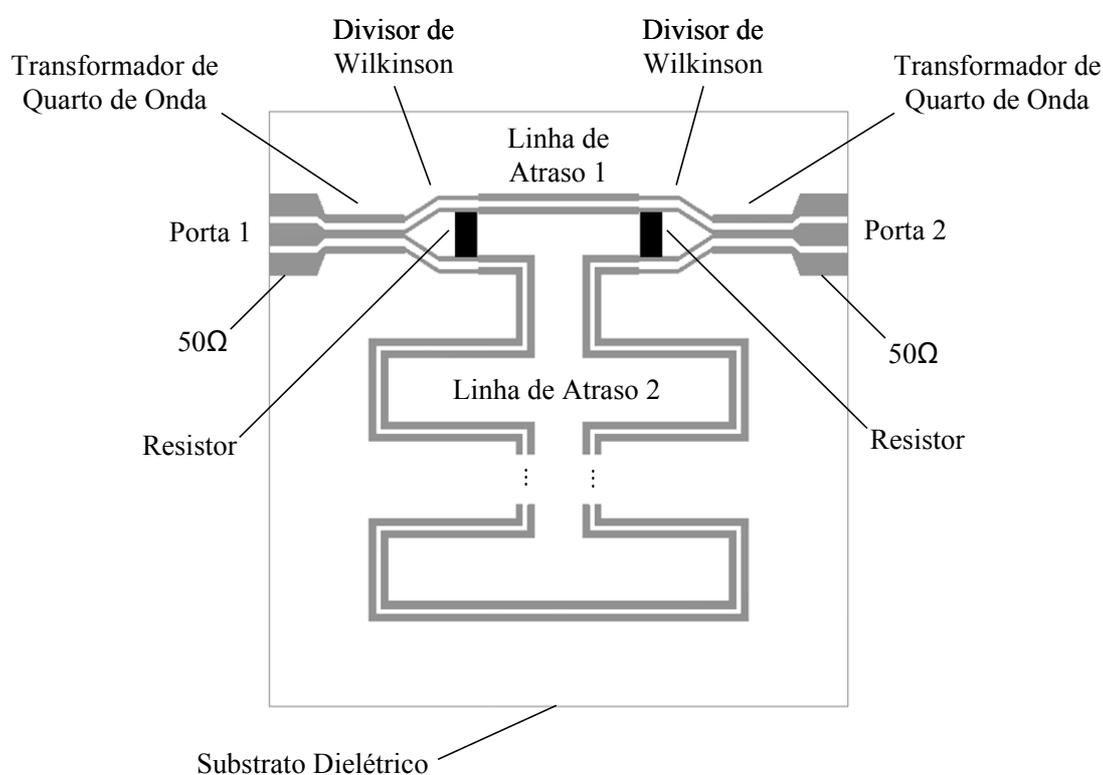


Figura 4.2 – Desenho genérico da metalização sobre o substrato dielétrico do interferômetro.

Para auxiliar na obtenção das larguras e dos comprimentos das trilhas das diversas seções de linhas de CPS e CPW do interferômetro, dois programas foram escritos em Mathcad versão 2001 *Professional*, da empresa MathSoft. As listagens dos programas podem ser vistas nos Anexos 1 e 2.

O mesmo procedimento foi empregado na concepção dos quatro interferômetros do sistema IFM. Os interferômetros basicamente diferem entre si do comprimento da

linha de atraso 2. As dimensões finais dos interferômetros 1, 2, 3 e 4 são 42 x 27 mm, 62 x 30 mm, 46 x 58 mm e 50 x 98 mm, respectivamente.

O substrato dielétrico empregado no projeto dos interferômetros foi o AD1000 do fabricante Arlon [36]. O substrato dielétrico apresenta uma constante dielétrica de 10,2, tangente de perdas de 0,0023, espessura de 1,27 mm e metalização de cobre de espessura 0,035 mm.

4.2 Simulação dos Interferômetros Coplanares

O *software* de simulação eletromagnética Sonnet[®] versão 9.52 *Professional* da empresa Sonnet Software Inc., foi utilizado para obtenção e ajustes finos nas respostas em frequência dos interferômetros. O Sonnet é composto de diversas ferramentas computacionais que possibilitam ao usuário criar uma estrutura, simulá-la e visualizar os resultados da simulação. A ferramenta de criação e edição do projeto consiste em uma interface gráfica amigável que permite ao usuário entrar com a geometria da estrutura e outros parâmetros físicos, como a constante dielétrica e a tangente de perdas do substrato dielétrico, e a condutância da metalização. Depois de terminada a criação da estrutura, ela é simulada pela ferramenta de análise eletromagnética. Essa ferramenta aplica um Método dos Momentos modificado baseado nas Equações de Maxwell para realizar uma análise tridimensional da distribuição de corrente em estruturas predominantemente planares. Depois de realizada a simulação, os resultados podem ser plotados e exportados por outra ferramenta do Sonnet.

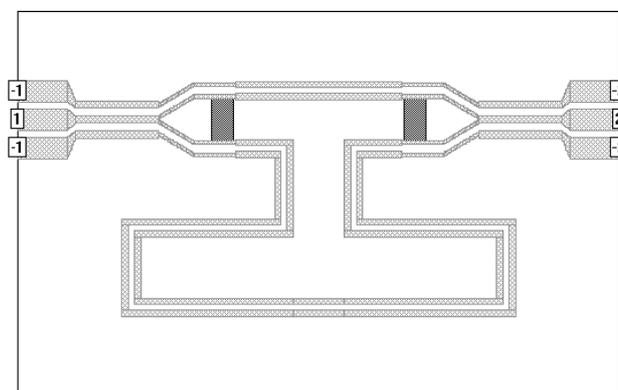


Figura 4.3 – Desenho do interferômetro 1 criado no simulador de análise eletromagnética.

A Figura 4.3, a Figura 4.4, a Figura 4.5 e a Figura 4.6 mostram os desenhos no simulador de análise eletromagnética dos interferômetros 1, 2, 3 e 4, respectivamente.

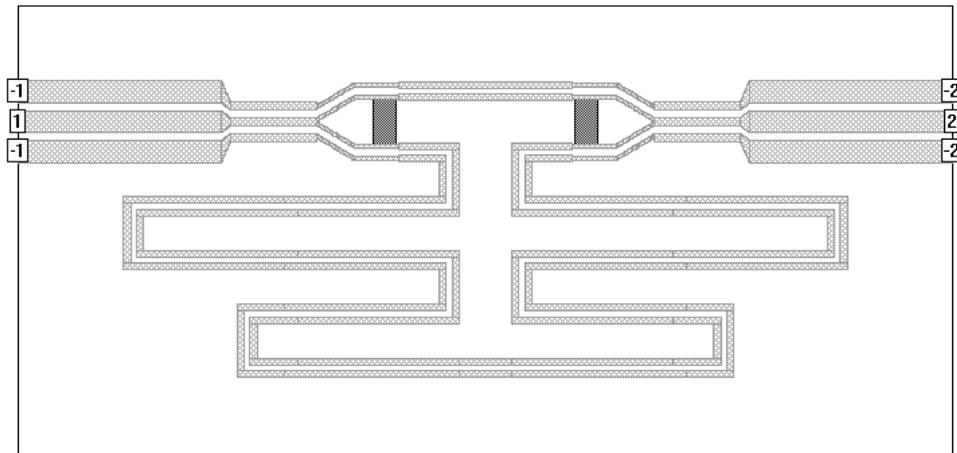


Figura 4.4 – Desenho do interferômetro 2 criado no simulador de análise eletromagnética.

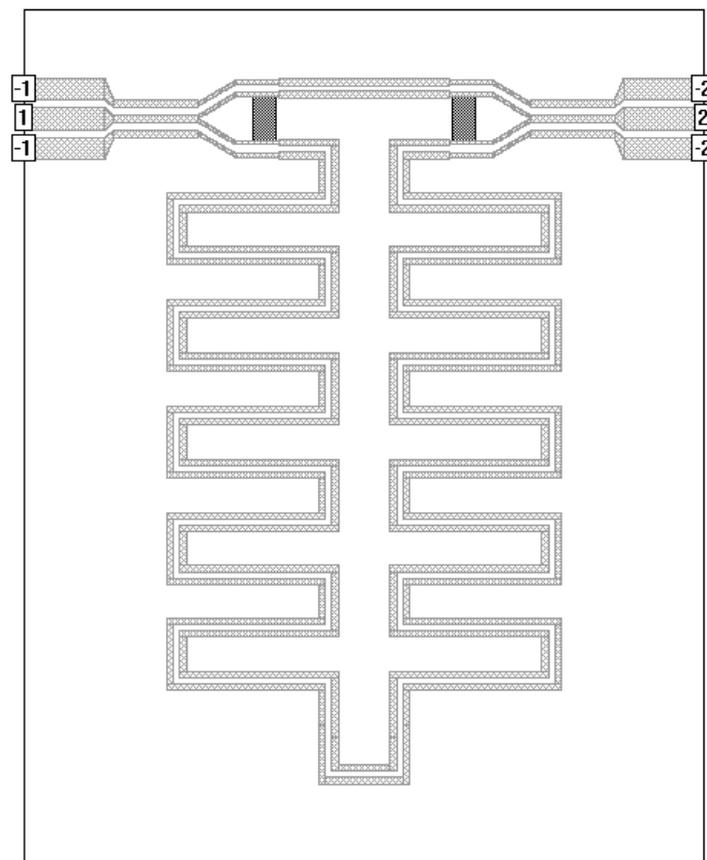


Figura 4.5 – Desenho do interferômetro 3 criado no simulador de análise eletromagnética.

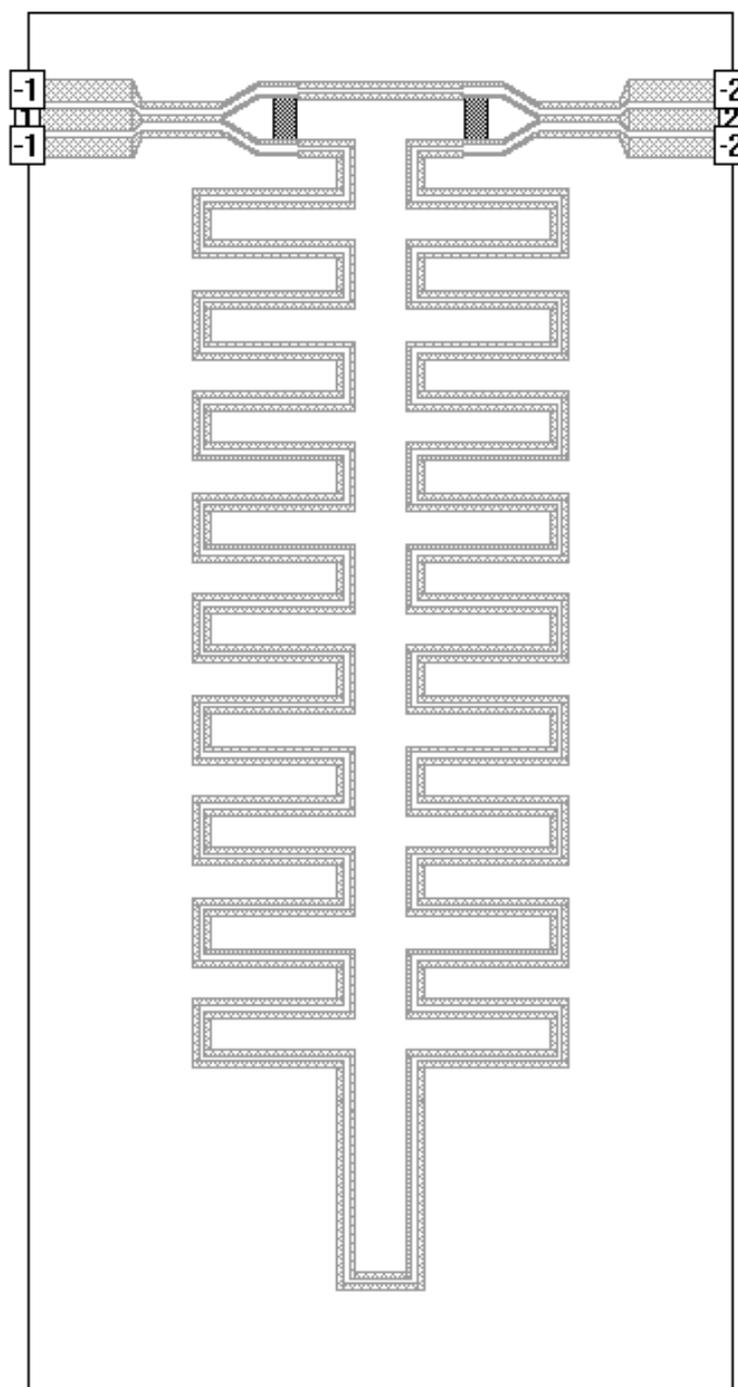


Figura 4.6 – *Desenho do interferômetro 4 criado no simulador de análise eletromagnética.*

Os quatro interferômetros coplanares foram simulados no Sonnet e ajustes nas geometrias foram necessários para se conseguir respostas as mais próximas possíveis das curvas teóricas. Alguns resultados simulados apresentaram pontos de ressonância indesejados causados provavelmente pela presença de ondas estacionárias em trechos da estrutura ou por modos de propagação da estrutura estimados pelo próprio Sonnet. A

existência desses pontos indesejados foi minimizada através de ajustes na geometria das linhas de atraso 2 e no comprimento das linhas de transmissão de 50Ω localizadas nas portas. Os resultados das simulações para os quatro interferômetros são apresentados no capítulo seguinte.

Outro *software* de simulação eletromagnética, o CST Microwave Studio[®] versão 2009, da empresa CST - Computer Simulation Technology, foi utilizado para validação dos dados simulados pelo Sonnet. O CST aplica o Método do Elemento Finito para respostas no domínio da frequência, aproximando todos os volumes simulados na estrutura por tetraedros. Os resultados simulados pelo CST para os quatro interferômetros também são apresentados no capítulo seguinte.

4.3 Implementação dos Interferômetros Coplanares

Os interferômetros foram confeccionados pela máquina de protótipo de placa de circuito impresso (PCB Prototype Machine) modelo EP2006H do fabricante Everprecision[™], Figura 4.7. Essa máquina é um dos equipamentos integrantes do Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE. Uma vez simulada a estrutura a ser fabricada, seu desenho deve ser convertido para um arquivo de formato DXF que, por sua vez, é lido pelo *software* da máquina. Com essa leitura, 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 confecção de placas de circuito impresso cuja menor largura de trilha ou distância entre trilhas seja de até 0,15 mm. 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.

O substrato dielétrico empregado na confecção dos interferômetros foi o AD1000 do fabricante Arlon [36], que apresenta uma constante dielétrica de 10,2, tangente de perdas de 0,0023, espessura de 1,27 mm e metalização de cobre de espessura 0,035 mm em apenas uma das faces (face simples).

Após o processo de fabricação executado pela máquina, as placas são lixadas e limpas para a retirada dos resíduos de cobre. Então, os conectores do tipo SMA de 50Ω de impedância característica são soldados nas trilhas das linhas de transmissão das

portas da seguinte forma: o pino central do conector é soldado na trilha central da linha e o corpo do conector é soldado nas trilhas laterais da linha. Nessa etapa também são soldados os resistores do tipo SMD de 220Ω , que é o valor comercial disponível mais próximo do valor de projeto de 200Ω . Toda essa etapa de soldagem de componentes é realizada com o auxílio de microscópio, lupa e estação de solda com controle de temperatura.



Figura 4.7 – Máquina de protótipo de placa de circuito impresso utilizada na fabricação dos interferômetros.

Os interferômetros fabricados podem ser vistos na Figura 4.8. As dimensões finais dos interferômetros 1, 2, 3 e 4 são $42 \text{ mm} \times 27 \text{ mm}$, $62 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$, $46 \text{ mm} \times 58 \text{ mm}$ e $50 \text{ mm} \times 98 \text{ mm}$, respectivamente. Para efeito comparativo de suas dimensões, uma moeda de R\$ 1,00 foi utilizada na foto.

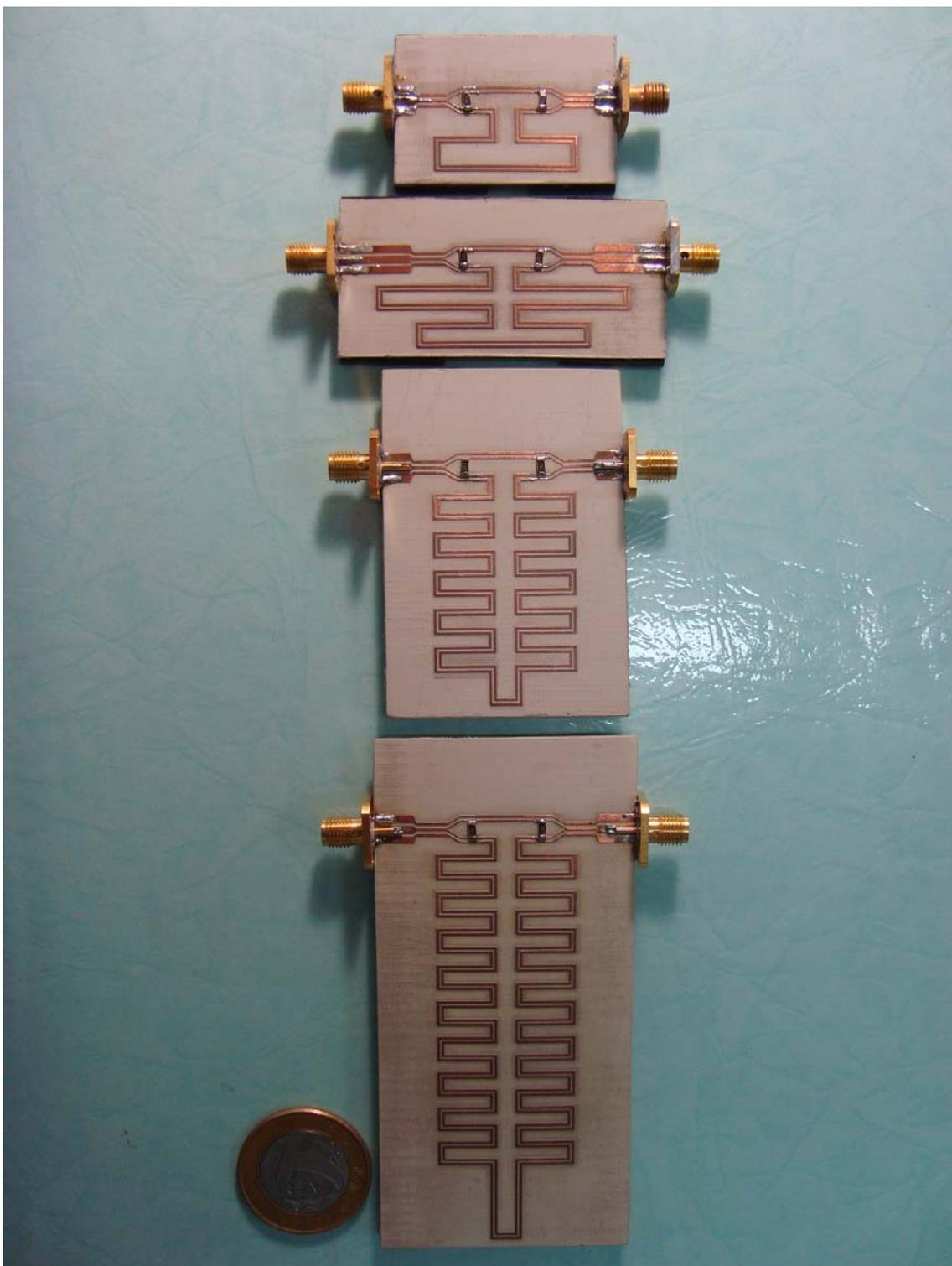


Figura 4.8 – Interferômetros 1, 2, 3 e 4 fabricados, de cima para baixo, respectivamente.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados primeiramente os resultados simulados pelo Sonnet[®] e pelo CST Microwave Studio[®] em comparação às curvas teóricas dos 4 interferômetros projetados. Posteriormente, os resultados das medições experimentais dos 4 interferômetros fabricados são mostrados, mais uma vez, comparados às respostas teóricas. Discussões sobre algumas diferenças entre as curvas teóricas, simuladas e experimentais são feitas também. Ainda neste capítulo, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho e a possibilidade de atividades futuras.

5.1 Resultados Simulados

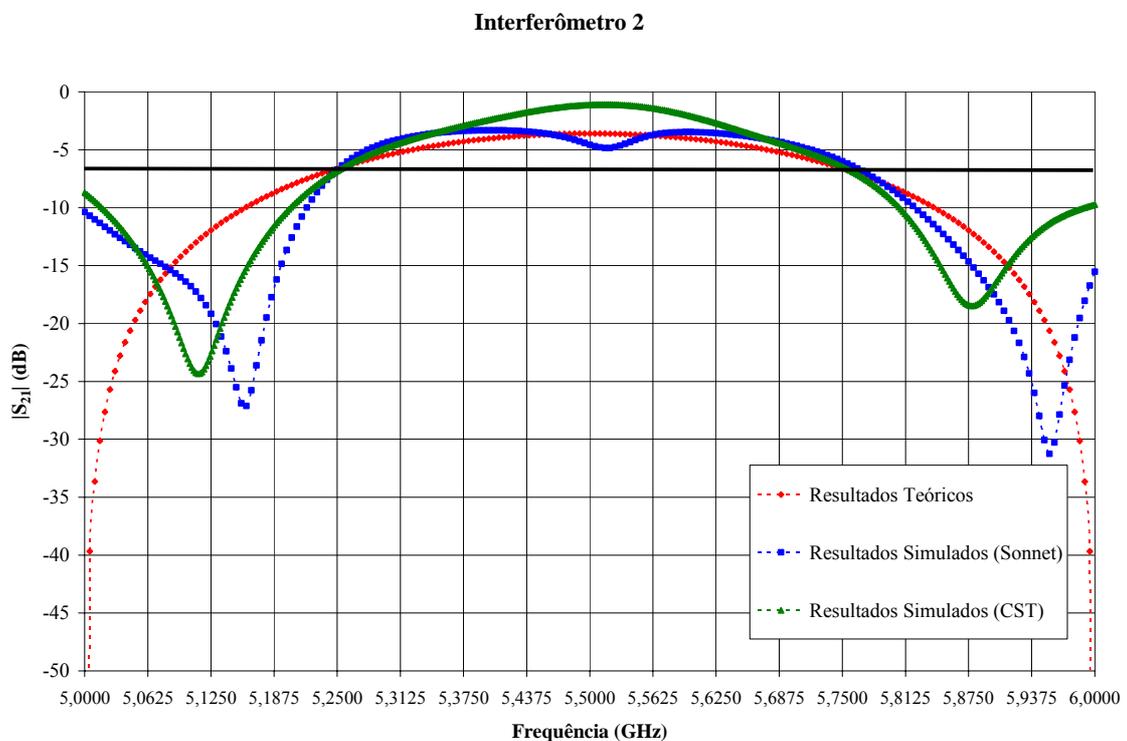
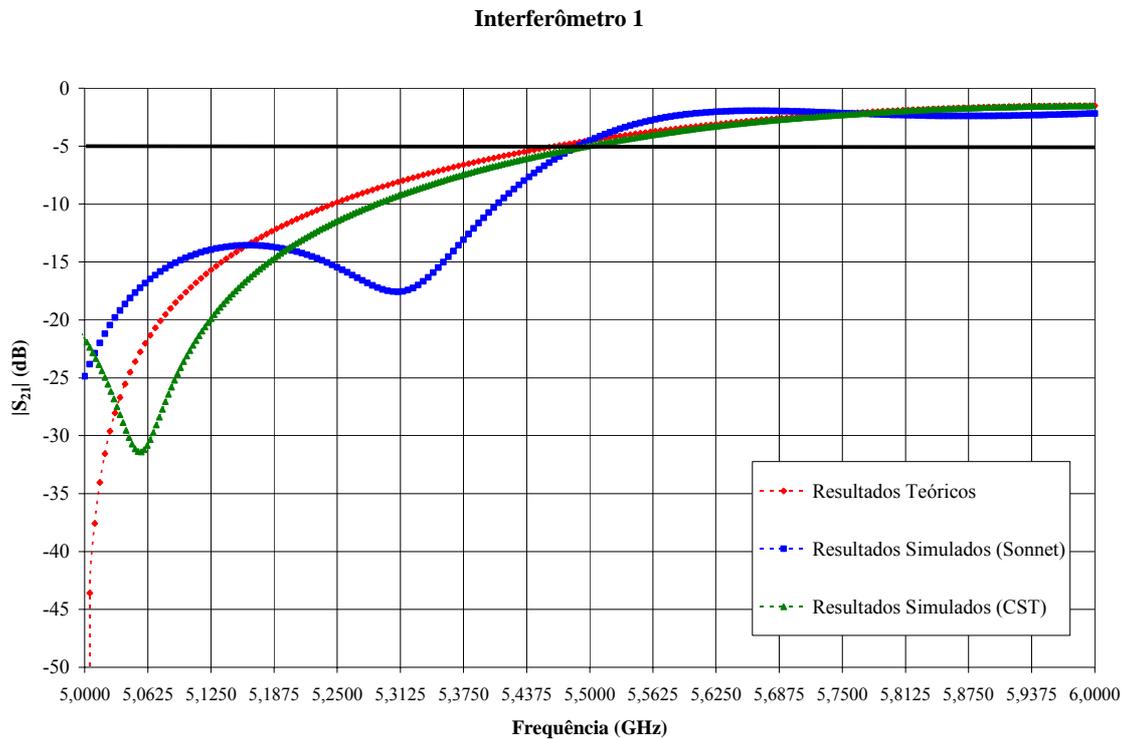
Os quatro interferômetros coplanares mostrados no item 4.2 foram inicialmente simulados no Sonnet, devido à familiaridade do autor com esse *software*. O Sonnet apresenta uma considerável facilidade de desenho da estrutura e um tempo de simulação menor quando comparado ao CST. Entretanto ajustes nas geometrias foram necessários para se conseguirem respostas as mais próximas possíveis das curvas teóricas. Ainda assim alguns resultados simulados apresentaram pontos de ressonância indesejados. Por esse motivo os mesmos interferômetros foram simulados, também, no CST para validação dos dados simulados pelo Sonnet. Ambos os *softwares* de simulação geram um sinal na porta de entrada dos interferômetros de 0 dBm de potência.

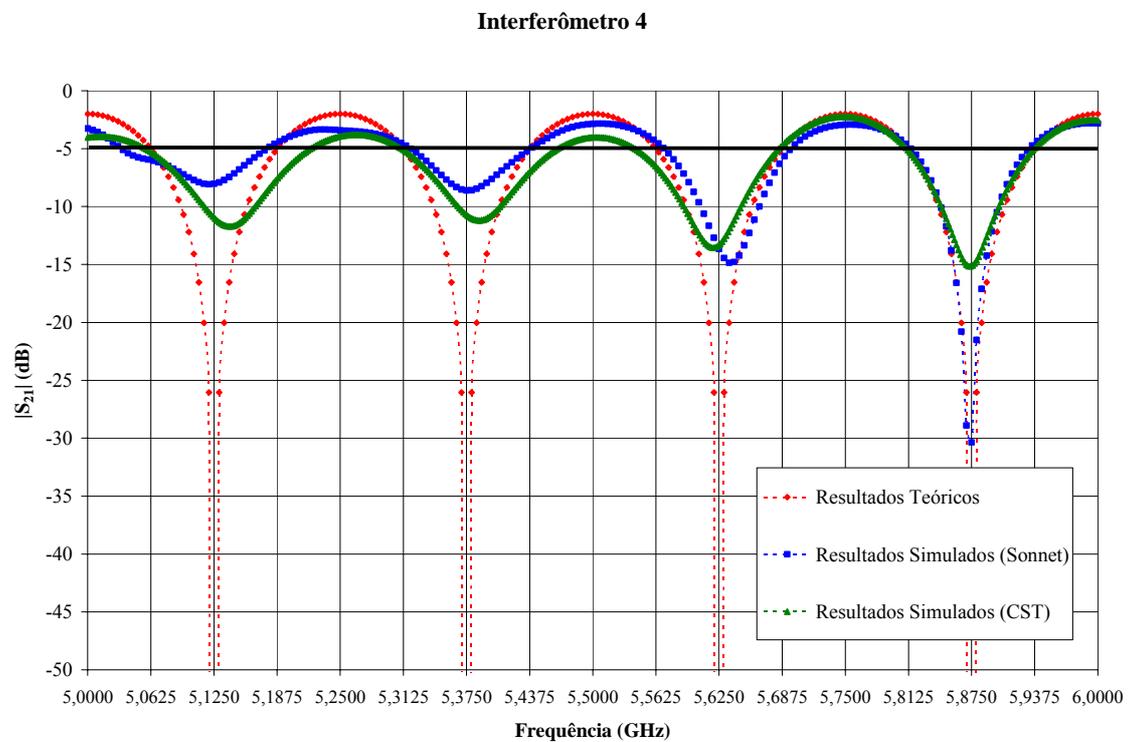
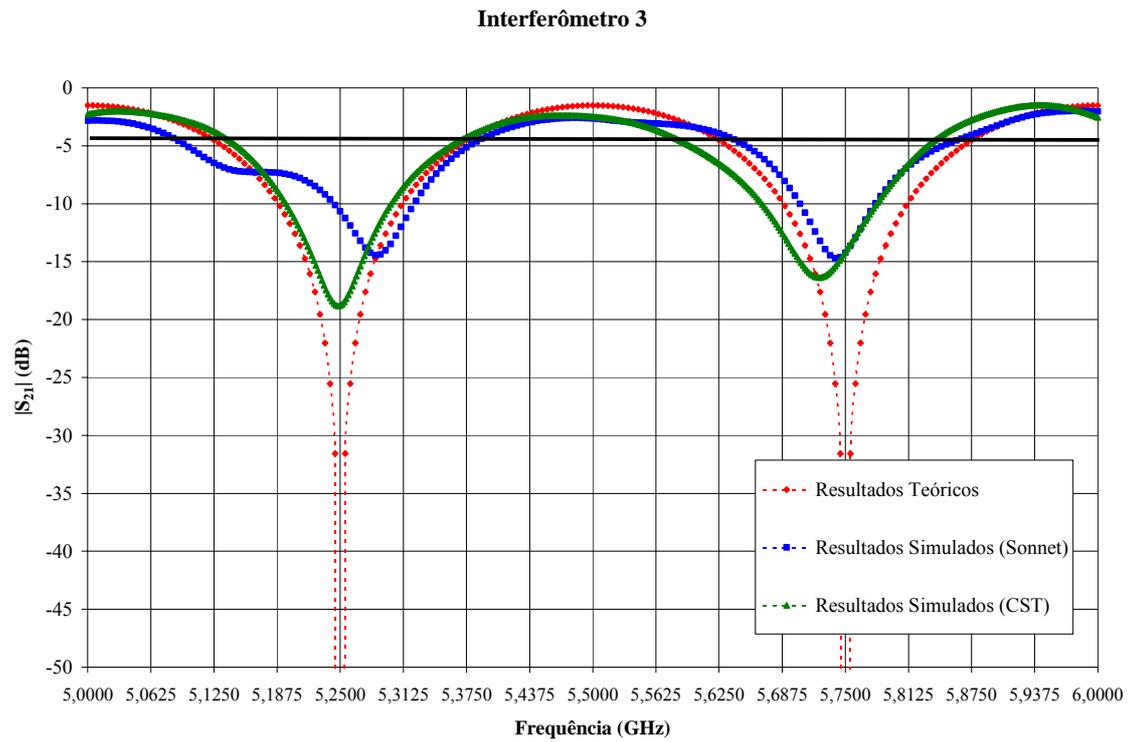
A Figura 5.1 mostra os resultados simulados comparados aos teóricos para o interferômetro 1. O gráfico apresenta os módulos dos parâmetros de espalhamento S_{21} da teoria e das simulações na faixa de frequência do projeto com as 16 sub-bandas discriminadas. A curva em vermelho associada aos resultados teóricos vem da expressão (3.7) e já foi apresentada na Figura 3.2(a) como sendo a resposta em frequência do discriminador D_1 . Nesse caso, V_L (limiar de amplitude) é igual a -5 dBm, para um sinal de entrada de 0 dBm, e intercepta a curva exatamente na frequência de 5,500 GHz. As curvas em azul e verde, referentes aos resultados simulados pelos Sonnet e CST, respectivamente, também apresentam um limiar de amplitude de -5 dBm em 5,500 GHz. Acima do valor de limiar de amplitude as três curvas apresentam uma

concordância satisfatória, as discrepâncias entre elas surgem para frequências abaixo de 5,500 GHz. Na simulação do Sonnet é possível observar um ponto de ressonância em torno de 5,1325 GHz, mesmo após ajustes na geometria da linha de atraso 2 e no comprimento das linhas de alimentação das portas. Esse erro na simulação do Sonnet deve ser causado pelo método numérico empregado pelo *software*, uma vez que a simulação do CST não apresenta o mesmo erro. Outra não conformidade identificada entre as curvas é nos pontos de mínimo. Enquanto na teoria esse ponto é em 5,000 GHz, na simulação do Sonnet é anterior a esse valor, e na do CST é posterior a esse valor. Uma diferença em torno de 1% em comparação ao valor teórico, perfeitamente aceitável. Essas diferenças discutidas aqui não interferem no desempenho final do interferômetro 1, uma vez que antes de 5,500 GHz todas as curvas encontram-se abaixo de -5 dB, e após esse valor de frequência todas elas encontram-se acima.

Na Figura 5.2 observam-se os resultados simulados comparados aos teóricos para o interferômetro 2. A curva em vermelho associada aos resultados teóricos vem da expressão (3.7) e já foi apresentada na Figura 3.2(a) como sendo a resposta em frequência do discriminador D_2 . Sendo, agora, o valor de limiar igual a -6,6 dBm, para um sinal de entrada de 0 dBm, e interceptando a curva nas frequências de 5,250 GHz e 5,750 GHz. As curvas em azul e verde, referentes aos resultados simulados pelos Sonnet e CST, respectivamente, também apresentam um limiar de -6,6 dBm em 5,250 GHz e 5,750 GHz. Na simulação do Sonnet é possível observar um ponto de ressonância em torno de 5,520 GHz, mesmo após ajustes na geometria da linha de atraso 2 e no comprimento das linhas de alimentação das portas. Esse erro na simulação do Sonnet deve ser causado pelo método numérico empregado pelo *software*, pois a simulação do CST não apresenta o mesmo erro. Mais uma vez as localizações dos pontos de mínimo das curvas não coincidiram. Enquanto na teoria esses pontos são em 5,000 GHz e 6,000 GHz, na simulação do Sonnet são em 5,160 GHz e 5,955 GHz, e na do CST são em 5,115 GHz e 5,875 GHz, respectivamente. É possível observar que a distância entre mínimos diminuiu na simulação, isso foi devido aos ajustes no comprimento da linha de atraso 2 para redução do número de pontos de ressonância na resposta do Sonnet. A linha de atraso 2 do interferômetro 2 acabou apresentando um comprimento maior que o de projeto, acarretando num maior tempo de atraso do sinal e conseqüentemente numa menor distância entre mínimos, segundo a expressão (3.11). Novamente, essas diferenças não interferem no desempenho final do interferômetro 2, uma vez que antes

de 5,250 GHz e após 5,750 GHz todas as curvas encontram-se abaixo de $-6,6$ dB. E entre esses valores de frequência todas elas encontram-se acima.





Os resultados simulados comparados aos teóricos para o interferômetro 3 podem ser visto na Figura 5.3. A curva em vermelho associada aos resultados teóricos vem da expressão (3.7) e já foi apresentada na Figura 3.2(a) como sendo a resposta em frequência do discriminador D_3 . Para esse caso, o valor de limiar é igual a -4,5 dBm, para um sinal de entrada de 0 dBm, e interceptando a curva nas frequências de 5,125 GHz, 5,375 GHz, 5,625 GHz e 5,875 GHz. As curvas em azul e verde, referentes aos resultados simulados pelos Sonnet e CST, respectivamente, apresentaram alguns pontos críticos em relação à teoria que podem influenciar no desempenho do interferômetro 3. Na simulação do Sonnet é possível observar um ponto de ressonância em torno de 5,140 GHz, mesmo após ajustes na geometria da linha de atraso 2 e no comprimento das linhas de alimentação das portas. Esse erro na simulação do Sonnet deve ser causado pelo método numérico empregado pelo *software*, uma vez que a simulação do CST não apresenta o mesmo erro. Na teoria os pontos de mínimos são em 5,250 GHz e 5,750 GHz. As localizações dos pontos de mínimo das curvas ficaram bastante próximas, uma diferença menor que 1% para o pior caso que foi o primeiro mínimo da simulação do Sonnet. A simulação do CST apresentou uma diferença em torno de 35 MHz em relação a dois pontos de transição do valor de limiar localizados em 5,625 GHz e 5,875 GHz. Essas diferenças podem interferir no desempenho final do interferômetro 3, uma vez que 35 MHz é aproximadamente a metade da largura de uma sub-banda que é de 62,5 MHz. Optou-se pela fabricação deste dispositivo mesmo com essas diferenças, pois a intenção de simular a estrutura também no CST é verificar se os pontos de ressonância das simulações do Sonnet são devidos ao método numérico empregado por este último ou não.

A Figura 5.4 mostra os resultados simulados comparados aos teóricos para o interferômetro 4. A curva em vermelho associada aos resultados teóricos vem da expressão (3.7) e já foi apresentada na Figura 3.2(a) como sendo a resposta em frequência do discriminador D_4 . Para esse caso, o valor de limiar é igual a -5 dBm, para um sinal de entrada de 0 dBm, e interceptando a curva nas frequências de 5,0625 GHz, 5,1875 GHz, 5,3125 GHz, 5,4375 GHz, 5,5625 GHz, 5,6875 GHz, 5,8125 GHz e 5,9375 GHz. Na simulação do Sonnet, curva azul, é possível observar um ponto de ressonância em torno de 5,045 GHz, mesmo após ajustes na geometria da linha de atraso 2 e no comprimento das linhas de alimentação das portas. Mais uma vez, esse erro na simulação do Sonnet deve ser causado pelo método numérico empregado pelo *software*, uma vez que a simulação do CST não apresenta o mesmo erro. Na teoria os

pontos de mínimos são em 5,125 GHz, 5,375 GHz, 5,625 GHz e 5,875 GHz. As localizações dos pontos de mínimo das curvas ficaram bastante próximas, uma diferença menor que 0,5% para o pior caso que foi o primeiro mínimo da simulação do CST. A simulação do CST apresentou uma diferença em torno de 35 MHz em relação a três pontos de transição do valor de limiar localizados em 5,1875 GHz, 5,4375 GHz e 5,5625 GHz. Essas diferenças podem interferir no desempenho final do interferômetro 3, uma vez que 35 MHz é aproximadamente a metade da largura de uma sub-banda que é de 62,5 MHz. Outra vez, decidiu-se pela fabricação deste dispositivo mesmo com essas diferenças, pois a intenção de simular a estrutura também no CST é verificar se os pontos de ressonância das simulações do Sonnet são devidos ao método numérico empregado por este último ou não.

5.2 Resultados Experimentais

As medições experimentais foram realizadas utilizando o analisador de rede vetorial (Network Analyzer) modelo E5071B do fabricante Agilent Technologies, também disponível no Laboratório de Micro-ondas, Figura 5.5. Com esse equipamento é possível medir diretamente (numa faixa de 300 kHz a 8,5 GHz) o módulo do parâmetro de espalhamento S_{21} . O analisador gera um sinal na porta de entrada dos interferômetros de 0 dBm de potência e antes do processo de medição o equipamento foi devidamente calibrado.

A Figura 5.6 mostra os resultados experimentais para o interferômetro 1. O gráfico apresenta o módulo do parâmetro de espalhamento S_{21} da medição com um deslocamento de 475 MHz na banda de operação de projeto, e as novas 16 sub-bandas discriminadas. Mais a frente, os possíveis motivos para esse deslocamento serão abordados. Ainda na Figura 5.6, para um sinal de entrada de 0 dBm, o valor de limiar de -5,5 dBm intercepta a curva exatamente na metade da nova banda de operação em 5,975 GHz, conforme a teoria do sistema IFM apresentada anteriormente no item 3.2.

Na Figura 5.7 são mostrados os resultados experimentais para o interferômetro 2. Mais uma vez os resultados apresentaram um deslocamento de 475 MHz na banda de operação de projeto. Sendo, agora, o valor de limiar igual a -10 dBm, para um sinal de entrada de 0 dBm, e deveria interceptar a curva nas frequências 5,725 GHz e 6,225 GHz, conforme a teoria do sistema IFM. É possível observar uma discordância de

aproximadamente 20 MHz na frequência 5,725 GHz, essa diferença pode interferir no desempenho final do interferômetro 2, visto que 20 MHz é um pouco menor que um terço da largura de uma sub-banda que continua sendo de 62,5 MHz.

Os resultados experimentais para o interferômetro 3 são mostrados na Figura 5.8. Novamente os resultados apresentaram um deslocamento de 475 MHz na banda de operação de projeto. O valor de limiar é igual a -7,4 dBm, para um sinal de entrada de 0 dBm, e deveria interceptar a curva nas frequências de 5,600 GHz, 5,850 GHz, 6,100 GHz e 6,350 GHz, conforme a teoria do sistema IFM. É possível observar uma discordância de aproximadamente 25 MHz nas frequências 5,850 GHz e 6,350 GHz. Essas diferenças podem interferir no desempenho final do interferômetro 3, uma vez que 25 MHz é um pouco menor que a metade da largura de uma sub-banda que continua sendo de 62,5 MHz. Para a frequência de 6,100 MHz a diferença é de aproximadamente 50 MHz, o que representa quase a largura de banda de uma sub-banda. Esse, sem dúvida, é o ponto mais crítico de todo o sistema, pois a sub-banda compreendida entre 6,100 GHz e 6,1625 GHz pode não ser discriminada.

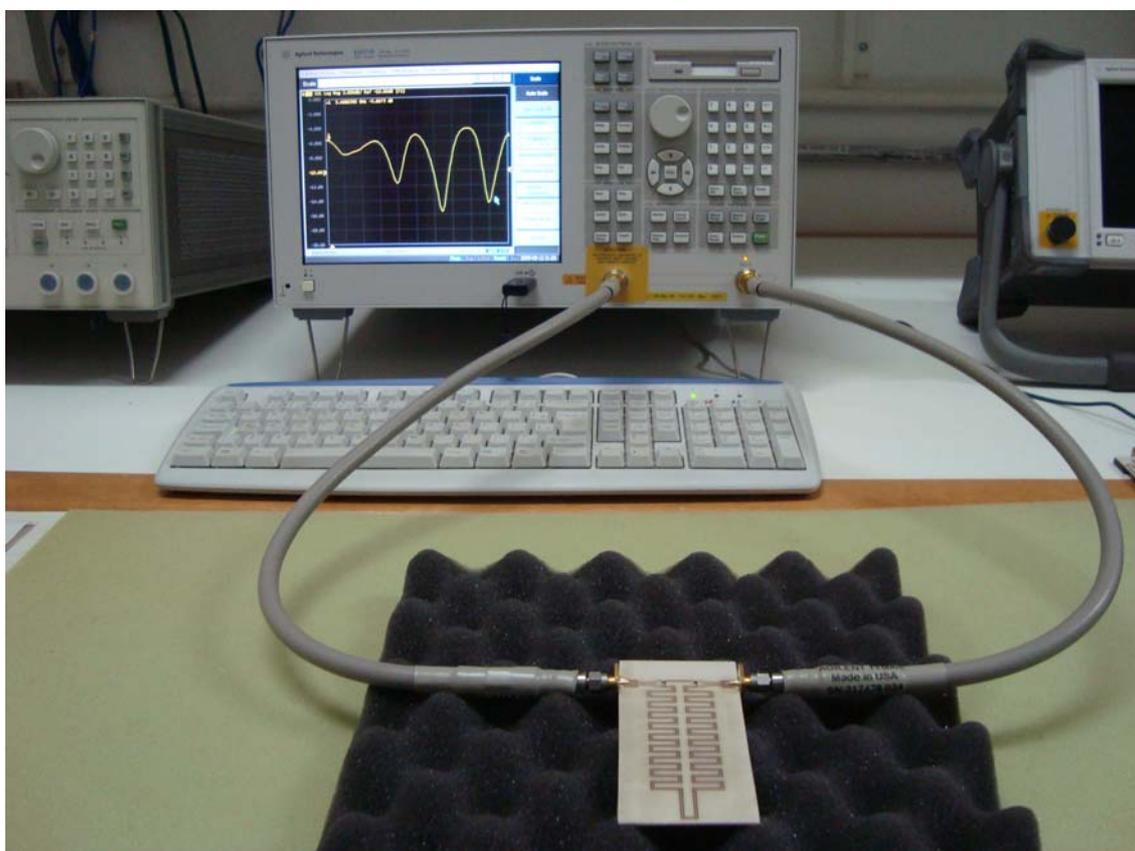


Figura 5.5 – Medição experimental do interferômetro 4 utilizando o analisador de redes vetorial.

Interferômetro 1

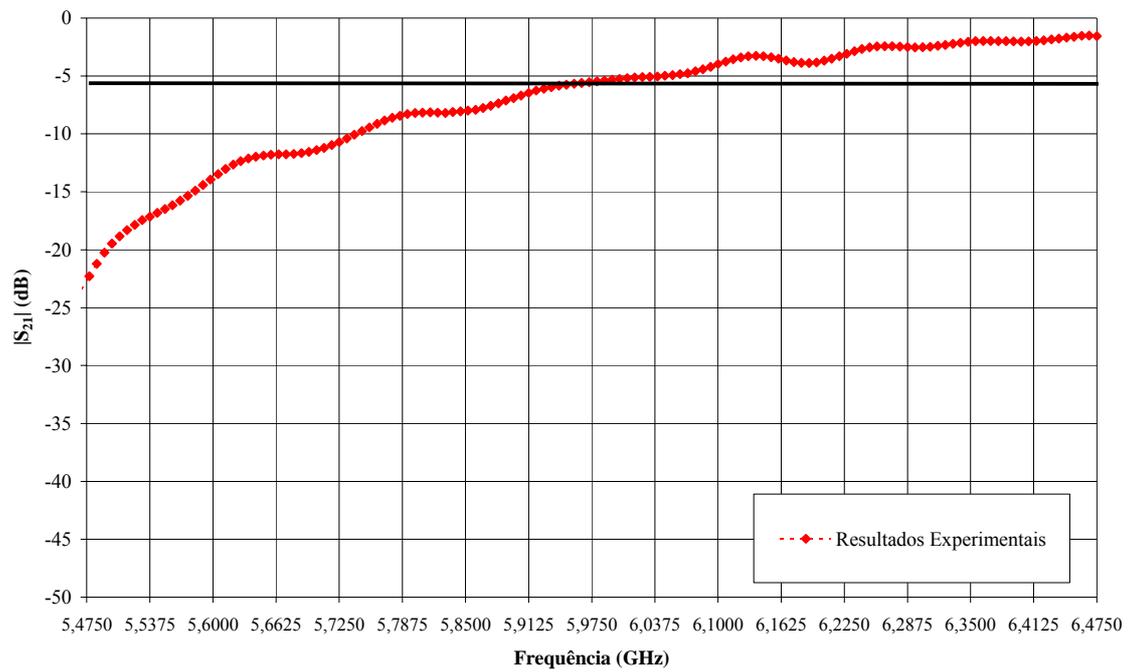


Figura 5.6 - Resultados experimentais do interferômetro 1.

Interferômetro 2

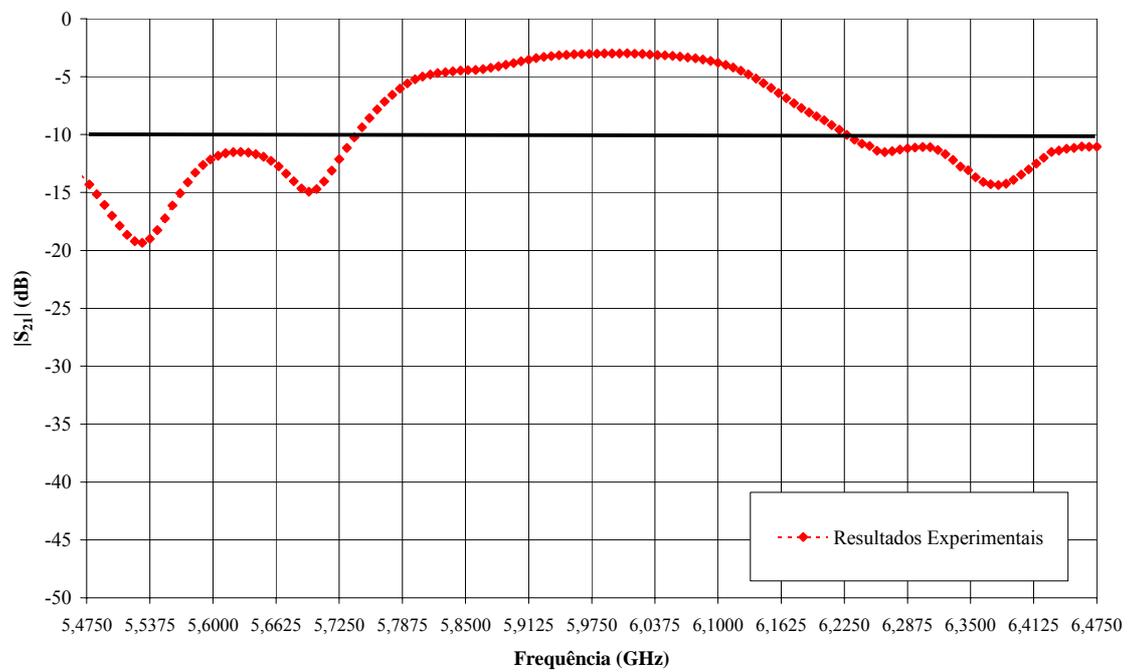
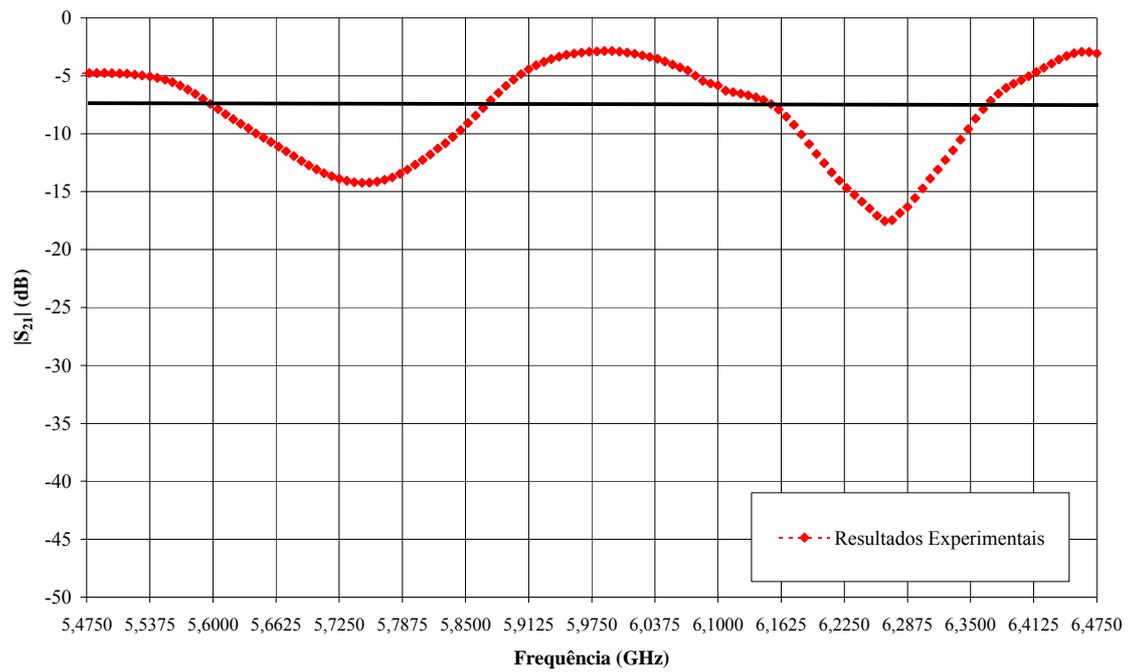
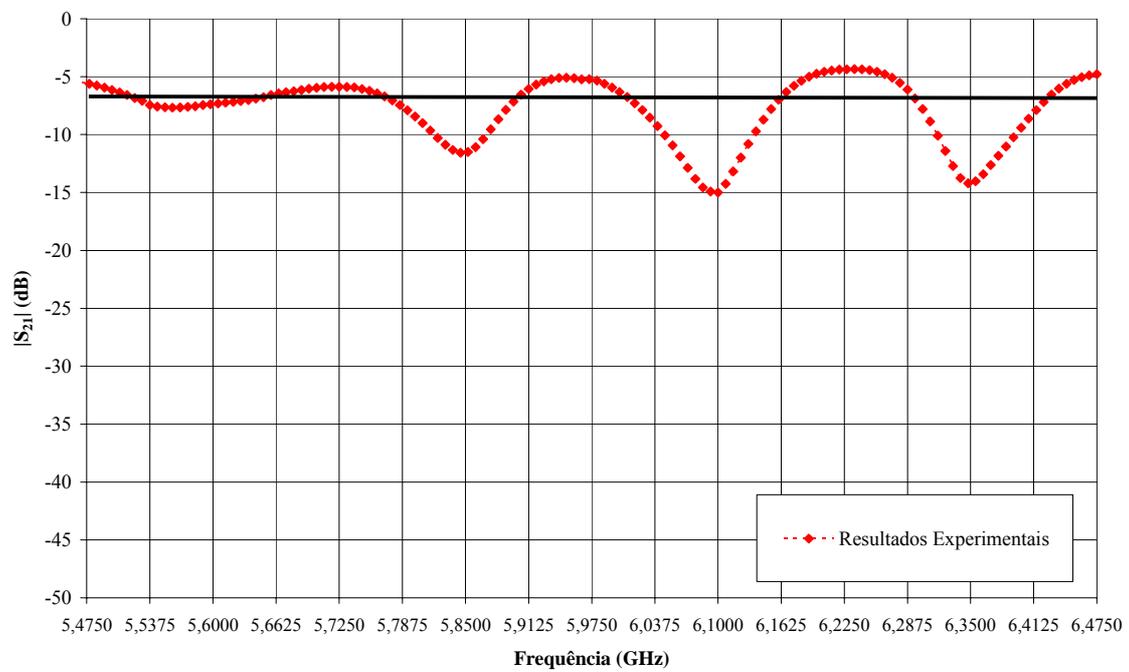


Figura 5.7 - Resultados experimentais do interferômetro 2.

Interferômetro 3**Figura 5.8** - Resultados experimentais do interferômetro 3.**Interferômetro 4****Figura 5.9** - Resultados experimentais do interferômetro 4.

A Figura 5.9 mostra os resultados experimentais para o interferômetro 4. Como nos outros interferômetros, os resultados deste apresentaram um deslocamento de 475 MHz na banda de operação. Para um sinal de entrada de 0 dBm, o valor de limiar é igual a -6,5 dBm e deveria interceptar a curva nas frequências de 5,5375 GHz, 5,6625 GHz, 5,7875 GHz, 5,9125 GHz, 6,0375 GHz, 6,1625 GHz, 6,2875 GHz e 6,4125 GHz, conforme a teoria do sistema IFM. Identificam-se discordâncias relevantes de aproximadamente 20 MHz nas frequências 5,5375 GHz, 5,7875 GHz e 6,4125 GHz, e de 35 MHz em 6,0375 GHz. Essas diferenças podem interferir no desempenho final do interferômetro 4, pois esses pequenos deslocamentos são relativamente consideráveis na largura de uma sub-banda que ainda é de 62,5 MHz.

Todos os interferômetros apresentaram resultados experimentais deslocados de 475 MHz em relação à banda de operação inicial de projeto. Esse valor de 475 MHz significa uma diferença de quase 9% em relação à frequência central de projeto, que é 5,500 GHz, um valor que deve ser considerado e discutido. Existem algumas possíveis explicações para esse fato, a primeira seria o truncamento da convergência na resolução do problema realizada pelos *softwares* de simulação e/ou a suposição da espessura zero da fita metálica adotada pelos mesmos. O deslocamento de frequência entre simulação e medição experimental pode ser diminuído usando-se células menores na simulação, em compensação o tempo de simulação aumenta consideravelmente. Grande parte dos erros de simulações EM são devidos ao tamanho das células.

A segunda explicação para o surgimento dessa diferença de frequência são as tolerâncias de fabricação e do material dielétrico. Considerando que durante o processo de fabricação a máquina responsável retira parte do substrato dielétrico, além da metalização, alterando assim sua espessura em até 0,1 mm (o valor fornecido pelo fabricante é de 1,27 mm). Adicionalmente a esse fato, o fabricante do laminado dielétrico fornece uma tolerância de 0,35 para mais ou pra menos na constante dielétrica que é de 10,2. Considerando o pior caso para menos em que a constante dielétrica seja de 9,85, e a nova espessura do dielétrico seja de 1,17 mm, substituindo esses novos valores nos programas dos Anexos 1 e 2, chega-se a um deslocamento na frequência central de projeto de 300 MHz para as CPS e de 400 MHz para o CPW. Ou seja, todos os circuitos de micro-ondas em CPS que compõem os interferômetros podem ter sido projetados para uma frequência central da banda de operação de 5,800 GHz, ao invés de 5,500 GHz. Assim como os circuitos em CPW podem ter sido projetados para 5,900 GHz, ao invés de 5,500 GHz. Esse erro pode ser diminuído alterando-se o processo de

fabricação, utilizando-se, por exemplo, fotolitografia na confecção dos interferômetros. Outra forma de diminuir esse problema é adquirindo laminados dielétricos com tolerâncias menores no valor da constante dielétrica.

Observa-se, porém, que apesar desse deslocamento na banda de operação dos interferômetros, os resultados experimentais mostram que esses dispositivos podem ser utilizados como discriminadores de um sistema IFM simples de 4 bits na banda de operação de 5,475 GHz a 6,475 GHz, com resolução de 62,5 MHz. Podem ser vistas na Figura 5.10, as saídas digitais B_1 , B_2 , B_3 e B_4 referentes aos bits 1, 2, 3 e 4, respectivamente.

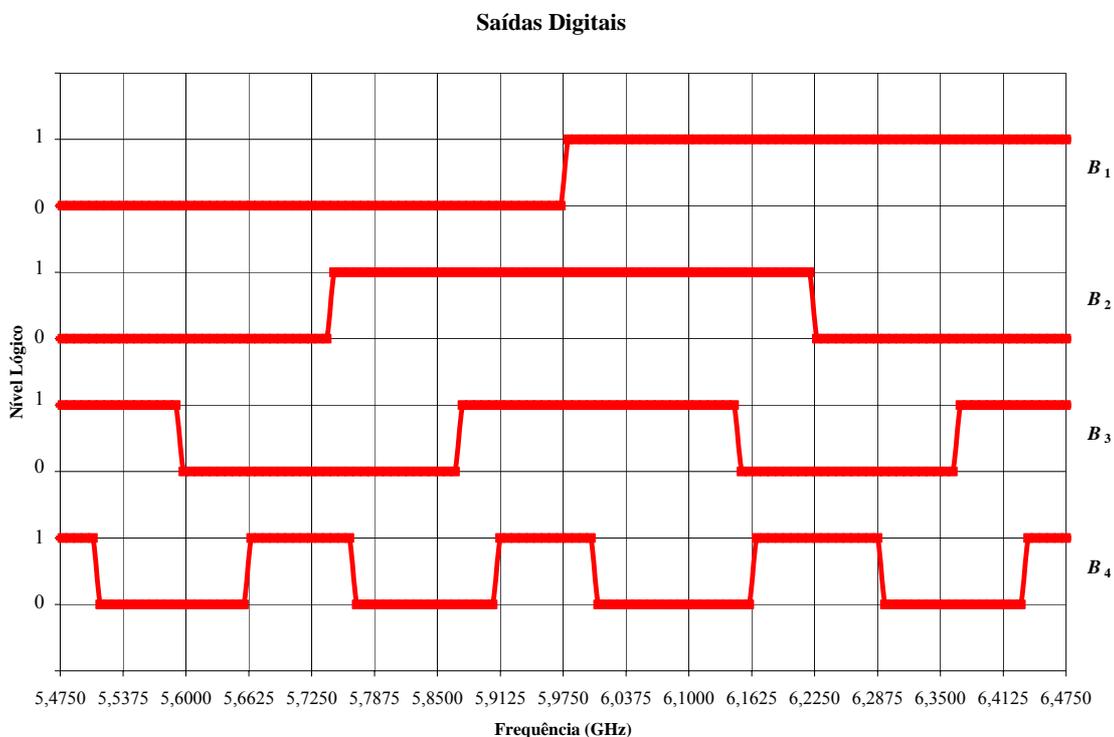


Figura 5.10 - Saídas digitais B_1 , B_2 , B_3 e B_4 referentes aos bits 1, 2, 3 e 4, respectivamente.

A Figura 5.11 mostra a leitura das saídas digitais em relação à frequência do sinal de entrada, ou seja, a frequência digital versus a frequência analógica. É possível notar que algumas sub-bandas têm sua identificação prejudicada pela invasão de sub-bandas adjacentes. Os casos mais críticos são as sub-bandas 5,725 – 5,7875 GHz, 5,975 – 6,0375 GHz e 6,100 – 6,1625 GHz.

Frequência Digital x Frequência Analógica

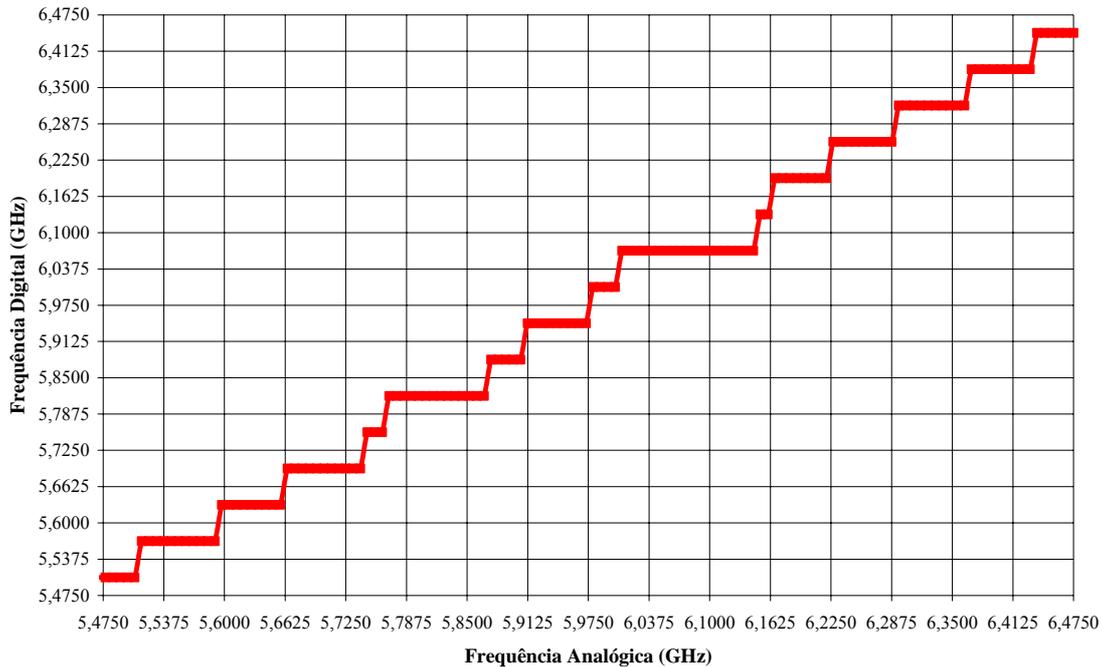


Figura 5.11 - *Leitura das saídas digitais em relação à frequência do sinal de entrada.*

5.3 Conclusões

Neste trabalho, apresentou-se uma forma sistemática de projetar interferômetros para atuarem como discriminadores em sistemas IFM. Estes sistemas são largamente usados em EW e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos com velocidade e precisão ao longo de uma larga banda do espectro de frequências. Além disso, o aumento da quantidade de sistemas irradiantes faz crescer a importância de dispositivos para identificação de sinais desconhecidos. 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 desconhecidos. Abordou-se aqui desde a concepção do interferômetro coplanar a partir de circuitos de micro-ondas em CPS e CPW, passando pela simulação EM, até sua fabricação e medição experimental utilizando-se o analisador de rede vetorial.

Foi realizada uma comparação entre os resultados teóricos, simulados e experimentais das respostas em frequência dos interferômetros. O modelo teórico empregado leva em conta uma distribuição TEM do campo eletromagnético, em vez de

quase-TEM, essa consideração pode ter influenciado em alguns pontos de divergência entre as curvas. Verificou-se que, para todos os interferômetros coplanares, houve um deslocamento constante de 475 MHz da resposta medida em relação à resposta simulada. Concluiu-se que podem existir duas explicações para esse fato, a primeira seria o truncamento da convergência na resolução do problema realizada pelos softwares de simulação e/ou a suposição da espessura zero da fita metálica adotada pelos mesmos. A segunda, as tolerâncias de fabricação e do material dielétrico. Apesar do deslocamento na banda de operação, as respostas medidas mostraram que os interferômetros coplanares projetados podem ser utilizados como discriminadores de um sistema IFM simples de 4 bits operando na faixa de 5,475 GHz a 6,475 GHz e resolução de 62,5MHz.

Além disso, os dispositivos são todos coplanares, o que possibilita uma produção comercial em larga escala através da integração dos interferômetros em uma mesma placa de substrato dielétrico. Por se tratarem de estruturas coplanares onde as equações de projeto são praticamente constantes com a variação proporcional de suas dimensões, técnicas de miniaturização podem ser aplicadas no desenvolvimento dos interferômetros. Assim, estes dispositivos podem ser implementados em versão supercondutora e serem utilizados em sistemas de comunicação satelital.

Os interferômetros coplanares apresentados constituem as partes fundamentais e de maior volume do sistema IFM a ser construído. 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.

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.

5.4 Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, com o intuito de se realizar a integração completa do sistema IFM simples de 4 bits, sugere-se:

- O projeto e a fabricação de divisores de potência coplanares que operem na mesma banda, com a finalidade de realizar uma integração com os interferômetros apresentados neste trabalho;
- O projeto e a fabricação de antenas planares banda larga atuando na faixa de operação do sistema;
- O projeto e a fabricação do filtro passa-banda da entrada do sistema IFM, utilizando-se componentes ativos;
- O projeto e o desenvolvimento do sistema digital que deve ser conectado à saída do módulo conversor A/D, responsável pela leitura e interpretação das saídas binárias;
- O Projeto e o desenvolvimento da interface gráfica com o usuário;
- A integração de todos esses elementos citados aqui na constituição do sistema IFM simples;
- Testes em laboratório e em campo do sistema implementado.

LISTA DE PUBLICAÇÕES

ARTIGOS PUBLICADOS

1. **DE OLIVEIRA, B. G. M.**; E SILVA, F. R. L.; DE MELO, M. T.; NOVO, L. R. G. S. L. A New Coplanar Interferometer for a 5-6 GHz Instantaneous Frequency Measurement System. In: *International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC* (Nov. 2009 : Belém-PA). *Proceedings*. Belém-PA, 2009. V. 1, p. 591-594.
2. BEZERRA, A. L.; DE SOUZA, M. F. A.; E SILVA, F. R. L.; **DE OLIVEIRA, B. G. M.**; DE MELO, M. T. GSM Open-Loop Duplexer Filter with Internal Stubs. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 50, n. 9, p. 2422-2426, Sep. 2008.
3. **DE OLIVEIRA, B. G. M.**; BRITO FILHO, J. P.; HENRIQUEZ, J. R.; DE MELO, M. T. Uso de imagens termográficas para identificação de altos níveis de densidade de corrente em setores de circuitos integrados planares de microondas. In: V CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA MECÂNICA (Ago. 2008 : Salvador). *Anais*. Salvador, 2008. V. 1, p. 1-6.

ANEXO 1 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM MATHCAD “CÁLCULO Z0 – CPS”

Projeto de uma linha de transmissão de fitas coplanares simétricas (CPS simétricas)

$$w := 0.01, 0.02.. 0.8 \text{ mm} \quad (\text{Largura de uma fita})$$

$$s := 0.4 \text{ mm} \quad (\text{Largura do espaçamento entre as fitas})$$

$$h := 1.27 \text{ mm} \quad (\text{Espesura do substrato dielétrico})$$

$$\epsilon_r := 10.2 \quad (\text{Constante dielétrica do substrato})$$

$$a := \frac{s}{2}$$

$$b(w) := w + \frac{s}{2}$$

$$k1(w) := \frac{a}{b(w)}$$

$K(k)$ e $K'(k)$ são a função integral elíptica completa de primeira ordem e seu complemento, respectivamente.

$$k2(w) := \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot a}{2 \cdot h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi \cdot b(w)}{2 \cdot h}\right)}$$

Relacionam-se através da seguinte equação
 $K'(k) = K(k')$

$$k1_linha(w) := \sqrt{1 - (k1(w))^2}$$

$$k2_linha(w) := \sqrt{1 - (k2(w))^2}$$

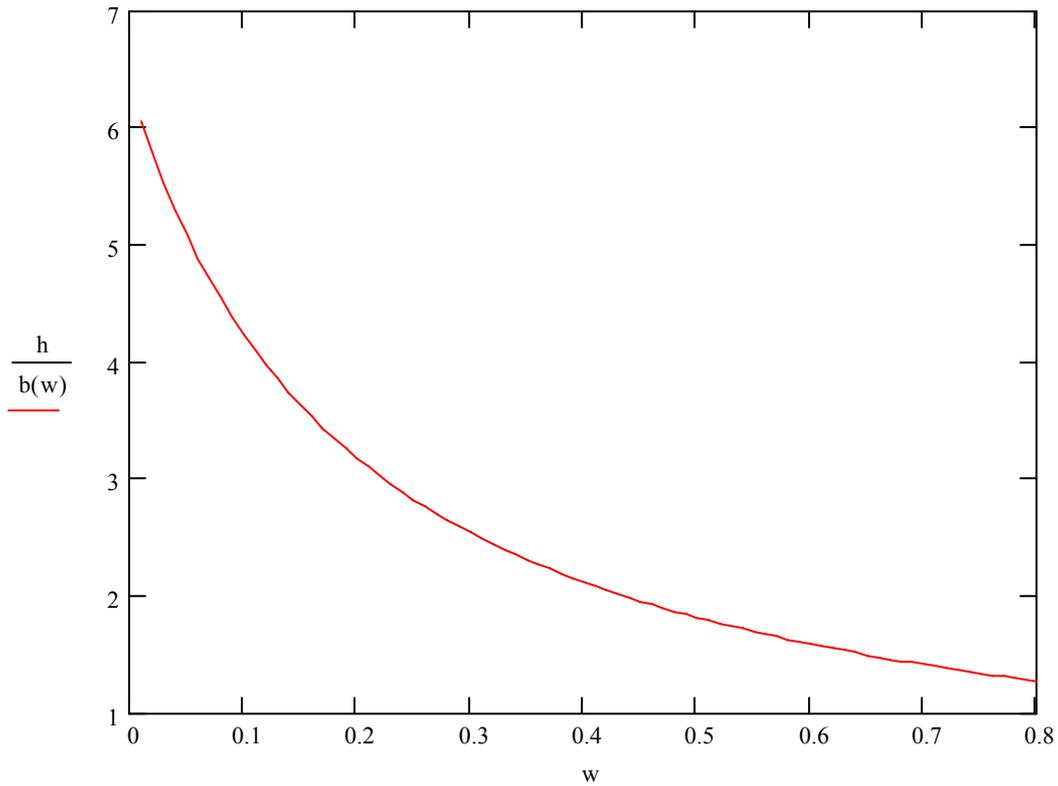
$$M_k1(w) := \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k1_linha(w)}}{1 - \sqrt{k1_linha(w)}}\right)} & \text{if } 0 \leq k1(w) < 0.707 \\ \left(\frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k1(w)}}{1 - \sqrt{k1(w)}}\right)\right) & \text{if } 0.707 \leq k1(w) < 1 \end{cases}$$

Onde $M_k1(w) = K(k1)/K'(k1)$

$$M_k2(w) := \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k2_linha(w)}}{1 - \sqrt{k2_linha(w)}}\right)} & \text{if } 0 \leq k2(w) < 0.707 \\ \left(\frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k2(w)}}{1 - \sqrt{k2(w)}}\right)\right) & \text{if } 0.707 \leq k2(w) < 1 \end{cases}$$

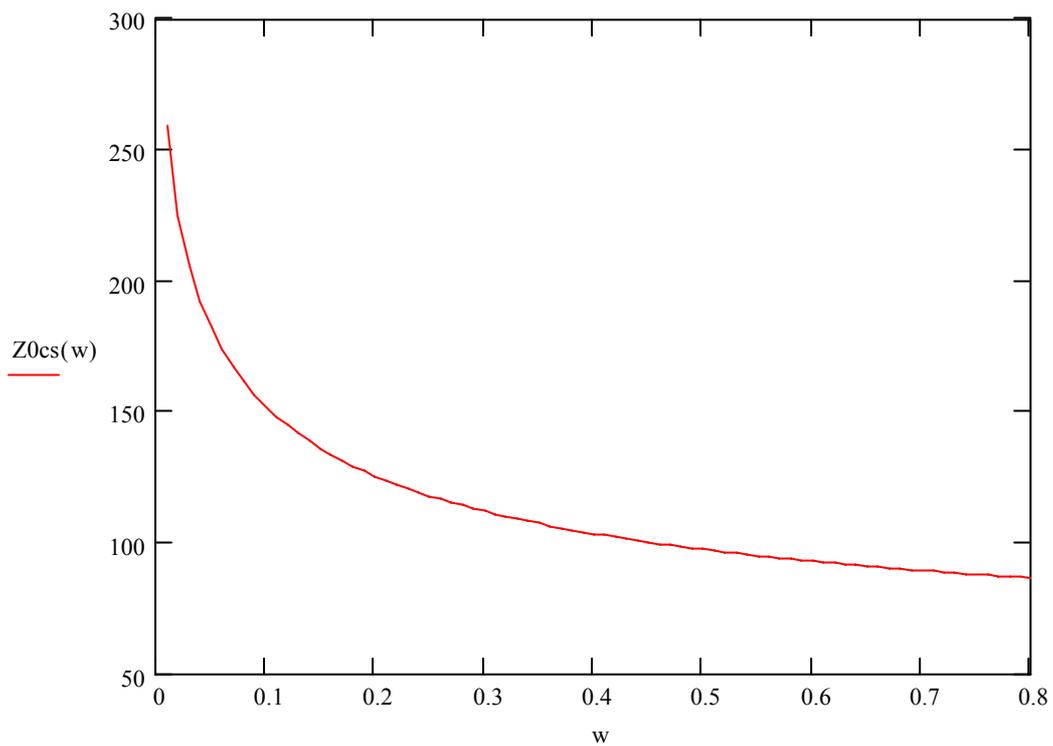
Onde $M_k2(w) = K(k2)/K'(k2)$

$$\epsilon_{re}(w) := 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot M_k2(w) \cdot \frac{1}{M_k1(w)} \quad (\text{Constante dielétrica efetiva do substrato})$$



A expressão para ϵ_{re} dependente de w só é válida para $h/b > 1$.

$$Z_{0cs}(w) := \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}(w)}} \cdot M_{k1}(w) \quad \text{(Impedância característica da CPS simétrica)}$$



$w_0 := 0.45 \text{ mm}$ **(Largura da fita que leva à impedância característica desejada)**

$$\frac{h}{b(w_0)} = 1.954 \quad \frac{a}{b(w_0)} = 0.308 \quad \frac{a}{h} = 0.157 \quad \frac{b(w_0)}{h} = 0.512$$

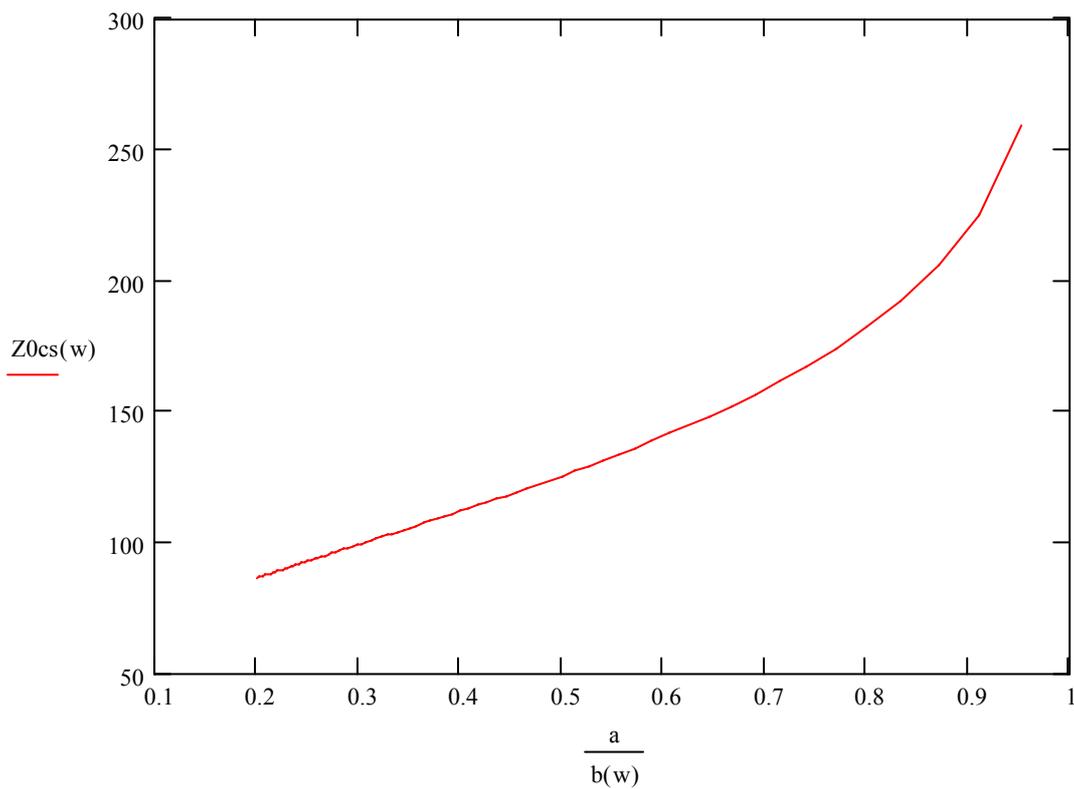
$Z_{0cs}(w_0) = 100.072 \ \Omega$ **(Impedância característica desejada para a CPS)**

$v_f := 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ **(Velocidade de fase da onda)**

$f := 5.7 \cdot 10^9 \text{ Hz}$ **(Frequência central da banda de operação da CPS)**

$\lambda_{ar} := \frac{v_f}{f}$ $\lambda_{ar} = 0.053 \text{ m}$ **(Comprimento de onda no ar livre)**

$\lambda_{dieletrico}(w) := \frac{\lambda_{ar}}{\sqrt{\epsilon_{re}(w)}}$ $\lambda_{dieletrico}(w_0) = 0.023 \text{ m}$ **(Comprimento de onda no substrato dielétrico)**



ANEXO 2 – LISTAGEM DO PROGRAMA EM MATHCAD “CÁLCULO Z0 – CPW”

Projeto de uma linha de transmissão de guia de onda coplanar com fitas e espaçamentos simétricos (CPW)

$s := 0.01, 0.02.. 10$ mm (Largura de uma fita)

$w := 0.5$ mm (Largura de um espaçamento entre duas fitas)

$h := 1.27$ mm (Espesura do substrato dielétrico)

$\epsilon_r := 10.2$ (Constante dielétrica do substrato)

$$a(s) := \frac{s}{2}$$

$$b(s) := w + \frac{s}{2}$$

$$c0(s) := w + \frac{3s}{2}$$

$$k3(s) := \frac{a(s)}{b(s)} \cdot \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{b(s)}{c0(s)}\right)^2}}{\sqrt{1 - \left(\frac{a(s)}{c0(s)}\right)^2}}$$

K(k) e K'(k) são a função integral elíptica completa de primeira tipo e seu complemento, respectivamente.

**Relacionam-se através da seguinte equação
K'(k) = K(k')**

$$k4(s) := \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot a(s)}{2 \cdot h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi \cdot b(s)}{2 \cdot h}\right)} \cdot \frac{\sqrt{1 - \frac{\left(\sinh\left(\frac{\pi \cdot b(s)}{2 \cdot h}\right)\right)^2}{\left(\sinh\left(\frac{\pi \cdot c0(s)}{2 \cdot h}\right)\right)^2}}{\sqrt{1 - \frac{\left(\sinh\left(\frac{\pi \cdot a(s)}{2 \cdot h}\right)\right)^2}{\left(\sinh\left(\frac{\pi \cdot c0(s)}{2 \cdot h}\right)\right)^2}}$$

$$k3_linha(s) := \sqrt{1 - (k3(s))^2}$$

$$k4_linha(s) := \sqrt{1 - (k4(s))^2}$$

$$M_{k3}(s) := \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k3_linha(s)}}{1 - \sqrt{k3_linha(s)}}\right)} & \text{if } 0 \leq k3(s) < 0.707 \\ \left(\frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k3(s)}}{1 - \sqrt{k3(s)}}\right)\right) & \text{if } 0.707 \leq k3(s) < 1 \end{cases}$$

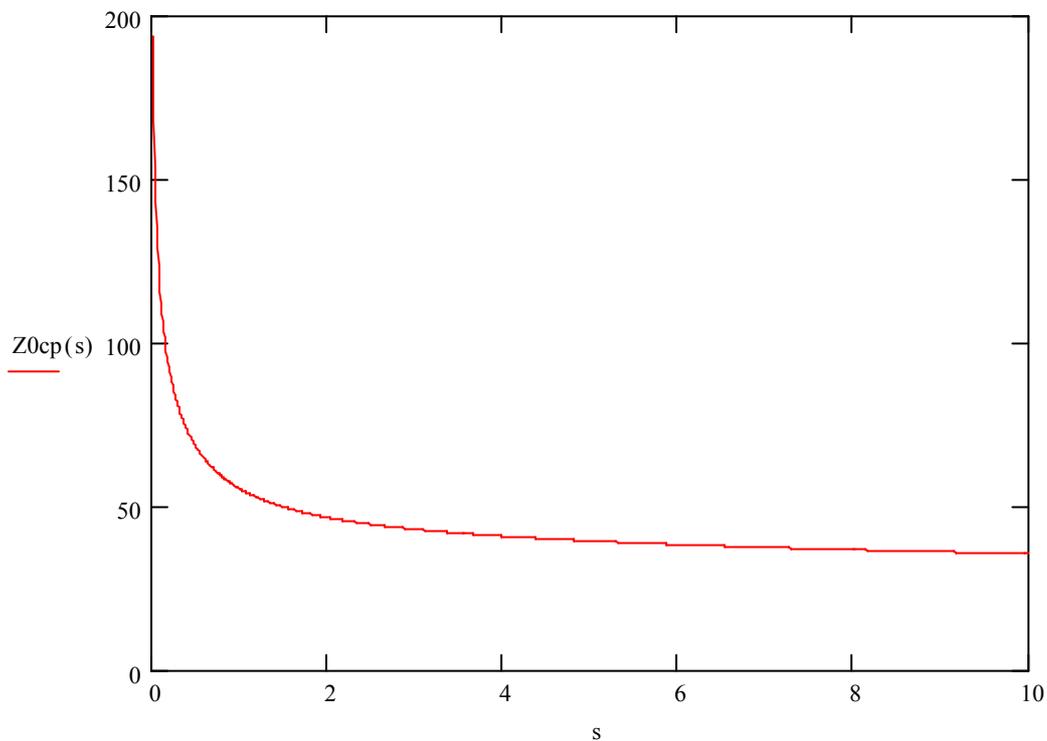
Onde $M_{k3}(s) = K(k3)/K'(k3)$

$$M_{k4}(s) := \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k4_linha(s)}}{1 - \sqrt{k4_linha(s)}}\right)} & \text{if } 0 \leq k4(s) < 0.707 \\ \left(\frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k4(s)}}{1 - \sqrt{k4(s)}}\right)\right) & \text{if } 0.707 \leq k4(s) < 1 \end{cases}$$

Onde $M_{k4}(s) = K(k4)/K'(k4)$

$$\epsilon_{re}(s) := 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot M_{k4}(s) \cdot \frac{1}{M_{k3}(s)} \quad \text{(Constante dielétrica efetiva do substrato)}$$

$$Z_{0cp}(s) := \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{re}(s)}} \cdot \frac{1}{M_{k3}(s)} \quad \text{(Impedância característica do CPW)}$$



$s_0 := 0.08 \text{ mm}$ **(Largura da fita que leva à impedância característica desejada)**

$$\frac{a(s_0)}{b(s_0)} = 0.571 \quad \frac{c_0(s_0)}{b(s_0)} = 2.143 \quad \frac{a(s_0)}{h} = 0.031 \quad \frac{b(s_0)}{h} = 0.055 \quad \frac{c_0(s_0)}{h} = 0.118$$

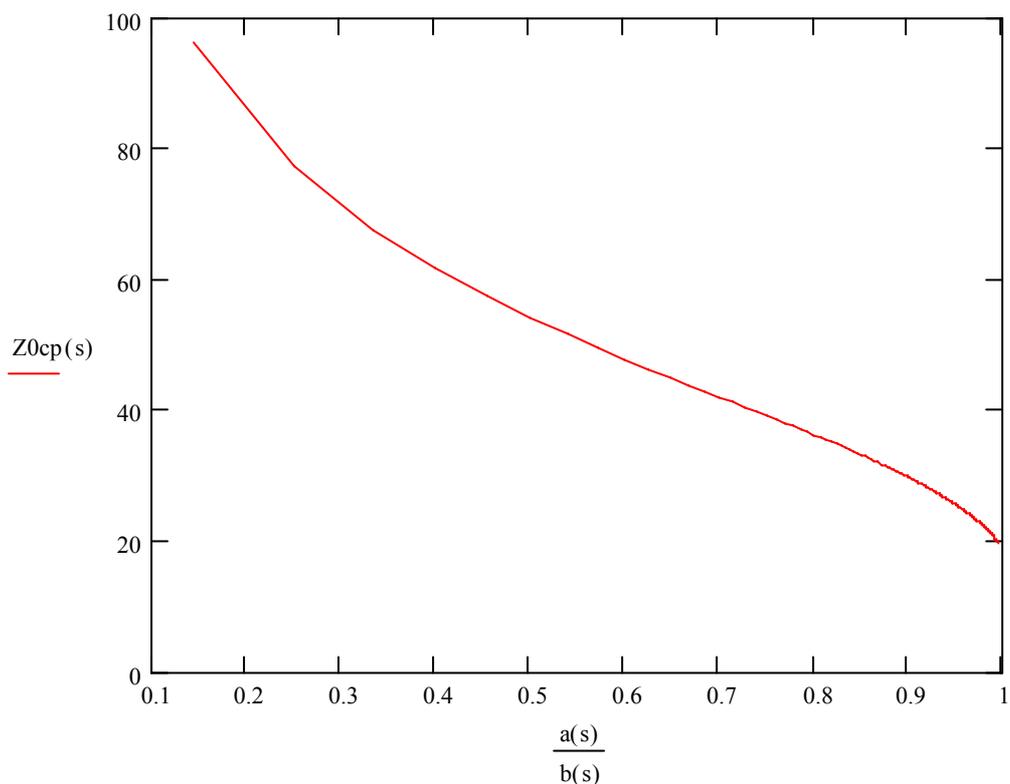
$Z_{0cp}(s_0) = 49.54 \ \Omega$ **(Impedância característica desejada para a CPS)**

$v_f := 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ **(Velocidade de fase da onda)**

$f := 5.5 \cdot 10^9 \text{ Hz}$ **(Frequência central da banda de operação da CPS)**

$\lambda_{ar} := \frac{v_f}{f}$ $\lambda_{ar} = 0.055 \text{ m}$ **(Comprimento de onda no ar livre)**

$\lambda_{dieletrico}(s) := \frac{\lambda_{ar}}{\sqrt{\epsilon_{re}(s)}}$ $\lambda_{dieletrico}(s_0) = 0.023 \text{ m}$ **(Comprimento de onda no substrato dielétrico)**



REFERÊNCIAS

- [1] MELO, M. T.; LANCASTER, M. J.; HONG, J. S.; et al. Coplanar Interdigital Delay Line Theory and Measurement. In: EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE (Oct. 1999 : Munich). *Proceedings*. Munich, 1999. V. 3, p. 227-230.
- [2] LIANG, G.-C.; SHIH, C.-F., WITHERS, R. S.; et al. Superconductive Digital Instantaneous Frequency Measurement Subsystem. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-41, n. 12, p. 2368-2375, Dec. 1993.
- [3] POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 2nd ed. USA : Wiley, 1998.
- [4] WILKINSON, E. J. An N-Way Hybrid Power Divider. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-8, n. 1, p. 116-118, Jan. 1960.
- [5] WEN, C. P. Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Non-Reciprocal Gyromagnetic Device Application. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-17, n. 12, p. 1087-1090, Dec. 1969.
- [6] VEYRES, C.; HANNA, V. F. Extension of the Application of Conformal Mapping Techniques to Coplanar Lines with Finite Dimensions. *International Journal of Electronics*, v. 48, n. 1, p. 47-56, Jan. 1980.
- [7] GHIONE, G.; NALDI, C. U. Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-35, n. 3, p. 260-267, Mar. 1987.
- [8] HILBERG, W. From Approximations to Exact Relations for Characteristic Impedances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-17, n. 5, p. 259-265, May 1969.
- [9] CRAMPAGNE, R.; KHOO, G. Synthesis of Certain Transmission Lines Employed in Microwave Integrated Circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-25, n. 5, p. 440-442, May 1977.
- [10] PINTZOS, S. G. Full-Wave Spectral Domain Analysis of Coplanar Strips. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-39, n. 2, p. 239-246, Feb. 1991.

-
- [11] GHIONE, G.; NALDI, C. Analytical Formulas for Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MICs. *Electronics Letters*, v. 20, n. 4, p. 179-181, Feb. 1984.
- [12] KITAZAWA, T.; HAYASHI, Y. Quasistatic Characteristics of Coplanar Waveguide with Thick Metal Coating. *IEE Proceedings, Part H - Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 133, p. H, n. 1, Feb. 1986.
- [13] FUJIKI, Y.; SUZUKI, M.; KITAZAWA, T.; *et al.* Higher-Order Modes in Coplanar-Type Transmission Lines. *Electronics and Communications in Japan*, v. 58, p. 74-81, Feb. 1975.
- [14] FUKUOKA, Y.; SHIH, Y.-C.; ITOH, T. Analysis of Slow-Wave Coplanar Waveguide for Monolithic Integrated Circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-31, n. 7, p. 567-573, Jul. 1983.
- [15] JANICZAK, B. J. Analysis of Coplanar Waveguide with Finite Ground Planes. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, v. 38, n. 5, p. 341-342, May 1984.
- [16] PHATAK, D. S.; DAS, N. K.; DEFONZO, A. P. Dispersion Characteristics of Optically Excited Coplanar Striplines: Comprehensive Full-Wave Analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-38, n. 11, p. 1719-1730, Nov. 1990.
- [17] HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 1st ed. Reading : Wiley, 2001.
- [18] State-of-the-art Filter Design Using EM and Circuit Simulation Techniques. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM (May 1997). *MTT-S Workshop (WMA)*. May 1997.
- [19] HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. Investigation of microstrip pseudo-interdigital band-pass filters using a full-wave electromagnetic simulator. *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, v. 7, n. 3, p. 231-240, May 1997.
- [20] BARBOSA, G. M. *Discriminador Digital de Frequências para Receptores de Micro-ondas*. Rio de Janeiro, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Militar de Engenharia.
- [21] SAMADIAN, S.; HAYASHI, R.; ABIDI, A. A. Demodulators for a Zero-IF Bluetooth Receiver. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 38, n. 8, p. 1393-1396, Aug. 2003.

-
- [22] 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*, v. 38, n. 5, p. 817-825, May 2003.
- [23] LAURVICK, C. A.; SINGARAJU, B. The Promise of Nanotechnology to the World of Aerospace. In: DIGITAL AVIONICS SYSTEMS CONFERENCE (Oct. 2002 : Irvine). *Proceedings*. Irvine, 2002. V. 2, p. 9A3-1–9A3-10.
- [24] 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*, v. 44, n. 7, p. 1289-1299, Jul. 1996.
- [25] MOLDOVAN, E.; TATU, S. O.; GARMAN, T.; et al. A New 94 GHz Collision Avoidance Radar Sensor Using Six-Port Phase Frequency Discriminator. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM (Jun. 2003 : Mumbai). *Digest*. Mumbai, 2003. V. 1, p. 595-598.
- [26] SULLIVAN, W. B. Instantaneous Frequency Measurement Receivers for Maritime Patrol. *The Journal of Electronic Defense*, v. 25, n. 10, p. 1-3, Oct. 2002.
- [27] ILSEMANN, F. Military Wireless Systems Require Studier Defenses. **National Defense Magazine**, May 2002. Disponível em: http://www.nationaldefensemagazine.org/archive/2002/May/Pages/Military_Wireless4078.aspx. Acesso em: 30 jan. 2009.
- [28] XIANG, L.; YONGHUA, J.; LONGJUN, Z.; et al. A New Method in DFD Design, In: APMC2005 – ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (Dec. 2005 : Suzhou). *Proceedings*. Suzhou, 2005. V. 1, p. 3.
- [29] COUPEZ, J. P. High Resolution IFMs. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVES, RADAR AND WIRELESS COMMUNICATIONS (May 2002 : Gdansk). *Proceedings*. Gdansk, 2002. V. 2, p. 484-487.
- [30] SOUZA, M. F. A. *Discriminadores para IFMS de 5 Bits Baseados em Filtros Rejeita-Banda em Microfita*. Recife, 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia e Geociências, Universidade Federal de Pernambuco.
- [31] GODDARD, N. E. Instantaneous Frequency-Measurement Receivers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 20, n. 4, p. 292-293, Apr. 1972.

- [32] MELO, M. T. *High Temperature Superconducting Devices*. Birmingham, 1997. Thesis (Thesis submitted for the degree of DOCTOR OF PHILOSOPHY) – Faculty of Engineering, University of Birmingham.
- [33] FEDERAL COMMUNICATIONS COMMITTEE. *FCC's Online Frequency Allocation Table*. Disponível em: <http://www.fcc.gov/oet/spectrum/table/fcctable.pdf>. Acesso em: 11 set. 2009.
- [34] EUROPEAN RADIOCOMMUNICATIONS COMMITTEE. *The Europe Table of Frequency Allocations and Utilizations in the Frequency Range 9 kHz to 1000 GHz*, Report 25. Disponível em: <http://www.ero.dk/>. Acesso em: 11 set. 2009.
- [35] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. *Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequências no Brasil – PDF*. Disponível em: <http://sistemas.anatel.gov.br/pdf/>. Acesso em: 11 set. 2009.
- [36] ARLON MICROWAVE MATERIALS. *AD1000 – PTFE / Woven Fiberglass / Ceramic Filled Laminate For Microwave Printed Circuit Boards*. Disponível em: <http://www.arlon-med.com/ad1000.pdf>. Acesso em: 11 set. 2009.