



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

ELIAS MARQUES FERREIRA DE OLIVEIRA

**Decodificação em Identificadores Instantâneos de Frequência por Código Binário
Balanceado**

Recife

2018

ELIAS MARQUES FERREIRA DE OLIVEIRA

**Decodificação em Identificadores Instantâneos de Frequência por Código Binário
Balanceado**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Fotônica.

Orientador: Prof^o. Dr. Marcos Tavares de Melo.

Recife

2018

Catálogo na fonte
Bibliotecária Rosineide Mesquita Gonçalves Luz / CRB4-1361 (BCTG)

- O48d Oliveira, Elias Marques Ferreira de.
Decodificação em identificadores instantâneos de frequência por
Código Binário Balanceado / Elias Marques Ferreira de Oliveira. -
Recife, 2018.
88 f.: il., fig., tab., abrs., sigls. e simbs.
- Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.
- Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.
Inclui Referências e Apêndice.
1. Engenharia Elétrica. 2. Medição instantânea de frequência.
3. Identificação de frequência. 4. Filtros em microfita. 5.
Código Gray Balanceado. I. Melo, Marcos Tavares de
(Orientador). II. Título.

621.3 CDD (22. Ed.)

UFPE-BIBCTG/2019-223

ELIAS MARQUES FERREIRA DE OLIVEIRA

**Decodificação em Identificadores Instantâneos de Frequência por Código Binário
Balanceado**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 28 de Novembro de 2018.

BANCA EXAMINADORA

Prof^o. Dr. Marcos Tavares de Melo (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof^o. Dr. Bruno Gomes Moura de Oliveira (Examinador Externo)
Instituto Federal de Pernambuco

Prof^o. Dr. Elder Eldervitch Carneiro de Oliveira (Examinador Externo)
Universidade Federal da Paraíba

Prof^o. Dr. Ignácio Llamas-Garro (Examinador Externo)
Centre Tecnològic Telecomunicacions Catalunya

Prof^o. Dr. Lauro Rodrigo Gomes da Silva Lourenço Novo (Examinador Externo)
Universidade Federal de Pernambuco

AGRADECIMENTOS

Agradeço novamente a meus pais Enock e Ceres Oliveira. Sua dedicação, afeto e incansáveis conselhos fazem de mim quem eu sou. Sua maturidade e sabedoria mostram a mim quem eu desejo ser. Estendo esta gratidão aos meus irmãos Cynthia, Carla e Eliseu. Não é curioso que quatro grupos organizados de partículas possam compartilhar sinapses tão sutis e complexas como as mais doces memórias?

A Ítalo Nascimento pelo companheirismo desmedido.

Aos amigos, que me acompanham desde antes do início deste trabalho e pelos quais tenho apreço que certamente prosseguirá além do fim deste período.

Ao orientador Marcos Tavares de Melo por ter confiado em mim e por sua contribuição significativa em minha trajetória acadêmica.

A todos os colegas do Laboratório de Micro-ondas com quem passei estes longos anos compartilhando conhecimentos.

Agradeço também a todos os docentes e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), que a próprio punho levantaram a estrutura da qual hoje eu e muitos outros alunos desfrutamos.

Aos meus colegas docentes da Universidade Federal Rural de Pernambuco - Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho (UFRPE-UACSA), rol de educadores do qual tenho orgulho em participar.

Finalmente, agradeço à Fundação de Amparo à Ciência e Tecnologia do Estado de Pernambuco (FACEPE) por fomentar a pesquisa no Estado de Pernambuco através da concessão de bolsas, incluindo a minha.

Every aspect of Nature reveals a deep mystery and touches our sense of wonder and awe. Those afraid of the universe as it really is, those who pretend to nonexistent knowledge and envision a Cosmos centered on human beings will prefer the fleeting comforts of superstition. They avoid rather than confront the world. But those with the courage to explore the weave and structure of the Cosmos, even where it differs profoundly from their wishes and prejudices, will penetrate its deepest mysteries.

(SAGAN, 1980)

RESUMO

Um Sistema de Identificação Instantâneo de Frequência (IFM) é um conjunto de dispositivos capaz de processar um sinal de entrada usando discriminadores para realizar a identificação da sub-banda a que pertence a frequência de um sinal. As palavras binárias exibidas na saída serão uma função da potência na saída dos discriminadores e, portanto, a escolha da resposta em frequência destes elementos é crucial para o funcionamento do dispositivo. Escolhendo corretamente o *design* dos discriminadores, permite-se que a digitalização seja direta, removendo a necessidade de pós-processamento. Nesta tese, é demonstrado que a escolha do código binário balanceado para representar os bits de saída pode reduzir a banda fracional média das bandas rejeitadas em filtros utilizados como discriminadores. E isto resulta em redução de tamanho destes filtros. Para demonstrar esta hipótese experimentalmente, é apresentado um novo conjunto de filtros para ser usado como discriminadores de frequência para um sistema IFM operando na Banda S (2-4GHz). Usando o Código Binário Balanceado, foi possível reduzir o número total de ressonadores em 60% o que levou a uma redução de 20% no tamanho total do circuito. A técnica proposta neste trabalho de tese permite implementar discriminadores de frequência com igual número de bandas rejeitadas por filtro.

Palavras-chave: Medição instantânea de frequência. Identificação de frequência. Filtros em microfita. Código Gray Balanceado.

ABSTRACT

An Instantaneous Frequency Measurement (IFM) System is a set of devices capable of processing an input signal using discriminators to perform the identification of the sub-band to which the frequency of a signal belongs. The binary words displayed at the output will be a function of the output power of the discriminators and therefore the choice of the frequency response of these elements is crucial for the operation of the device. Choosing the discriminator design correctly allows scanning to be straightforward, eliminating the need for post-processing. In this thesis, it is demonstrated that the choice of the Balanced Gray Code to represent the output bits can reduce the mean fractional band of the rejected bands in filters used as discriminators. And this results in size reduction of such filters. To demonstrate this hypothesis experimentally, a new set of filters is presented to be used as frequency discriminators for an IFM system operating on Band S (2-4GHz). Using the Balanced Gray Code, it was possible to reduce the total number of resonators by 60% which led to a 20% reduction in the total circuit size. The technique proposed in this article allows the implementation of frequency discriminators with the same number of rejected bands per filter.

Keywords: Instantaneous frequency measurement. Frequency identification. Microstrip filters. Balanced Gray Code.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Modelo de uma linha de transmissão com parâmetros distribuídos	18
Figura 2 – Linha de transmissão terminada com carga Z_L	20
Figura 3 – Casamento de impedância com um transformador de quarto de onda	22
Figura 4 – Estrutura em Microfita	23
Figura 5 – Bobina para medida em frequência	29
Figura 6 – Ponte de frequência usada para medir frequências até 3,2 kHz	30
Figura 7 – Vibrador auxiliar de um oscilógrafo	31
Figura 8 – Acoplador <i>rat-race</i>	32
Figura 9 – Configuração de IFM primitiva	33
Figura 10 – Identificador de Frequência usando um PLL	35
Figura 11 – Arquitetura básica de um DIFM	39
Figura 12 – Arduino MEGA TM	41
Figura 13 – Tensões de saída para um sistema IFM linear com dois discriminadores	43
Figura 14 – Tensões de saída para um sistema IFM linear com três discriminadores	44
Figura 15 – Arquitetura de um interferômetro planar	45
Figura 16 – Formato típico da resposta em frequência de um interferômetro	47
Figura 17 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 1	48
Figura 18 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 2	49
Figura 19 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 3	49
Figura 20 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 4	50
Figura 21 – Divisor de Wilkinson 1:4 em Microfita	55
Figura 22 – Parâmetros de espalhamento simulados para o divisor de potência	55
Figura 23 – Aneis ressoadores com diferentes posicionamentos	56
Figura 24 – Respostas em frequência para ressoadores com diferentes posicionamentos	57
Figura 25 – Parametrização dos anéis	57
Figura 26 – Circuito equivalente para um anel ressoador	58
Figura 27 – Distribuição de corrente de superfície na frequência de ressonância de um ressonador ($f_0 = 3,242$ GHz).	59
Figura 28 – Protótipo de Filtro Rejeita-Banda	60
Figura 29 – Protótipo de Filtro Multi-Rejeita-Banda	61

Figura 30 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 1	63
Figura 31 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 2	63
Figura 32 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 3	63
Figura 33 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 4	64
Figura 34 – Banda de Rejeição criada a partir da associação de três anéis ressoadores . .	65
Figura 35 – Conjunto de Discriminadores Projetados	66
Figura 36 – Resposta prevista pelo Código Binário Balanceado para o conjunto de discriminadores	67
Figura 37 – Fresa CNC para fabricação de placas de circuito impresso	68
Figura 38 – Sub-bandas em um filtro multi-rejeita-bandas	71
Figura 39 – Banda Fracional Média obtidas com o CBR e CBB <i>versus</i> f_1/f_2	72
Figura 40 – Desvio padrão relativo das bandas fracionais obtidas com o CBR e CBB <i>versus</i> f_1/f_2	72
Figura 41 – Filtros desenvolvidos para operarem como discriminadores de frequência . .	73
Figura 42 – S_{21} para o primeiro discriminador de frequência	74
Figura 43 – S_{21} para o segundo discriminador de frequência	74
Figura 44 – S_{21} para o terceiro discriminador de frequência	75
Figura 45 – S_{21} para o quarto discriminador de frequência	75
Figura 46 – Diagrama escada para os discriminadores de frequência simulados	76
Figura 47 – Diagrama escada para os discriminadores de frequência medidos	77
Figura 48 – Subsistema Integrado do Identificador de Frequência Instantâneo	78
Figura 49 – S_{21} para o discriminador integrado	78
Figura 50 – S_{31} para o discriminador integrado	79
Figura 51 – S_{41} para o discriminador integrado	79
Figura 52 – S_{51} para o discriminador integrado	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Correspondência entre representações Binárias e a Decimal	26
Tabela 2 – Correspondência entre representações Binárias Refletida e Balanceada . . .	27
Tabela 3 – Correspondência entre palavras binárias do Código Binário Refletido e as sub-bandas detectáveis	48
Tabela 4 – Correspondência entre palavras binárias do Código Binário Balanceado e as sub-bandas detectáveis	52
Tabela 5 – Valores dos elementos dos filtros multi-rejeita-banda	62
Tabela 6 – Comparação dos valores das bandas fracionais nas sub-bandas devido a utilização do Código Binário Refletido <i>versus</i> Código Binário Balanceado .	71
Tabela 7 – Comparação entre número de ressoadores e tamanho dos discriminadores devido a utilização do Código Binário Refletido <i>versus</i> Código Binário Balanceado	76

LISTA DE SIGLAS

AM	Amplitude Modulation
AoA	Angle of Arrival
CBB	Código Binário Balanceado (Ou Código Gray Balanceado)
CBR	Código Binário Refletido (Ou Código Gray)
DFD	Digital Frequency Discriminator
DFT	Discrete Fourier Transform
DIFM	Digital Instantaneous Frequency Measurement
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
FPGA	Field-programmable Gate Array
IFM	Instantaneous Frequency Measurement
PLL	Phase-Locked Loop
QoS	Quality of Service
RF	Radiofrequência
RFID	Radiofrequency Identification
ToA	Time of Arrival
TTL	Transistor-transistor Logic
VCO	Voltage-controlled Oscillator
VNA	Vector Network Analyzer

LISTA DE SÍMBOLOS

γ	Constante de propagação
λ	Comprimento de onda
v_p	Velocidade de fase
V_{th}	Tensão de limiar (do inglês, <i>threshold</i>)
Z_0	Impedância característica de uma Linha de Transmissão
Z_L	Impedância de carga
Γ	Coefficiente de reflexão
S_{ij}	Parâmetro de espalhamento
W	Largura de fita
d	Altura do substrato
t	Espessura do cobre em uma fita
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ϵ_e	Permissividade elétrica efetiva
c	Velocidade da luz

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
1.1.1	Linhas de Transmissão	17
1.1.2	A Linha de Transmissão com Terminação	20
1.1.3	O Transformador de Quarto de Onda	21
1.1.4	Parâmetros de Espalhamento	22
1.1.5	Linhas em Microfita	23
1.1.6	Código Binário Refletido (Código Gray)	24
1.1.7	Código Binário Balanceado (Código Gray Balanceado)	26
2	CIRCUITOS IDENTIFICADORES DE FREQUÊNCIA	28
2.1	MÉTODOS PRIMITIVOS DE IDENTIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIA	28
2.2	IDENTIFICADORES INSTANTÂNEOS DE FREQUÊNCIA (IFMs)	31
2.3	OUTROS MÉTODOS DE IDENTIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIA	34
2.3.1	Varredura em Frequência	34
2.3.2	Identificadores Digitais de Frequência	35
2.3.2.1	Contador de Frequência	36
2.3.2.2	Transformada de Fourier	37
2.4	O IDENTIFICADOR DIGITAL INSTANTÂNEO DE FREQUÊNCIA (DIFM)	39
2.4.1	Arquitetura	39
2.4.2	Conversores A/D	41
2.4.2.1	O uso de Microcontroladores como conversores A/D	41
3	DECODIFICAÇÃO EM SISTEMAS DE IDENTIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIA	42
3.1	A QUESTÃO DA SENSIBILIDADE	43
3.2	DECODIFICAÇÃO EM SISTEMAS DIGITAIS INSTANTÂNEOS IDENTIFICADORES DE FREQUÊNCIA	44
3.3	INTERFERÔMETROS COMO DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA	45
3.4	DECODIFICAÇÃO POR CÓDIGO BINÁRIO REFLETIDO	47
3.5	FILTROS MULTI-REJEITA-BANDA COMO DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA	50
3.6	DECODIFICAÇÃO POR CÓDIGO BINÁRIO BALANCEADO	51
4	PROJETO DE PROTÓTIPO DE DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA	53

4.1	CONCEPÇÃO DOS FILTROS	53
4.1.1	Divisor de Potência 1:4	54
4.1.2	Ressoadores de Loop Aberto	56
4.1.3	Protótipos dos Filtros Multi-Rejeita-Banda	59
4.1.4	Projeto dos Filtros Multi-Rejeita-Banda	64
4.2	IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS	67
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	69
5.1	COMPARAÇÃO ENTRE OS CÓDIGOS BINÁRIOS REFLETIDO E BALANCEADO	69
5.1.1	Usando Filtros como Discriminadores de Frequência	70
5.2	RESULTADOS SIMULADOS DOS FILTROS PROTÓTIPOS	73
5.2.1	Resultados para o subsistema integrado (divisor e filtros)	77
5.3	CONCLUSÕES	81
	REFERÊNCIAS	82
	APÊNDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA	85

1 INTRODUÇÃO

Sistemas de Medição de Frequência Instantânea (IFM, do Inglês *Instantaneous Frequency Measurement*) são amplamente utilizados em eletrônica para fins militares e sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos com velocidade e precisão em uma ampla faixa de frequência. Além disso, a crescente quantidade de sistemas radiantes evidencia ainda mais a importância de dispositivos para identificação de sinais desconhecidos. Os receptores IFM também são usados em outros sistemas de comunicação para identificar fontes de sinal, como em multiplexadores.

Os sistemas IFM realizam a detecção de frequência sem a necessidade de varrer toda a banda, fornecendo assim resultados de saída no mínimo tempo possível: o tempo de propagação da onda pelos dispositivos. Esta tarefa é realizada usando discriminadores de frequência, que são dispositivos capazes de associar a frequência de um sinal de entrada a uma grandeza que possa ser medida diretamente, como potência média. Os interferômetros são dispositivos simples e capazes de fazer esta associação de maneira direta o que os torna excelentes opções para o papel de discriminador de frequência. Alternativamente, filtros também podem ser usados para realizar a discriminação de fase. Neste trabalho, filtros multi-rejeita-banda são utilizados para este propósito.

Além disso, um forte esforço tem sido colocado no projeto de sistemas digitais de identificação de frequência (GIROLAMI; VAKMAN, 2002). Exemplos incluem: digitalização de múltiplas cópias de sinal atrasadas (WANG et al., 2008), análise de Transformada Rápida de Fourier de um sinal amostrado (WANG; Lü, 2010), sincronização de grupo de fase (que requer dispositivos de armazenamento e processamento rápidos) (ZHOU et al., 2012) bem como detecção de PLL e cruzamento de zero para detecção de baixa frequência (BEDRNÍK et al., 2014). Note-se, contudo, que todas estas opções requerem pós-processamento do sinal amostrado, e portanto, suas respostas estão limitadas à velocidade destes processadores.

Mais recentemente, a fotônica por micro-ondas tem sido usada para processar uma variedade de características de sinal, dentre eles, a frequência (ZHOU et al., 2010), (PAN; YAO, 2010) e (DAI et al., 2010).

O IFM proposto neste trabalho processa o sinal usando filtros para realizar a identificação da sub-banda a que pertence o sinal de entrada. As palavras binárias exibidas na

saída serão uma função da potência na saída dos filtros e, portanto, a escolha da resposta em frequência dos filtros é crucial para o funcionamento do dispositivo. Escolhendo corretamente o design dos filtros, permite-se que a digitalização seja direta, removendo a necessidade de pós-processamento.

No sistema estudado, os sinais de saída dos filtros são usados para formar um código binário que associa uma palavra binária para uma frequência de sub-banda. Desta forma, o formato da resposta em frequência do discriminador determinará a sequência de palavras exibida na saída do IFM, e portanto, a codificação que relaciona sub-banda e palavra binária.

Nesta tese, demonstraremos que a escolha do Código Binário Balanceado para representar os bits de saída pode reduzir a banda fracional média das bandas rejeitadas nos filtros utilizados como discriminadores. E isto resulta em redução de tamanho nos filtros. Para demonstrar esta hipótese experimentalmente, foram projetados quatro filtros em microfita que utilizam anéis ressoadores para serem usados como discriminadores de frequência.

A Seção 1 desta tese traz uma breve fundamentação teórica necessária para entender alguns aspectos deste trabalho.

A Seção 2 apresenta técnicas para criar Circuitos Identificadores de Frequência e apresenta uma revisão histórica sobre IFMs além de abordar Identificadores Digitais de Frequência.

A Seção 3 discute a decodificação em sistemas IFM delimitando a relação entre a escolha do código representativo com a resposta em frequência dos discriminadores. São também apresentados o interferômetro e os filtros multi-rejeita-banda como candidatos a discriminadores.

Na Seção 4 é apresentado o projeto de um conjunto de quatro filtros multi-rejeita-banda para serem utilizados como discriminadores. A concepção dos componentes é detalhada, além de serem exibidos os resultados simulados e o processo de fabricação.

Por fim, na Seção 5 apresentam-se os resultados experimentais além de discussão comparativa entre o uso dos códigos Binário Refletido (CBR) e Binário Balanceado (CBB) para o código representativo, onde se demonstra que o uso do último viabiliza reduções no tamanho dos dispositivos.

1.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção, serão apresentados alguns conceitos básicos fundamentais para o entendimento do projeto. Serão abordados brevemente conceitos de análise de linhas de transmissão, casamento de impedâncias e parâmetros de espalhamento.

1.1.1 Linhas de Transmissão

A principal função da engenharia de telecomunicações é desenvolver dispositivos e técnicas capazes de transmitir informação de maneira mais eficiente possível entre dois pontos. Denominamos *Linha de Transmissão* o componente responsável por transportar a energia proveniente de uma fonte a uma carga. Por exemplo, um cabo coaxial que transporta energia de uma antena para um receptor de televisão.

Naturalmente, estes dispositivos carregam sinais cuja frequência de operação é elevada, pois em geral tratam-se de sinais modulados para transmissão eletromagnética. Isto implica que a análise de circuitos tradicional não é suficiente para descrever os fenômenos de propagação de campos dentro destas estruturas, uma vez que o comprimento de onda da frequência de operação torna-se comparável ao comprimento do circuito. Desta forma, tal análise deverá ser feita através das equações de Maxwell. Felizmente, é possível analisar alguns tipos de dispositivos (entre eles as linhas de transmissão) com técnicas intermediárias, que levem em consideração parâmetros tradicionalmente desprezados pela análise de circuitos tradicional (tais como comprimento de condutores) mas que ao mesmo tempo não careça de um rigor matemático tão elevado quanto a resolução via equações de Maxwell.

Neste contexto, surge a análise de circuitos distribuídos, iniciada por William Thomson e Oliver Heaviside na segunda metade do século XIX. A ideia principal da análise por parâmetros distribuídos é criar um modelo matemático capaz de representar com acurácia os fenômenos da propagação de campos eletromagnéticos porém permitindo que a análise final seja feita através das técnicas convencionais de circuitos. A teoria é fundamentada nestes cinco postulados (CHIPMAN, 1979).

Postulado 1: A LINHA OU SISTEMA UNIFORME CONSISTE DE DOIS CONDUTORES RETILÍNEOS E PARALELOS.

Por uniforme, entende-se que a seção transversal da linha é a mesma ao longo de toda sua extensão. Contudo, não é necessário que os dois condutores possuam o mesmo formato ou sejam constituídos pelo mesmo material.

Em particular, a *microfita* é um tipo de linha de transmissão próprio para o uso em circuitos planares, uma vez que a fita superior pode ser facilmente desenhada em uma placa de circuito impresso, enquanto o condutor de retorno é o plano de terra na face oposta da placa. Além disto, note-se que também é possível haver uma linha de transmissão em que um dos condutores seja dividido em duas seções, desde que estas seções sejam conectados na entrada e na saída da linha de transmissão, como é o caso para o *guia de onda coplanar* (CPW) e o *stripline* (linha em fitas).

Postulado 2: AS CORRENTES NOS CONDUTORES DA LINHA FLUEM SOMENTE NA DIREÇÃO

DO COMPRIMENTO DA LINHA.

Este postulado implica que na análise de circuitos distribuídos não serão considerados os modos de propagação em que a corrente flui ao redor dos condutores. Este fenômeno é conhecido como “modo de propagação de guia de onda” e será desprezado para as análises feitas aqui.

Postulado 3: NA SEÇÃO TRANSVERSAL DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO, AS CORRENTES TOTAIS INSTANTÂNEAS SÃO DE MESMA AMPLITUDE NOS DOIS CONDUTORES E FLUEM EM DIREÇÕES OPOSTAS.

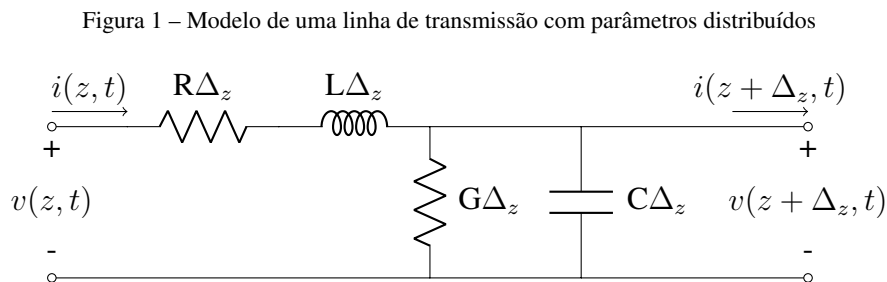
Isto implica que condutores de diferentes áreas de seção transversal (como a microfita) terão densidades de corrente diferentes no condutor superior e no plano de terra. Note que este postulado permite que diferentes seções transversais possuam diferentes correntes totais em um mesmo instante. Isto viola a lei das correntes de Kirchhoff, contudo, as correntes fluirão proporcionalmente à diferença de tensão entre os condutores.

Postulado 4: NA SEÇÃO RETA DA LINHA DE TRANSMISSÃO HÁ UM SÓ VALOR DE DIFERENÇA DE POTENCIAL ENTRE OS CONDUTORES EM QUALQUER INSTANTE, QUE É IGUAL À INTEGRAL DE LINHA DO CAMPO ELÉTRICO AO LONGO DE TODAS AS TRAJETÓRIAS NO PLANO TRANSVERSO, ENTRE QUALQUER PONTO DA PERIFERIA DE UM DOS CONDUTORES E QUALQUER PONTO DA PERIFERIA DO OUTRO.

Aqui, novamente se excluem os modos de transmissão de guia de onda. Naturalmente, se o potencial ao longo da seção reta de um condutor é constante, não haverá correntes exceto nas direções perpendiculares à seção transversal.

Postulado 5: O COMPORTAMENTO ELÉTRICO DA LINHA PODE SER DESCRITO POR QUATRO COEFICIENTES DISTRIBUÍDOS DE CIRCUITO ELÉTRICO, CUJOS VALORES POR UNIDADE DE COMPRIMENTO DE LINHA SÃO CONSTANTES EM QUALQUER TRECHO.

A Fig. 1 exhibe o modelo equivalente proposto pela análise de circuitos distribuídos para um trecho infinitesimal de uma linha de transmissão de comprimento Δ_z . Os coeficientes do modelo são: uma resistência e uma indutância em série e uma condutância e uma capacitância em paralelo, distribuídas ao longo do comprimento da linha.



Fonte: Acervo do autor

É essencial que os valores destes coeficientes sejam dependentes apenas das propriedades físicas do material, e portanto, invariáveis no tempo e independentes das tensões e correntes na linha. Segundo este modelo, a linha de transmissão é um dispositivo passivo e linear.

Note que estes parâmetros podem ser associados a fenômenos físicos que acontecem nas linhas de transmissão. A resistência série representa perdas nos condutores enquanto a condutância paralela representa fugas de corrente através do meio entre os condutores (para a microfita, este meio é o substrato dielétrico da placa). As correntes nos condutores induzem um campo magnético, cujo efeito de indutância é representado pelo indutor série. O capacitor série representa um acúmulo de cargas devido ao surgimento de um campo elétrico proveniente da diferença de potencial entre os condutores.

Aplicando as leis de Kirchhoff, chega-se às seguintes igualdades:

$$v(z, t) - R\Delta_z \cdot i(z, t) - L\Delta_z \frac{\delta i(z, t)}{\delta t} - v(z + \Delta_z, t) = 0 \quad (1)$$

$$i(z, t) - G\Delta_z \cdot v(z + \Delta_z, t) - C\Delta_z \frac{\delta v(z + \Delta_z, t)}{\delta t} - i(z + \Delta_z, t) = 0 \quad (2)$$

Dividindo-se estas equações por Δ_z e avaliando as expressões no limite $\Delta_z \rightarrow 0$, temos:

$$\frac{\delta v(z, t)}{\delta z} = -Ri(z, t) - L \frac{\delta i(z, t)}{\delta t} \quad (3)$$

$$\frac{\delta i(z, t)}{\delta z} = -Gv(z, t) - C \frac{\delta v(z, t)}{\delta t} \quad (4)$$

Estas equações são conhecidas como equações da linha de transmissão, ou equações do telégrafo. Em regime permanente senoidal (considerando tensão e corrente fasoriais), estas equações reduzem-se a:

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (5)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (6)$$

Resolvendo este sistema de equações, é possível mostrar que

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (7)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (8)$$

onde γ é a *constante de propagação*, dada por

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (9)$$

e o termo $e^{-\gamma z}$ representa a onda propagando na direção $\hat{a}_z$ e o termo $e^{\gamma z}$ representa a onda propagando na direção $-\hat{a}_z$. V_0^+ , V_0^- , I_0^+ e I_0^- representam as amplitudes destas ondas de tensão e corrente transmitidas e refletidas.

Derivando (7) e substituindo em (5), obtém-se:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}), \quad (10)$$

de onde podemos obter a impedância característica da linha de transmissão, definida por

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (11)$$

Desta definição, podemos reescrever a equação (10):

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (12)$$

Convertendo (7) para o domínio do tempo, encontramos

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (13)$$

onde $\phi^\pm$ é a fase da tensão complexa $V_0^\pm$. O comprimento de onda na linha de transmissão será

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (14)$$

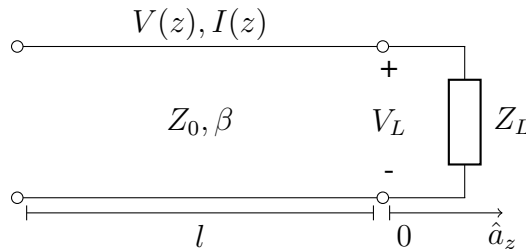
e a velocidade de fase é dada por

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (15)$$

1.1.2 A Linha de Transmissão com Terminação

Seja uma linha de transmissão sem perdas ($\alpha = 0$) de impedância característica Z_0 e comprimento l conectada a uma carga de impedância $Z_L \neq Z_0$, como exibido na Fig.2. Assuma que a onda $V_0^+ e^{-\gamma z}$ é gerada em uma fonte e inserida na linha de transmissão em $z < 0$.

Figura 2 – Linha de transmissão terminada com carga Z_L



Fonte: Acervo do Autor

As equações (7) e (10) indicam que a razão entre tensão e corrente deve ser igual a Z_0 na linha de transmissão. Porém, em $z = 0$, a presença da carga determina que esta razão seja

igual a Z_L . Desta forma, uma onda refletida surgirá, tal que estas condições sejam satisfeitas. Avaliando estas equações em $z = 0$, temos:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (16)$$

que pode ser utilizada para encontrar o *coeficiente de reflexão*

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (17)$$

Desta forma, as ondas de tensão e corrente podem ser reescritas sob a forma

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}) \quad (18)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}) \quad (19)$$

o que indica que as ondas totais em uma linha de transmissão terminada são compostas da superposição entre as ondas incidente e refletida.

Para obter $\Gamma = 0$, devemos fazer $Z_L = Z_0$. Isto pode ser feito incluindo um circuito auxiliar entre a linha e a carga de tal modo que a impedância de entrada “vista” pela linha seja equivalente a Z_0 . A este processo, chamamos *casamento de impedâncias*. Este circuito auxiliar, naturalmente, será denominado *casador de impedâncias*.

Das equações (18) e (19), podemos encontrar a impedância de entrada da linha, simplesmente fazendo

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l})}{V_0^+ (e^{j\beta l} - \Gamma e^{-j\beta l})} Z_0 = \frac{1 + \Gamma e^{-j2\beta l}}{1 - \Gamma e^{-j2\beta l}} Z_0 \quad (20)$$

Usando a definição do coeficiente de reflexão dada em (17), é possível mostrar que

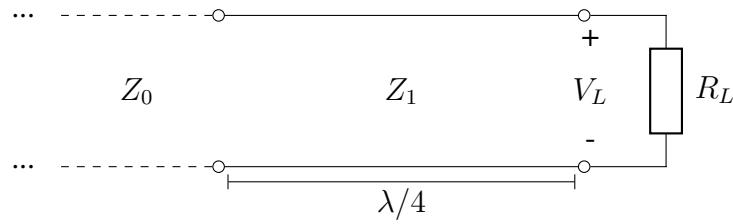
$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L \tan \beta l} \quad (21)$$

Esta igualdade é conhecida como *Equação da impedância de entrada de uma linha de transmissão*. E é a base para o estudo do casamento de impedâncias.

1.1.3 O Transformador de Quarto de Onda

Um circuito prático para realizar o casamento de impedâncias entre dois elementos é o *transformador de quarto de onda*. Este circuito é composto por uma simples linha de transmissão cujo comprimento elétrico é de $\lambda/4$ na frequência central de operação, como exibido na Fig. 3.

Figura 3 – Casamento de impedância com um transformador de quarto de onda



Fonte: Acervo do Autor

Suponha que se deseja conectar uma linha de transmissão com impedância característica Z_0 a uma carga de impedância R_L . A reflexão causada por esta ligação será

$$\Gamma = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0}. \quad (22)$$

Esta reflexão pode ser minimizada conectando uma linha de transmissão de impedância característica Z_1 e comprimento $l = \lambda/4$ entre a linha e a carga. O objetivo aqui é fazer com que a impedância de entrada do conjunto linha-carga seja Z_0 . Da equação 21, fazemos:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan(\beta l)}{Z_1 + jR_L \tan(\beta l)} \quad (23)$$

Para $l = \lambda/4$, temos

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (24)$$

Para que a reflexão seja nula, fazemos $Z_{in} = Z_0$, ou seja

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L}, \quad (25)$$

que é a média geométrica entre as impedâncias da linha de transmissão e da carga.

A desvantagem deste método é que seu funcionamento deixa de ser ideal quando a frequência de operação se afasta da frequência central de operação. No entanto, é possível adicionar mais seções, tornando a resposta menos seletiva.

1.1.4 Parâmetros de Espalhamento

Em situações práticas, realizar medidas de tensão e corrente em linhas de transmissão não-TEM pode ser bastante desafiador. Usualmente, estas grandezas são inferidas indiretamente por medidas de potência. Neste contexto, os parâmetros de espalhamento podem representar

redes de micro-ondas de maneira mais direta, e em melhor concordância com medidas experimentais.

Os parâmetros de espalhamento relacionam as ondas incidentes com as ondas refletidas nas portas de uma rede. Considere uma rede de N portas, onde V_n^+ é a amplitude da onda incidindo na porta n e V_n^- é a amplitude da onda refletida na porta n . A matriz espalhamento é definida em relação a estas amplitudes:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & S_{N3} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (26)$$

Os elementos da matriz podem ser determinados fazendo

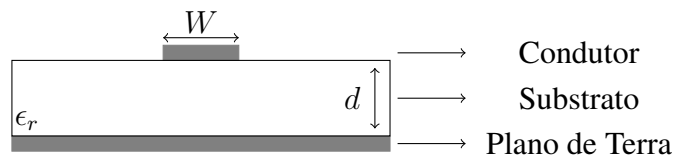
$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_n^+ = 0 \text{ para } n \neq j} \quad (27)$$

Em outras palavras, S_{ij} é encontrado alimentando-se a porta j com uma onda e medindo-se a onda refletida na porta i , enquanto as ondas incidentes em todas as demais portas são nulas. Isto implica que todas as portas $n \neq j$ deverão estar casadas para evitar reflexões. Sendo assim, o parâmetro S_{ii} representa o coeficiente de reflexão na porta i enquanto o parâmetro S_{ij} representa o coeficiente de transmissão da porta j para a porta i .

1.1.5 Linhas em Microfita

Como discutido previamente, a geometria em microfita (Fig. 4) consiste em uma linha fina de largura W suspensa sobre um plano de terra, que servirá como o segundo condutor da linha de transmissão. Devido a sua facilidade de fabricação, a apresenta-se como uma das mais populares estruturas para fabricação de circuitos planares.

Figura 4 – Estrutura em Microfita



Fonte: Acervo do Autor

A presença do dielétrico em $y < d$ faz com que o modo propagação não seja puramente TEM (transverso eletromagnético), mas um híbrido TM-TE. Em situações práticas, a espessura

do dielétrico é muito menor que o comprimento de onda do sinal, o que permite a aproximação do modo para *quasi*-TEM. Assim, o comportamento de parâmetros como velocidade de fase, constante de propagação e impedância característica podem ser aproximados através de soluções estáticas ou *quase*-estáticas.

Assim, a velocidade de propagação é dada por

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (28)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo e ϵ_e é a permissividade efetiva do material, dependente das propriedades intrínsecas e geométricas dos materiais. Uma vez que linhas de campo estarão entre o ar e o substrato dielétrico, a permissividade efetiva será maior que um e menor que a constante dielétrica do substrato.

A constante dielétrica efetiva de uma linha de microfitas é dada por

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (29)$$

em que ϵ_r é a constante dielétrica do substrato.

O uso da constante dielétrica efetiva pode ser interpretado como a substituição do par substrato-ar por um meio homogêneo de constante dielétrica igual a ϵ_e .

A impedância característica da linha será calculada por (POZAR, 2011)

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & \text{para } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}[W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{para } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (30)$$

Alternativamente, é possível encontrar a relação W/d em função da impedância característica desejada e do valor de ϵ_r da placa utilizada.

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - a} & \text{para } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/d > 2 \end{cases} \quad (31)$$

onde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (32)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (33)$$

1.1.6 Código Binário Refletido (Código Gray)

Em sistemas digitais, informações são armazenadas e transmitidas através de representação binária, ou seja, utilizando representação numérica em base dois, à oposição da

representação decimal. Esta prática vem da facilidade em se representar estas quantidades em sistemas eletrônicos, tomando os bits 0 e 1 como ausência ou presença de sinal respectivamente.

Por exemplo, a Lógica TTL (do inglês: *Transistor-transistor logic*) assume que o bit 0 será representado por nível de tensão zero e o bit 1 por nível de tensão de cinco volts.

Havendo a disponibilidade de armazenar n bits, será possível descrever 2^n diferentes estados, que podem ser usados para representar 2^n instâncias distintas de informação. Cada possível conjunto de n bits será denominado *palavra binária*. Deste princípio, surge a necessidade em criar uma correspondência entre as representações decimal e binária.

A forma mais direta de se conseguir esta correspondência é criar uma relação matemática entre a álgebra em base dois e a álgebra decimal, como explicitado a seguir:

$$A_{10} = \sum_{n=0}^N b_n \cdot 2^n \quad (34)$$

em que A_{10} é a representação decimal de um número, e b_n são os algarismos binários (e portanto, os bits) da representação binária deste mesmo número ($B_2 = b_N b_{N-1} \cdots b_2 b_1 b_0$). Na Tabela 1 está exemplificada a relação entre a representação binária tradicional e a representação decimal para os 16 primeiros números naturais.

Naturalmente, é possível ordenar arbitrariamente os dois conjuntos. Algumas ordenações apresentarão vantagens em relação a outras. A principal, e evidente, vantagem de se usar a representação binária tradicional é a facilidade de conversão entre representações.

No entanto, outras representações surgem para atacar problemas operacionais, como por exemplo as representações por ponto fixo e ponto flutuante (que são capazes de representar um subconjunto finito dos números reais) e a representação por complemento a dois (que facilita operações algébricas a nível de máquina).

Para nosso estudo, estamos interessados em um fenômeno específico: as transições entre as palavras binárias. Observando a tabela 1 é possível observar que, no código binário tradicional, há a transição de mais de um bit entre algumas palavras consecutivas. Por exemplo, entre as palavras 0011 e 0100 três bits estão sendo alterados simultaneamente. Como será visto adiante, estas transições serão representadas por frequências de corte em filtros rejeita-faixa.

Sendo assim, numa transição em que mais de um bit se altera simultaneamente, dois ou mais filtros devem possuir frequência de corte idêntica. Apesar de possuímos técnicas de projeto e fabricação de filtros avançadas, ainda ocorrem deslocamentos de frequência entre o esperado e o medido. Uma maneira de evitar a ocorrência deste fenômeno é substituir o código utilizado para representar os bits de saída por um código em que não haja a transição simultânea de bits entre palavras consecutivas.

Tabela 1 – Correspondência entre representações Binárias e a Decimal

Representação Decimal	Representação Binária Tradicional	Representação Binária Refletida
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

Fonte: Acervo do Autor

Uma possível forma de representação é o **Código Binário Refletido** (CBR) ou Código Gray (Segundo seu inventor, Frank Gray). Este código é denominado *refletido* por ser gerado a partir da reflexão do próprio código (Note a simetria entre as colunas). Com esta técnica, é possível criar um conjunto de palavras em que não há transição simultânea entre palavras consecutivas. O conjunto de palavras geradas pelo CBR para quatro bits também está representado na Tabela 1. Nas próximas seções será discutido o uso do código binário refletido para a criação de discriminadores de frequência, um dispositivo fundamental para os IFMs.

1.1.7 Código Binário Balanceado (Código Gray Balanceado)

Outra forma de representar palavras binárias é através do **Código Binário Balanceado**. Esta representação surge da necessidade em se homogenizar a quantidade de transições para cada bit. Isto é particularmente importante em sistemas eletromecânicos cuja vida útil depende diretamente do número de chaveamentos realizados pelos componentes internos. Se o código de representação utilizado possui transições balanceadas, a vida útil de cada componente individual será semelhante.

Para evidenciar este fato, note que o bit menos significativo da representação em CBR transiciona oito vezes quando se percorre as 16 palavras, enquanto o bit mais significativo transiciona apenas uma vez.

A solução para este problema é escolher uma ordem de palavras que, enquanto mantém

Tabela 2 – Correspondência entre representações Binárias Refletida e Balanceada

Representação Decimal	Representação Binária Refletida	Representação Binária Balanceada
0	0000	0000
1	0001	1000
2	0011	1100
3	0010	1101
4	0110	1111
5	0111	1110
6	0101	1010
7	0100	0010
8	1100	0110
9	1101	0100
10	1111	0101
11	1110	0111
12	1010	0011
13	1011	1011
14	1001	1001
15	1000	0001

Fonte: Acervo do Autor

a propriedade de possuir apenas uma transição por palavra consecutiva, torne o número total de transições por bit igual em cada coluna. A esta representação denominamos **Código Binário Balanceado** (CBB), cuja instância para 4 bits é exibida na Tabela 2.

É possível notar que no CBB o número de transições é igual a quatro para cada bit independentemente de sua posição. Além disto, a distância entre as transições é mais uniforme. Note o leitor que o bit menos significativo possui quatro transições quando considera-se o código como circular. Para este bit, a quarta transição ocorre quando o código incrementa a partir da última palavra, retornando para o início, ou seja, de 0001 para 0000.

Nas próximas seções, discutiremos um método de criar discriminadores de frequência a partir destes códigos. Também será mostrado que através do uso destes códigos, não somente a decodificação mas também o projeto dos filtros torna-se mais simplificado quando comparado às soluções tradicionais para a criação de DIFMs.

2 CIRCUITOS IDENTIFICADORES DE FREQUÊNCIA

No campo das tecnologias *wireless*, uma tarefa essencial é a determinação das características de sinais desconhecidos. Desde a eliminação de sinais interferentes até a identificação da posição de uma fonte de RF, os sistemas de detecção de frequência cumprem tarefas como medição de frequência, amplitude, largura de pulso, ângulo de chegada (AoA, do inglês: *angle of arrival*), tempo de chegada (ToA, do inglês: *time of arrival*) ou até mesmo as informações contidas nas ondas transmitidas, auxiliando sistemas dinâmicos na manutenção da segurança e qualidade do serviço (QoS). (MELO et al., 2013)

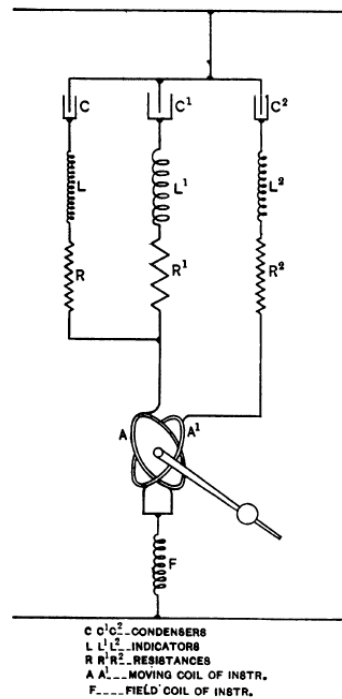
Desde o início do século 20, com a disseminação das telecomunicações comerciais, vários métodos para determinar as características de um sinal desconhecido foram sugeridos e aplicados com sucesso, principalmente com base em abordagens analógicas e sistemas eletromecânicos. Atualmente, os esforços têm sido direcionados para sistemas digitais que podem se comunicar diretamente em tempo real com sistemas de aquisição. Enquanto alguns métodos resultam em sistemas totalmente digitais, amostrando o sinal na entrada, as arquiteturas híbridas podem operar em frequências mais altas que excedem os limites de amostragem.

Ao longo da história da engenharia de RF/micro-ondas, muitos dispositivos foram desenvolvidos para indicar a frequência de operação de um sinal de entrada desconhecido, denominados discriminadores de frequência. Nesta seção, uma revisão histórica sobre a detecção de frequência é apresentada, bem como soluções mais recentes.

2.1 MÉTODOS PRIMITIVOS DE IDENTIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIA

No início da década de 1910, uma solução proposta envolvia a indução direta de uma bobina pelo uso de circuitos ressonantes. Os circuitos ressonantes eram circuitos RLC em série, cada um sintonizado em uma frequência diferente, com valores de 77, 58 e 36 Hz. O circuito ressonante de 77 Hz foi conectado à armadura que tendia a fazer a agulha subir. Os outros dois estavam conectados à armadura que move a agulha para baixo. O instrumento mede frequências de 55 a 65 Hz com notável sensibilidade (PRATT; PRICE, 1912). A Figura 5 mostra o conjunto desenvolvido para medição de frequência.

Figura 5 – Bobina para medida em frequência



Fonte: (PRATT; PRICE, 1912)

Mais tarde, a ponte de frequência foi introduzida (VELANDER, 1921). O esquema proposto é composto por uma indutância mútua variável M em série com um capacitor C , como mostra a Figura 6. Quando um circuito LC é alimentado por um sinal em sua frequência de ressonância ($\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$), a impedância do capacitor iguala-se à impedância do indutor.

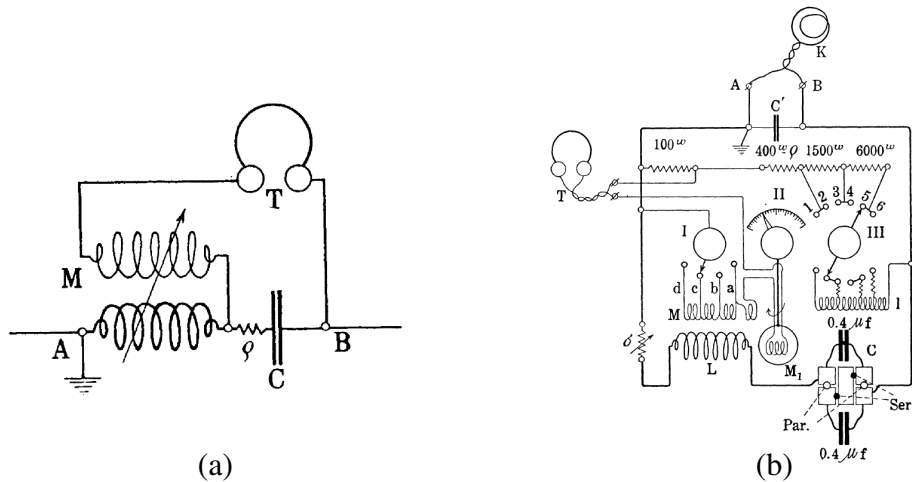
$$Z_C = Z_L = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

Se estes elementos estiverem em série, a corrente que percorre ambos será idêntica, o que resulta em quedas de tensões idênticas sobre ambos os elementos.

O princípio de operação deste sistema de identificação de frequência é ajustar a indutância até que a frequência de ressonância do circuito seja equivalente à frequência do sinal sob teste. Esta situação é atingida ao equalizar a queda de tensão na bobina secundária à queda no capacitor. Para auxiliar na indicação a ressonância, um indicador T é posicionado entre os dois elementos, como mostrado na Figura 6(a). Neste ponto em particular, a diferença de tensão sobre o indicador será nula, e portanto, a corrente sobre ele será também nula. Este elemento pode ser qualquer instrumento simples que indique quando a corrente que o percorre é nula. Na documentação original, o uso de um fone de ouvido ou um galvanômetro de vibração é sugerido. Quando o equilíbrio é alcançado, a frequência é calculada como uma função da indutância mútua e da capacitância. A Figura 6(b) mostra a implementação prática, onde três chaves são

usadas para controlar os parâmetros do circuito. A frequência foi inferida pela combinação de posições de comutação que resultaram em corrente nula no indicador zero. Esta montagem é capaz de medir frequências de até 3200 Hz.

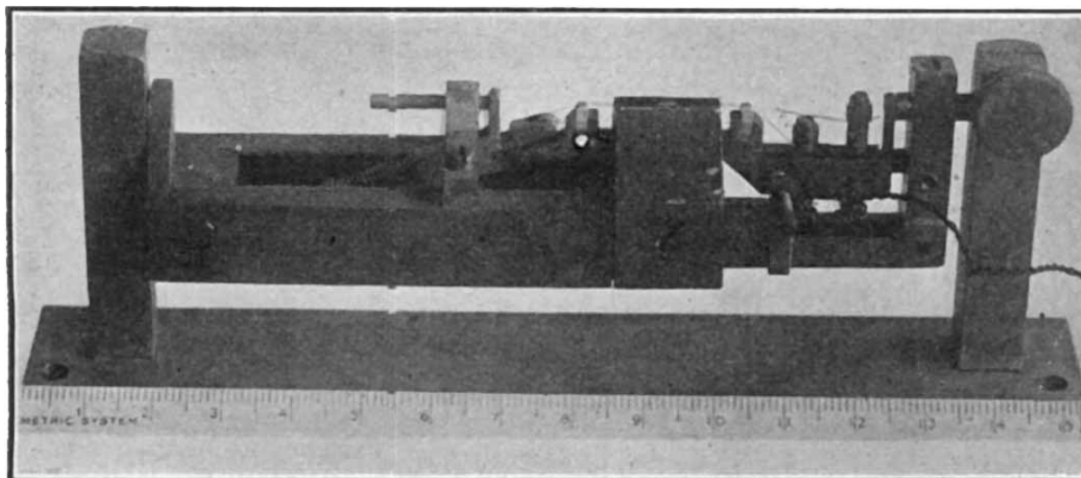
Figura 6 – Ponte de frequência usada para medir frequências até 3,2 kHz



Fonte: (VELANDER, 1921)

Um importante equipamento primitivo de medição foi o oscilógrafo (KENNELLY; HUNTER; PRIOR, 1920). Este dispositivo combina dois vibradores mecânicos e uma fonte de corrente alternada. Cada vibrador possui um espelho que oscila eletromecanicamente de acordo com a frequência do sinal de entrada. Os vibradores são posicionados perpendicularmente aos espelhos. Após os ajustes, um raio de luz produzido é posicionado em um ângulo que atinge um dos espelhos, refletindo a luz para o outro espelho e depois para uma tela ou um papel. A frequência controlada da fonte de corrente foi ajustada para obter ressonância entre os dois vibradores, produzindo figuras de Lissajour. A frequência pode ser então obtida por meio do ângulo da figura que aparece na tela. A Figura 7 mostra uma foto de um dos vibradores auxiliares usados nos oscilógrafos.

Figura 7 – Vibrador auxiliar de um oscilógrafo



Fonte: (KENNELLY; HUNTER; PRIOR, 1920)

Sendo um dispositivo mecânico, o oscilógrafo está sujeito interferências causadas por vibrações além de ser um dispositivo frágil calibrado através da distância e ângulo relativo entre os espelhos dos seus vibradores. Daí surge a necessidade do uso de sistemas de identificação em frequência completamente eletrônicos, baseados em discriminadores de frequência, isto é, dispositivos capazes de indicar indiretamente a frequência de um sinal utilizando grandezas auxiliares mais simples de serem medidas, como potência média ou envoltória. A próxima seção averigua as tentativas de se desenvolver tais sistemas.

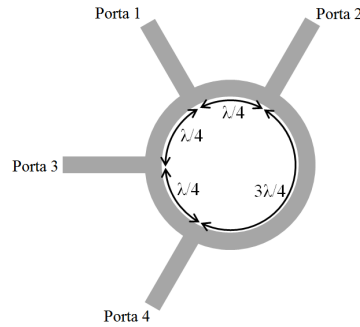
2.2 IDENTIFICADORES INSTANTÂNEOS DE FREQUÊNCIA (IFMs)

Na década de 1950, grande atenção foi dada ao estudo e fabricação de sistemas analógicos de medição de frequência instantânea, incentivados por aplicações de guerra eletrônica (EAST, 2012). A técnica para detectar a frequência de um sinal de entrada desconhecido envolvia dividir o sinal em duas metades, permitindo que cada metade propagasse por caminhos diferentes e, em seguida, combiná-las novamente para identificar a frequência do sinal através de interferometria.

Na época em que esses dispositivos foram desenvolvidos, a indústria de micro-ondas era dominada por guias de ondas e linhas coaxiais, assim, as soluções iniciais de IFM incluíam o anel coaxial, também conhecido como acoplador *rat-race*. O anel coaxial é uma rede de 4 portas que opera como um acoplador, dividindo um sinal de entrada em duas porções de meia potência. Além disso, a porta de entrada determina o deslocamento de fase entre os sinais de saída. As portas do dispositivo são conectadas por meio de uma linha de transmissão circular, conforme apresentado na Fig. 8. Cada porta é separada por um trecho de quarto de comprimento de onda,

exceto por duas delas, separadas por um trecho de três quartos de comprimento de onda.

Figura 8 – Acoplador *rat-race*



Fonte: (EAST, 2012)

Essa conexão fornece ao dispositivo uma característica interessante, dada (na frequência central) pela matriz S abaixo:

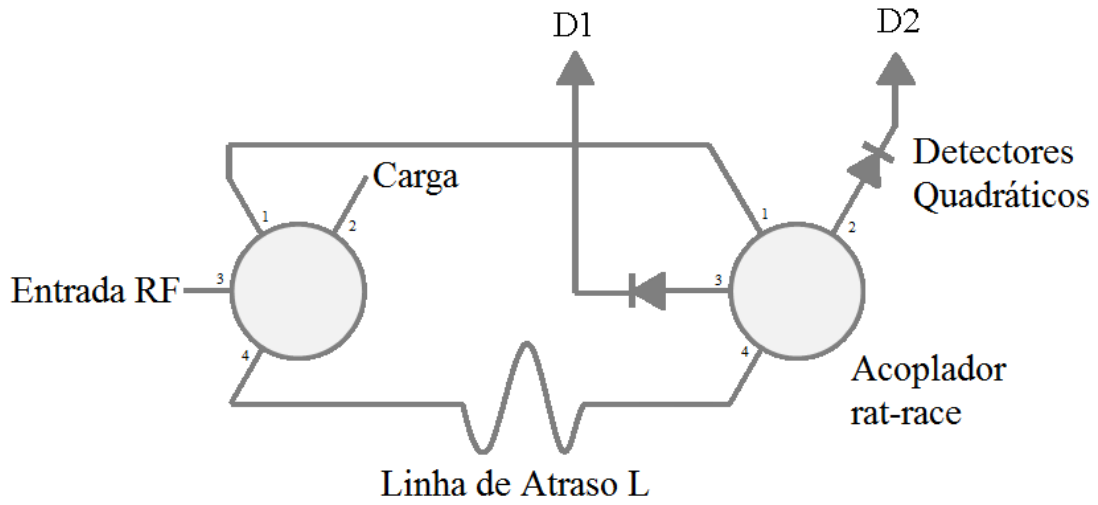
$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

onde $j = \sqrt{-1}$.

Quando um sinal é aplicado à porta 1, ele é dividido em duas metades em fase nas portas 2 e 3, enquanto a porta 4 é isolada. No entanto, quando aplicado à porta 2, o sinal é dividido em duas metades com uma diferença de fase de 180 graus. Observe que, como a estrutura é simétrica, as portas 3 e 4 se comportam de maneira semelhante às portas 1 e 2, respectivamente (note que as portas isoladas também mudam de acordo). Essa característica pode ser explorada para criar um interferômetro.

A Figura 9 mostra uma configuração primitiva de IFM que usa dois acopladores *rat-race*.

Figura 9 – Configuração de IFM primitiva



Fonte: (EAST, 2012)

Na operação, o sinal de entrada é aplicado à porta 3 do primeiro acoplador (A_1). Isto provoca o surgimento de dois sinais idênticos $e_1(t)$ e $e_2(t)$. Para evitar retorno indesejado de sinais na porta 1 deste mesmo acoplador, acopla-se a ela uma carga casada.

Para que a interferometria ocorra, é necessário causar uma diferença de fase entre os sinais. Isto é feito através de caminhos distintos com comprimentos L_1 e L_2 , resultando nos sinais $e_1(t - \tau_1)$ e $e_2(t - \tau_2)$, sendo τ_1 e τ_2 os atrasos causados respectivamente pelas linhas de comprimentos L_1 e L_2 .

O acoplador A_2 serve para misturar os dois sinais, utilizando as portas 1 e 4 do acoplador e permitindo a leitura nas portas 2 e 3. A saída de sinal na porta 3 é proporcional à soma desses sinais, enquanto a saída na porta 2 é proporcional à diferença entre os sinais. Os sinais nas portas 3 e 4 são detectados por meio de detectores quadráticos.

Ignorando a dependência da característica do acoplador com a frequência e a amplitude dos sinais de entrada, as duas saídas D_1 e D_2 são dadas pelas expressões abaixo (EAST, 2012):

$$D_1 = V \left[1 + \cos \frac{2\pi L f}{c} \right] \approx \cos^2 \frac{2\pi L f}{c} \quad (3)$$

$$D_2 = V \left[1 + \cos \frac{2\pi L f}{c} + \pi \frac{\lambda_0}{\lambda} \right] \approx \cos^2 \frac{2\pi L f}{c} + \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_0}{\lambda} \quad (4)$$

A razão entre as saídas do detector (D_2/D_1) resulta em uma função monotônica proporcional ao quadrado da tangente da frequência de operação e independente da amplitude

de entrada do sinal:

$$\frac{D_2}{D_1} \approx \tan^2 \frac{\pi L f}{c} \quad (5)$$

Conhecendo-se o atraso L , a frequência do sinal de entrada pode ser inferida. Além disso, se D_1 e D_2 são plotados nos eixos X e Y de um osciloscópio, o ângulo do vetor resultante é uma função da frequência e pode ser usado para determinar seu valor graficamente ao longo de um quadrante.

Posteriormente, com o desenvolvimento de linhas de microfita, diferentes acopladores foram utilizados, como o divisor de potência Wilkinson. Mais recentemente, foi demonstrado que este método pode ser aplicado para identificação de frequência em *microwave photonics* (ZHOU et al., 2010), (PAN; YAO, 2010) e (DAI et al., 2010), técnica híbrida entre micro-ondas e ótica. Apesar de ter sido demonstrada há mais de 50 anos, a técnica ainda é usada atualmente para detecção de frequência, para a determinação de sinais pulsados de alta frequência (DORRER, 2013).

2.3 OUTROS MÉTODOS DE IDENTIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIA

2.3.1 Varredura em Frequência

Uma forma de identificar características de um sinal é utilizar um sinal auxiliar cuja frequência varia continuamente com o tempo dentro de um intervalo predefinido (ou uma sequência de pulsos em que a frequência é incrementada a cada novo pulso). Este sinal auxiliar é combinado com o sinal desconhecido através de uma rede cuja resposta é conhecida. Se a rede for bem escolhida, é possível fazer com que características do sinal de saída como amplitude e potência sejam dependentes da frequência de entrada do sinal desconhecido.

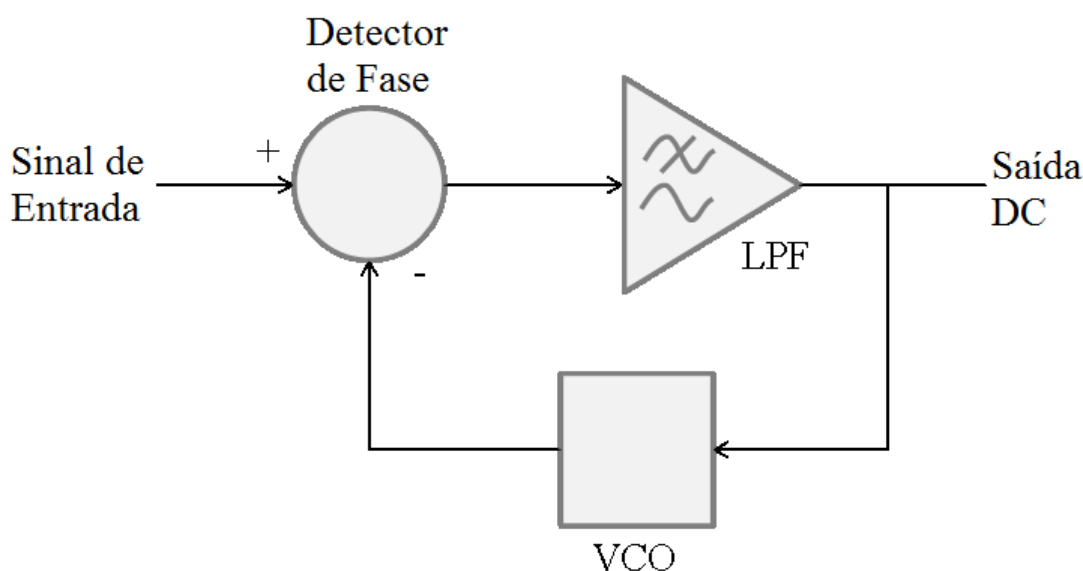
Informações como função de transferência, parâmetros S e impedância de entrada são resultados diretos desse processo de medição. No entanto, muitas outras quantidades podem ser encontradas aplicando-se esta técnica, como demonstrado em sensores de pressão sem fio (XIONG et al., 2013) e ressonância magnética (IDIYATULLIN et al., 2006).

A tarefa de analisar as características de um sinal de entrada pode ser feita por um filtro sintonizável e controlado para varrer um intervalo de frequência predeterminado. Receptores super-heteródinos podem ser usados para mover sinais que estão fora do alcance do filtro ajustável para dentro da banda de varredura e, portanto, aumentar o alcance do dispositivo.

Outro método para detecção de frequência envolve o uso de um circuito PLL (do inglês, *Phase-Locked Loop*) (TALBOT, 2012). O PLL ideal é composto por um oscilador controlado por tensão (VCO), um detector de fase e um filtro passa-baixas. Seu objetivo é fazer variar a

frequência gerada pelo VCO até que corresponda à frequência do sinal de entrada. As aplicações deste circuito podem ser encontradas em dispositivos como receptores AM e FM, modems, sintetizadores de frequência, dispositivos sem fio, telefones celulares e muitos instrumentos analógicos e digitais. A Figura 10 apresenta o diagrama de blocos de um PLL ideal.

Figura 10 – Identificador de Frequência usando um PLL



Fonte: (TALBOT, 2012)

O detector de fase gera um nível de tensão CC proporcional à diferença de fase entre suas entradas. Essa tensão é interfaceada (usando filtros ou amplificadores sintonizados) e, em seguida, realimentada à entrada do VCO. Esta realimentação negativa garante que o circuito converge para o ponto onde não há diferença de fase entre os sinais de entrada e, portanto, as frequências coincidem. A frequência do sinal de entrada pode ser determinada lendo a tensão de entrada do VCO.

2.3.2 Identificadores Digitais de Frequência

Quando as tecnologias de radar se tornaram disponíveis e a detecção de fontes de sinais tornou-se uma tarefa vital para a guerra eletrônica, os sistemas digitais não estavam disponíveis. Portanto, as soluções fornecidas foram baseadas em projetos analógicos. No entanto, à medida que a tecnologia digital começou a crescer, o armazenamento, processamento e transporte de informações migraram para o mundo digital. Assim, a necessidade de soluções digitais no IFM aumentou.

Como previsto, a resposta dos sistemas analógicos é mais rápida quando comparada aos seus equivalentes digitais por não necessitarem de amostragens e não estarem limitadas por

ciclos de máquina. No entanto, o crescente desenvolvimento de sistemas digitais permite um processamento de sinais rápido e preciso, de forma que os atrasos produzidos são insignificantes. Com o uso de circuitos digitais modernos e FPGAs (do inglês, *Field Programmable Gate Arrays*), a taxa de amostragem e a velocidade de processamento podem atender aos requisitos de sistemas de tempo real.

Um discriminador digital de frequência (DFD, do inglês *Digital Frequency Discriminator*) compreende uma solução totalmente digital que implementa as mesmas funções de um discriminador analógico frequência usando processamento digital de sinais. Os discriminadores digitais de frequência normalmente usam técnicas de amostragem de sinais ou de cruzamento zero, o que requer hardwares com performance superior.

Um método demonstrado para detecção de frequência usa um DFD baseado em flip-flops do tipo D associados a elementos digitais simples (dois contadores, dois registradores e um comparador) (SHAN; CHEN; LIU, 2012). O DFD cria um trem de pulsos cujo ciclo de trabalho é proporcional à razão entre as frequências de dois sinais de entrada. Contadores são usados para determinar o comprimento do trem de pulso. Esses elementos são usados como subsistemas de um PLL digital.

Um método interessante para minimizar erros durante o processamento de sinais é usar múltiplos dispositivos paralelos e comparar os resultados independentemente. Em (WANG et al., 2008), a frequência de um sinal recebido é determinada pela utilização de vários contadores. Uma cadeia de atraso (composta por qualquer dispositivo que produza atraso de tempo, como uma linha de transmissão ou portas lógicas) é usada para produzir várias cópias do sinal original, cada cópia atrasada por um período de tempo predeterminado. Então, cada sinal atrasado é submetido a um contador. Os resultados individuais são comparados e compilados em um resultado final. O experimento mostrou que a frequência média estimada por vários dispositivos em paralelo é mais precisa quando comparada à frequência estimada por um único contador.

Como uma resposta natural à variedade, alta capacidade de processamento computacional e simplicidade dos sistemas digitais modernos, estes têm sido frequentemente utilizados para as técnicas de identificação de propriedades de sinais. A seguir serão mencionadas algumas formas mais diretas de se obter a frequência de um sinal através de processamento digital de sinais.

2.3.2.1 Contador de Frequência

A maneira mais direta de determinar a frequência de um sinal desconhecido é obtendo-a diretamente. Monitorando o sinal é possível determinar quantas vezes o sinal cruzou o ponto zero. A razão entre o número de cruzamentos e o tempo observado resulta na frequência do

sinal. Essa abordagem requer um módulo de circuito de entrada para realizar o condicionamento de sinal inicial e um temporizador independente cuja frequência de amostragem é ao menos duas vezes superior à frequência do sinal desconhecido, como estabelecido pelo Teorema da Amostragem de Nyquist-Shannon. FPGAs podem ser usadas para medição direta de frequência com contadores digitais (VALDES et al., 2008).

Sendo uma maneira simples de criar um sistema de detecção de frequência digital, muitas aplicações que se utilizam deste método podem ser encontradas, incluindo detecção de imagens (TANG; TANG, 2009), RFID (MCCOY et al., 2007), detecção de falhas em máquinas rotativas (XIU-QIN; GE-WEN, 2011) e sensoriamento biológico (ABDULLAH et al., 2014).

Outras soluções foram implementadas para minimizar o erro associado à oscilação interna do temporizador, como a compensação de flutuação de temperatura (COOK; GRAHAM, 1986). O uso de FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) também é relatado (SZPLET et al., 2010) e (CHOU; HSIEH, 2013).

Recentemente, com o advento da emulação de circuitos usando softwares sofisticados, esta tarefa pode ser executada usando circuitos virtuais que se mostraram mais precisos quando comparados aos circuitos tradicionais (BEDRNÍK et al., 2014). Apesar de ser uma técnica muito simples, ela pode ser aplicada a qualquer faixa de frequência, incluindo aplicativos Terahertz (ITO et al., 2013).

2.3.2.2 Transformada de Fourier

No século XIX, o matemático e físico Jean-Baptiste Fourier descreveu uma função matemática capaz de decompor sinais periódicos em suas componentes harmônicas. Esta relação, a saber, a Transformada de Fourier (ADVANCED... , 1987), é amplamente utilizada para descrever sinais no domínio da frequência nos campos da matemática, física e engenharia. Expressa por 6, é válida para funções contínuas que não contêm singularidades, onde $f(t)$ é a função do domínio do tempo a ser analisada.

$$\mathcal{F}(f(t)) = F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (6)$$

A operação equivalente discreta desta função é conhecida como Transformada Discreta de Fourier (DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*) e relaciona uma sequência finita de amostras igualmente espaçadas $x[t_n]$ a uma combinação finita de harmônicos $X[\omega_k]$ e é dada por 7, sendo adequada para aplicações digitais, já que todo processamento de dados é limitado

a um número finito de amostras.

$$X[\omega_k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[t_n] \cdot e^{-j\omega_k t_n} \quad (7)$$

Uma das principais vantagens do uso da Transformada de Fourier inclui a solução de operações complexas no domínio do tempo que podem ser facilmente resolvidas no domínio da frequência. O mais amplamente conhecido é o teorema da convolução, que afirma que a convolução de um par de funções $f(t)$ e $g(t)$ no domínio do tempo pode ser realizada por uma simples multiplicação de suas correspondentes transformadas de Fourier no domínio da frequência como mostrado em 8.

$$\mathcal{F}(f(t) * g(t)) = \mathcal{F}(f(t)) \cdot \mathcal{F}(g(t)) \quad (8)$$

De fato, muitos sistemas computacionais realizam convoluções aplicando a DFT a funções de entrada individuais, multiplicando ambas as transformadas e calculando a DFT inversa desse resultado, já que esse método requer menos operações. Esta alternativa é viável devido ao fato de que um grande esforço foi colocado no desenvolvimento de algoritmos que realizam a Transformada Discreta de Fourier com um número de operações significativamente reduzido. Esses algoritmos são chamados de *Fast Fourier Transform* (FFT), pois exigem menor número de operações para serem realizados.

Uma propriedade interessante da Transformada de Fourier é que qualquer sinal periódico pode ser representado como a soma de oscilações harmônicas com frequências discretas. Assim, um sinal de entrada pode ser processado usando a Transformada de Fourier para obter seus harmônicos de frequência, determinando assim as componentes de frequência do sinal.

Muitas aplicações fazem uso da FFT para descobrir propriedades de variáveis. Em (VOGT, 2005), a FFT é aplicada na medição do fluxo sanguíneo através da análise de sinais de ultrassom usando o efeito Doppler.

Uma das limitações da FFT é que o sinal deve ser amostrado para obter a resposta de frequência. Isso requer alocação de memória, circuitos de amostragem rápidos e hardware de cálculo dedicado. No entanto, foi demonstrado um método que usa a FFT para calcular frequências acima daquelas limitadas pelo teorema de amostragem de Nyquist-Shannon (WANG; Lü, 2010), ou seja, permite o uso de menos informação, exigindo, portanto, menos alocação de memória. Além disso, as propriedades do circuito serão calculadas em um tempo menor, para uma determinada frequência, enquanto aumenta a frequência máxima mensurável para uma dada tecnologia de circuito.

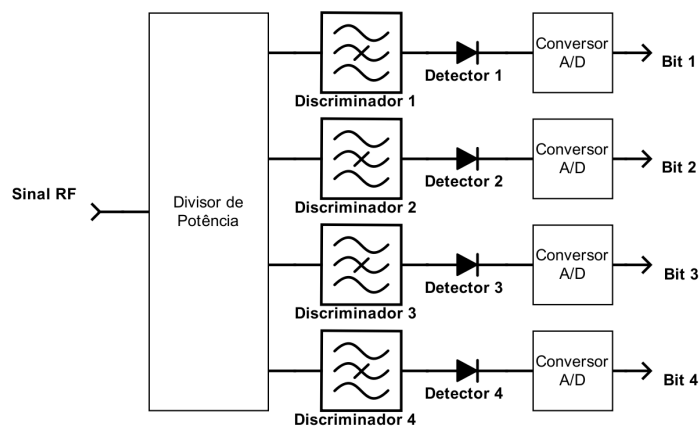
2.4 O IDENTIFICADOR DIGITAL INSTANTÂNEO DE FREQUÊNCIA (DIFM)

Nesta tese, estamos interessados em demonstrar o uso do Código Binário Balanceado na implementação de um Sistema Identificador Digital Instantâneo de Frequência (DIFM) operando na banda S com 4 bits, ou seja, 16 sub-bandas. Nas próximas seções serão discutidos aspectos importantes da topologia deste sistema.

2.4.1 Arquitetura

Um DIFM pode ser obtido através do uso de dispositivos de micro-ondas como exibido na Fig. 11. O interesse primário é estabelecer uma correlação entre grandezas, tornando possível a inferência da frequência através de uma medida indireta. Naturalmente, esta nova grandeza deve ser mais fácil de medir que a anterior. A abordagem neste caso particular consiste em relacionar a potência da onda na saída com a frequência do sinal na entrada.

Figura 11 – Arquitetura básica de um DIFM



Fonte: Acervo do Autor

Como o DIFM se trata de um sistema digital, suas saídas devem ser representadas por palavras binárias de n bits, o que resulta em 2^n possíveis representações. Se a faixa de detecção possuir largura Δf , no melhor caso, o DIFM será capaz de indicar a qual das 2^n sub-bandas pertence o sinal de entrada. Idealmente, cada sub-banda deverá possuir largura $\Delta f' = \Delta f / 2^n$.

Como estamos interessados em detecção instantânea, o interesse neste tipo de sistema é compô-lo exclusivamente de dispositivos assíncronos, isto é, não limitados por relógios internos, o que exclui o uso de processadores, contadores e sistemas de varredura.

A saída para criar vários bits é, portanto, utilizar-se de paralelismo. Desta forma, o sinal de entrada será dividido em n porções idênticas. Para gerar estas n porções do sinal de

entrada, utiliza-se o dispositivo conhecido como divisor de potência. Cada uma destas porções será submetida a um percurso que resultará em um dos bits de saída. É evidente que estes bits deverão assumir valores distintos em alguns momentos, o que significa que as características elétricas dos percursos a que serão submetidos os sinais são também distintas e dependem do código binário escolhido para a representação na saída. Como discutido neste texto, a escolha do código pode influenciar fortemente nas propriedades dos dispositivos utilizados.

Logo em seguida, surgem os discriminadores de frequência. A função deste dispositivo é criar uma relação direta entre frequência de entrada e potência média do sinal de saída. Para cumprir esta tarefa, pode-se empregar qualquer dispositivo que possua resposta em frequência $H(j\omega)$ bijetora dentro dos limites de operação. Se isto é verdade, controlando-se a potência do sinal de entrada, é possível levantar uma função $P_{sa}(f_{op})$ que relacione univocamente a frequência de operação à potência de saída. Isto significa que, mantidas estas condições, medindo a potência de saída no discriminador, é possível determinar por inferência a frequência de operação.

Contudo, após o discriminador, o sinal de RF precisa ser convertido em sinal CC para que possa ser corretamente interpretado como um bit de saída. Nesta tarefa, utilizam-se os detectores não somente como bloqueador de RF (impedindo os sinais de alta frequência de estarem presentes na saída do circuito) bem como correlacionando a sua tensão de saída com a potência de saída dos discriminadores. Um detector a cristal, por exemplo, possui tensão de saída proporcional ao quadrado da potência do sinal de entrada, operando dentro de uma certa faixa de frequência.

Após os detectores, o sinal é puramente CC, cujo nível representa a potência de saída nos discriminadores. Se estes últimos forem bem dimensionados, esta tensão CC representará indiretamente a frequência do sinal de entrada.

Como o sistema é digital, um conversor A/D é utilizado para converter as tensões nas saídas dos detectores a níveis padronizados pela eletrônica digital. O nível TTL, por exemplo, compreende bits 1 como tensões próximas de 5V e bits 0 como tensões próximas a 0V.

Note que como cada conversor é responsável por um bit de saída, o conversor A/D só precisa ter um bit de saída (conversor A/D monobit). Possuindo apenas um bit de saída, o tempo de processamento de um conversor A/D monobit é consideravelmente menor quando comparado aos conversores de múltiplos bits.

O uso conversor A/D é aparentemente uma contradição ao desejo de evitar-se dispositivos síncronos, uma vez que a maioria dos conversores possui relógio interno. Porém, alternativas serão discutidas a seguir.

2.4.2 Conversores A/D

Considere o sinal proveniente da saída de um detector de RF conectado a um DIFM. Suponha também que estamos considerando as tensões em torno de uma transição de sub-banda. Se os discriminadores de frequência foram projetados corretamente, existirá uma tensão de limiar V_{th} que corresponde exatamente à frequência de transição f_t . Para uma transição positiva (em que V_{det} cresce com a frequência) é possível afirmar que tensões acima de V_{th} indicam que o sinal de entrada pertence à sub-banda acima de f_t e que as tensões abaixo de V_{th} indicam que o sinal de entrada pertence à sub-banda abaixo de f_t . O oposto ocorrerá quando houver transição negativa.

Assim, em se tratando de um sistema digital, é desnecessário saber qual o nível CC exato na saída do detector, mas somente determinar se o nível está acima ou abaixo da tensão de limiar V_{th} . Com isso, a forma mais simples de se implementar um conversor A/D monobit é usando um simples comparador analógico.

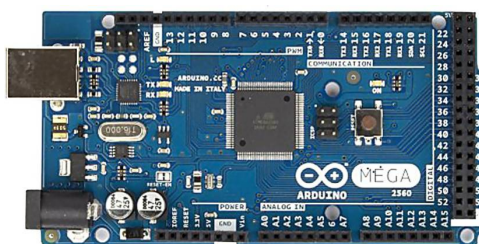
Note que os comparadores analógicos, por serem assíncronos, atendem ao critério estabelecido anteriormente para se caracterizar o sistema como instantâneo.

2.4.2.1 O uso de Microcontroladores como conversores A/D

Apesar de instantâneo, um sistema DIFM será utilizado dentro de um sistema de supervisão e/ou segurança. É natural assumir que este sistema deverá comunicar-se com outros sistemas e que esta comunicação será feita por meio digital. Neste cenário, o uso de um microcontrolador é justificável, uma vez que pode ser necessário lidar com o interfaceamento entre estes sistemas.

Neste contexto o uso de sistemas de prototipagem em microcontroladores facilita bastante a construção destes sistemas em laboratório. Em particular, a plataforma ArduinoTM se mostra bastante útil, tendo sido aplicada em alguns DIFMs produzidos pelo laboratório de micro-ondas, como pode ser exemplificado em (OLIVEIRA et al., 2015).

Figura 12 – Arduino MEGATM



Fonte: Disponível em www.arduino.cc

3 DECODIFICAÇÃO EM SISTEMAS DE IDENTIFICAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Como discutido anteriormente, há várias formas de se medir a frequência de um sinal. Neste trabalho, estamos interessados em estimar a frequência de um sinal por meio de medidas de potência em pontos determinados. A principal vantagem deste método é a simplicidade dos circuitos necessários para a identificação.

Para compreender melhor o procedimento de inferência da frequência, considere que o discriminador de frequência é uma rede de micro-ondas de duas portas cujo parâmetro de espalhamento $S_{21}(f)$ varia com a frequência. Suponha também que esta função é monotônica dentro de um intervalo $[f_1, f_2]$. É necessário também que a característica desta rede seja linear para que não surjam na saída produtos de intermodulação ou distorções. Se estes requisitos são atendidos, isto significa que a cada frequência $f \in [f_1, f_2]$ corresponderá um valor único de $S_{21}(f)$ que não se repetirá para nenhuma outra frequência dentro deste intervalo. Se isto for válido, aferir o valor de S_{21} neste sistema corresponde a estimar a frequência de operação.

Contudo, a medição da tensão instantânea em frequências de micro-ondas pode não ser uma tarefa simples para a tecnologia disponível. Felizmente, os detectores de rádio-frequência são dispositivos que convertem a energia de uma onda em um sinal CC cujo valor é proporcional ao quadrado da potência do sinal de entrada. Além disto, na saída de um detector de RF ideal não há presença de sinal de RF, o que facilita o isolamento entre o circuito de RF e o circuito CC (para aquisição/processamento das tensões CC). Seguindo este princípio, é possível empregar circuitos digitais simples para identificar sinais de frequências muito superiores a suas taxas de amostragem, como demonstrado em (OLIVEIRA et al., 2015).

Assim que o sinal $e_1(t)$ é recebido por meio de um receptor, é submetido a um pré-processamento para que a potência do sinal $e_2(t)$ na entrada do discriminador seja constante. Se estamos interessados na relação entre potências de entrada e saída, fixar a potência na entrada nos dá a vantagem prática de inferir a frequência do sinal em função apenas da potência do sinal de saída ($e_3(t)$). Isto é feito através do detector de RF, que retorna em sua saída uma tensão V_{det} constante e proporcional ao quadrado da potência do sinal. Caracterizar corretamente um sistema IFM significa estabelecer uma função $f_{op}(V_{det})$ que relacione diretamente a tensão na saída do detector com a frequência de operação. Se a rede utilizada como discriminador for corretamente escolhida, a função $V_{det}(f_{op})$ possuirá correspondência biunívoca, isto é, para

cada possível valor de frequência de operação pertencente ao intervalo $[f_1, f_2]$ a saída gerada assumirá um valor distinto e único. Desta forma, é possível inferir a frequência de operação se a tensão de saída for medida, e se assumirmos que f_{op} pertence à banda de operação. Note o leitor que é simples conseguí-lo utilizando um filtro passa-banda na entrada do receptor.

Nota: vale afirmar a este ponto que para que o circuito detecte corretamente a frequência de operação, é necessário que o sinal $e_1(t)$ seja puramente senoidal, ou, ao menos que a componente fundamental de frequência seja muito maior que as demais.

3.1 A QUESTÃO DA SENSIBILIDADE

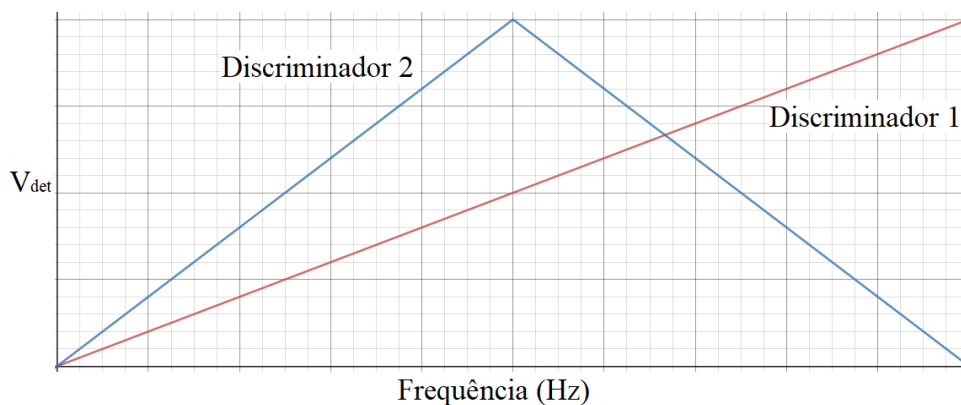
Em um sistema como este a sensibilidade pode ser definida por

$$S_{V_{det}}^{f_{op}} = \frac{\partial f_{op}}{\partial V_{det}} \cdot \frac{V_{det}}{f_{op}} \quad (1)$$

Sendo assim, aumentar a inclinação da curva $f_{op}(V_{det})$ representa um aumento na sensibilidade. No entanto, uma consequência direta deste aumento na inclinação é a redução da banda total de operação $\Delta f = f_2 - f_1$.

Uma forma de contornar esta limitação é utilizar dois discriminadores em paralelo, como indicado na Fig. 13. O primeiro discriminador cobriria a banda total monotonicamente enquanto o segundo teria característica mais íngreme (aumentando a sensibilidade).

Figura 13 – Tensões de saída para um sistema IFM linear com dois discriminadores



Fonte: Acervo do Autor

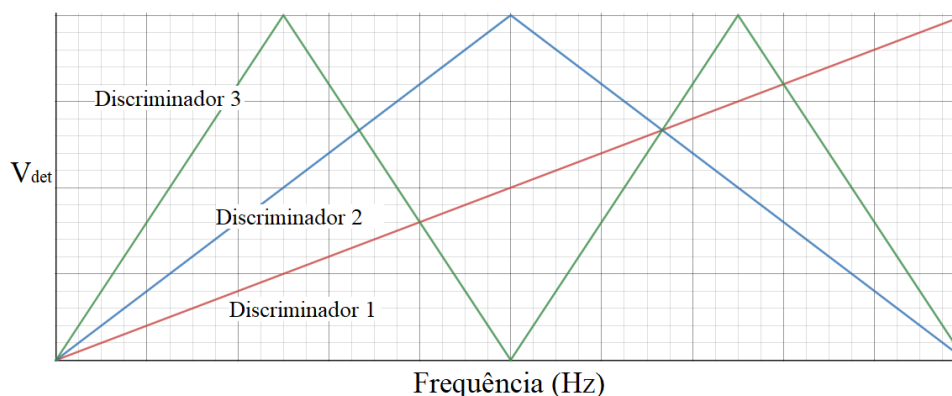
Perceba que a função $V_{det2}(f_{op})$ não é injetora. Isto significa que, se interpretássemos os dados na saída do detector 2 isoladamente não seria possível determinar com exatidão a frequência de operação, pois ainda restariam duas possibilidades de interpretação. Contudo, o primeiro discriminador possui resposta injetiva. Isto significa que a resposta no primeiro

discriminador pode ser interpretada como se sua função fosse meramente retirar a ambiguidade presente na determinação realizada pelo discriminador 2.

Observando por esta ótica, podemos interpretar a adição do segundo discriminador como uma subdivisão da banda total. Observando a resposta do primeiro discriminador, podemos estabelecer um limite (observado na tensão) que divida a banda total em duas sub-bandas. Após a determinação da sub-banda, o segundo discriminador é utilizado para determinar a frequência. Idealmente, este limite deve estar no centro da banda total, o que implica que o máximo local da função de transferência do segundo discriminador deve estar posicionado no meio da banda total.

Repetindo o procedimento, um terceiro discriminador pode ser utilizado para aumentar ainda mais a sensibilidade do sistema. Os máximos de sua função de transferência, por sua vez, estarão posicionados no centro das sub-bandas criadas pela resposta do discriminador anterior (ver Fig. 14).

Figura 14 – Tensões de saída para um sistema IFM linear com três discriminadores



Fonte: Acervo do Autor

3.2 DECODIFICAÇÃO EM SISTEMAS DIGITAIS INSTANTÂNEOS IDENTIFICADORES DE FREQUÊNCIA

Como discutido na seção anterior, sistemas de identificação instantânea de frequência necessitam de discriminadores de frequência para representar esta variável de maneira indireta. Tradicionalmente, a saída de um IFM é interpretada analogicamente. A maneira mais simples de converter a informação de um IFM em digital é através de um comparador. Quando a tensão em um nó é superior a um certo limite V_{th} , a saída é interpretada como o bit 1. Caso contrário, a saída será interpretada como o bit 0.

Esta maneira, apesar de aparentemente simplória, é a forma mais rápida de conversão A/D, uma vez que não necessita do uso de componentes síncronos, podendo ser sintetizada

apenas com um circuito comparador.

A estratégia utilizada aqui é subdividir a banda detectável com sucessivos discriminadores. Ou seja, o primeiro discriminador dividirá a banda exatamente ao meio. O segundo discriminador subdividirá as bandas ao meio novamente, e assim sucessivamente. Isto implica que usando n discriminadores, resultaremos em 2^n sub-bandas.

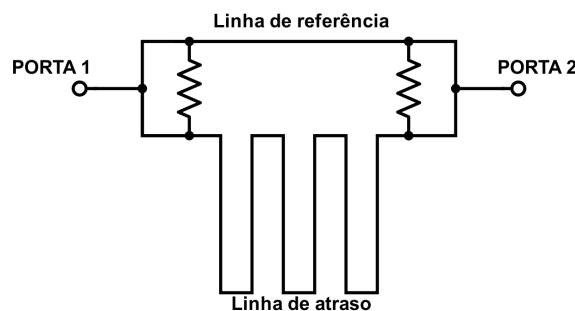
Ou seja, o circuito aqui demonstrado **não será capaz de determinar a frequência exata do sinal de operação**, mas indicará apenas em qual das 2^n sub-bandas o sinal está contido, e esta tarefa será executada no menor tempo possível, isto é, no tempo de propagação da onda pelo circuito.

Deve ficar claro ao leitor que este dispositivo dedica-se ao uso como sistema auxiliar de detecção. O uso deste componente, quando aliado a um sistema de varredura, é capaz de reduzir significativamente o tempo de detecção.

3.3 INTERFERÔMETROS COMO DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA

Como pode ser observado na Fig. 14, espera-se que os discriminadores de frequência possuam resposta em frequência periódica dentro dos limites de detecção. Dentre as possibilidades de redes de micro-ondas disponíveis para serem escolhidas como discriminadores, os interferômetros figuram como uma excelente opção pela sua simplicidade de funcionamento e implementação. A Fig. 15 exibe um diagrama de blocos dos componentes de um interferômetro planar.

Figura 15 – Arquitetura de um interferômetro planar



Fonte: Acervo do Autor

Um interferômetro básico pode ser obtido através do uso de dois divisores/combinadores e duas linhas de transmissão de comprimentos L_1 e L_2 . Admita que $L_2 > L_1$. Se um sinal senoidal $v_i(t) = A \cos(2\pi f_{op}t)$ é inserido na entrada de um interferômetro, após o divisor de potência serão percebidos dois sinais

$$v_a(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{op}t) \quad (2)$$

$$v_b(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{op}t) \quad (3)$$

$$(4)$$

Após trafegarem pelas linhas de transmissão, ambos os sinais sofrerão diferença de fase devido ao comprimento não nulo do percurso:

$$v'_a(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{op}t + \frac{2\pi}{\lambda} L_1) \quad (5)$$

$$v'_b(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_{op}t + \frac{2\pi}{\lambda} L_2) \quad (6)$$

$$(7)$$

em que λ é o comprimento de onda correspondente à frequência de operação. Posteriormente, os dois sinais são somados, e portanto, o sinal de saída será:

$$\begin{aligned} v_o &= A \left[\cos \left(2\pi f_{op}t + \frac{2\pi}{\lambda} L_1 \right) + \cos \left(2\pi f_{op}t + \frac{2\pi}{\lambda} L_2 \right) \right] = \\ &= A \cos \left[\frac{\pi}{\lambda} (L_2 - L_1) \right] \cos \left[2\pi f_{op}t + \frac{\pi}{\lambda} (L_2 + L_1) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

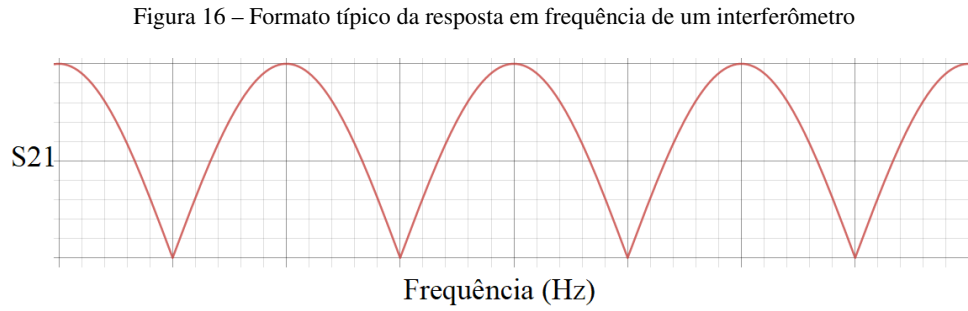
Por esta análise, pode-se notar que a *amplitude* de v_o é uma função da diferença entre os comprimentos físicos das linhas de transmissão. Se o meio de propagação possuir permissividade elétrica efetiva ϵ_e , o comprimento de onda pode ser expresso por

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}} \quad (9)$$

E portanto, a amplitude da onda v_o será

$$V = A \left| \cos \left[\frac{\pi}{c} f_{op} \sqrt{\epsilon_e} (L_2 - L_1) \right] \right| \quad (10)$$

O parâmetro de espalhamento de um interferômetro possuirá o formato exibido na Fig. 16.



Fonte: Acervo do Autor

A partir desta curva, é possível obter a frequência fazendo

$$f_{op} = \frac{c}{\pi \sqrt{\epsilon_e} (L_2 - L_1)} \cos^{-1}(V/A) \quad (11)$$

Nota-se por esta análise que o interferômetro é um candidato adequado a discriminador de frequência.

3.4 DECODIFICAÇÃO POR CÓDIGO BINÁRIO REFLETIDO

Uma vez que escolhe-se o interferômetro como discriminador de frequência, é preciso estabelecer o limite de tensão acima do qual as saídas serão interpretadas como o bit 1. A conversão na saída dos n interferômetros resultará em 2^n palavras binárias. É evidente que estas palavras deverão possuir uma sequência de 0s e 1s condizente com o formato de onda na saída de um interferômetro.

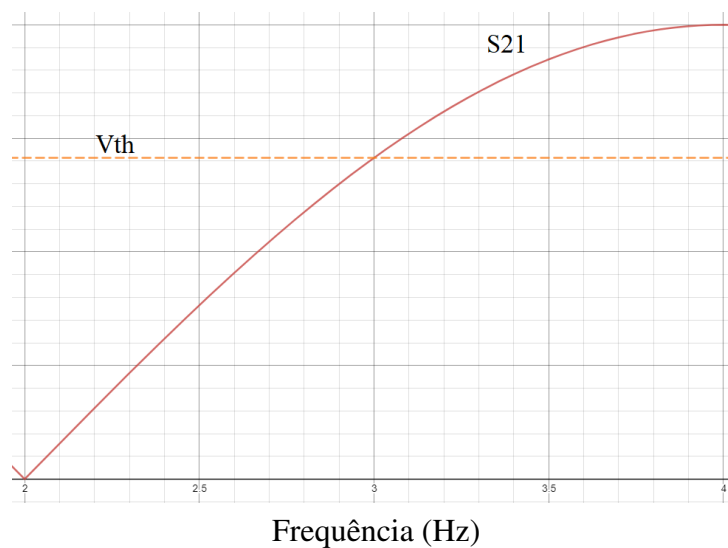
Como demonstrado, a resposta em frequência de um interferômetro é periódica com a frequência. Ao escolher um limite, o natural é que o código de saída seja também periódico. É também da preocupação do projetista que não haja repetições das palavras utilizadas. Também é preferível que não haja alteração de múltiplos bits em uma única transição de banda. Como discutido anteriormente, um código que preenche todos estes requisitos é o Código Binário Refletido, também conhecido como Código Gray. Segundo este princípio, as palavras binárias do CBR representarão as 2^n sub-bandas. A Tabela 3 exhibe a correlação entre as palavras binárias e as sub-bandas para um IFM de 4 bits na Banda S (2 a 4 GHz).

Sendo a detecção paralela, cada interferômetro ficará responsável por produzir um vetor de bits, que corresponderá a uma das colunas da tabela 4. Escolhendo-se um limiar V_{th} , interpreta-se a saída do filtro como bit 1 sempre que a tensão de saída for superior a este limiar. As Figs. 17 a 20 exibem a relação da curva de S_{21} de interferômetros e os bits de saída formando as palavras do CBR.

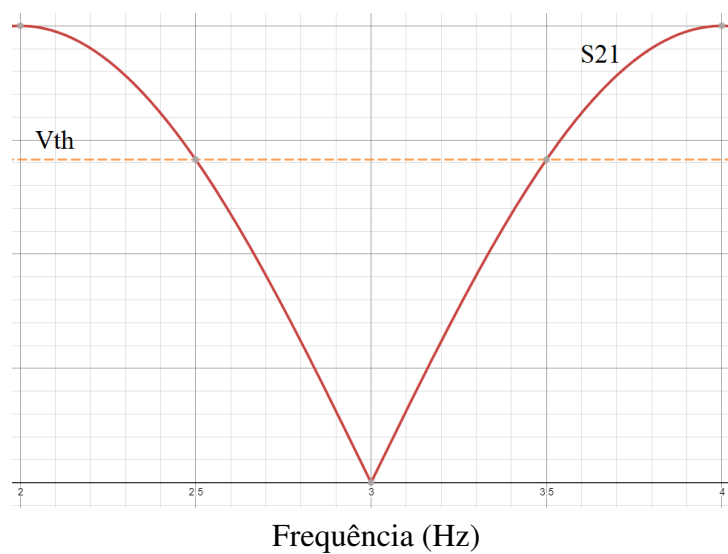
Tabela 3 – Correspondência entre palavras binárias do Código Binário Refletido e as sub-bandas detectáveis

Sub-banda	b_3	b_2	b_1	b_0	Intervalo de frequência (GHz)
1	0	0	0	0	2,000 a 2,125
2	0	0	0	1	2,125 a 2,250
3	0	0	1	1	2,250 a 2,375
4	0	0	1	0	2,375 a 2,500
5	0	1	1	0	2,500 a 2,625
6	0	1	1	1	2,625 a 2,750
7	0	1	0	1	2,750 a 2,875
8	0	1	0	0	2,875 a 3,000
9	1	1	0	0	3,000 a 3,125
10	1	1	0	1	3,125 a 3,250
11	1	1	1	1	3,250 a 3,375
12	1	1	1	0	3,375 a 3,500
13	1	0	1	0	3,500 a 3,625
14	1	0	1	1	3,625 a 3,750
15	1	0	0	1	3,750 a 3,875
16	1	0	0	0	3,875 a 4,000

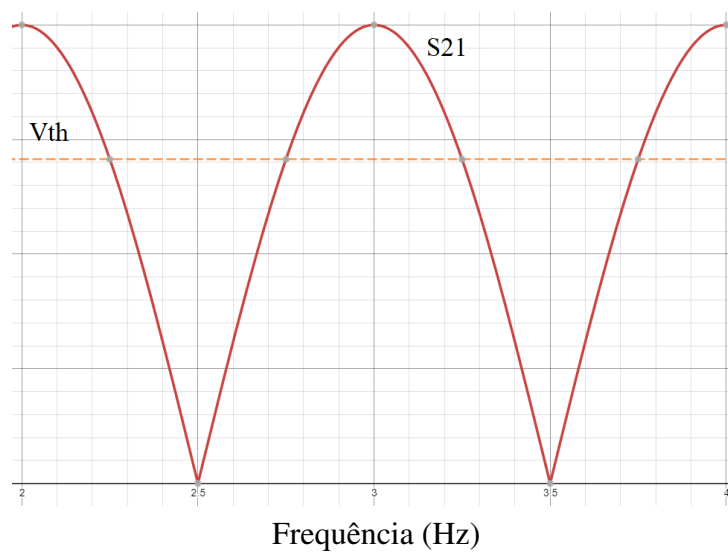
Fonte: Acervo do Autor

Figura 17 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 1

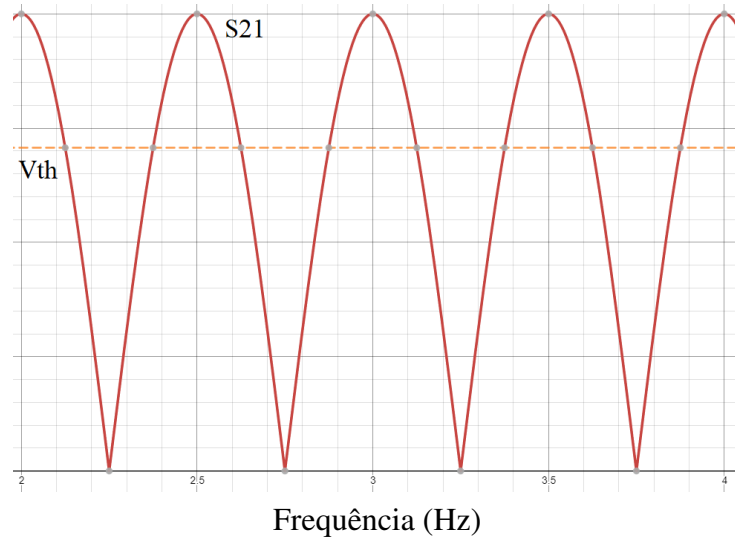
Fonte: Acervo do Autor

Figura 18 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 2

Fonte: Acervo do Autor

Figura 19 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 3

Fonte: Acervo do Autor

Figura 20 – Tensão de limiar V_{th} e curva S_{21} usados para a delimitação de sub-bandas para o interferômetro 4

3.5 FILTROS MULTI-REJEITA-BANDA COMO DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA

Como discutido anteriormente, os bits da palavra de saída serão definidos pelo nível de potência na saída dos discriminadores de frequência. Naturalmente, qualquer rede de micro-ondas de duas portas que possua resposta em frequência cujo formato é semelhante ao requerido pelo código binário escolhido pode ser empregada como discriminador de frequência.

O uso de interferômetros, contudo possui algumas desvantagens, a saber:

- Em estrutura de microfita, a implementação de um interferômetro exigirá ao menos um divisor e um combinador, além de duas linhas de atraso. Como as respostas em frequência do divisor e do combinador são sintonizadas na frequência central, o balanço entre as duas porções de sinal divididas será desigual quanto mais a frequência de operação se afasta da frequência central. Isto causa irregularidades na forma de onda exibida por estes dispositivos quando largas faixas de frequência são observadas.
- Há pouca liberdade no ajuste das frequências de transição, pois a localização de todos os máximos e mínimos é ajustada por uma única variável: a diferença entre o comprimento elétrico das linhas de atraso. Portanto, não é possível alterar apenas uma das transições. Fixando-se um limite de tensão V_{th} , todas as transições estarão também fixadas em torno dos pontos de máximo da resposta em frequência.
- A inclinação da curva S_{21} em torno da frequência de transição é também determinada pela diferença entre os comprimentos elétricos das linhas de atraso.

- Embora haja esforços para miniaturização de linhas de atraso, a variedade de técnicas que podem ser encontradas na literatura para miniaturização de filtros é bem mais abundante.

O uso de filtros como discriminadores de frequências resolve todos os problemas supracitados, uma vez que:

- filtros não necessitam de divisores ou linhas de atraso para serem implementados;
- várias topologias permitem o ajuste individual das frequências de transição, por exemplo, o filtro multi-rejeita-bandas criado a partir de anéis ressoadores;
- A inclinação da curva em torno das frequências de transição de um filtro são determinadas pela ordem do filtro, e podem ser individualmente determinadas;
- há presente na literatura um conjunto extenso de técnicas de miniaturização de filtros.

Para que se possa utilizar filtros como discriminadores, é necessário apenas relacionar corretamente as sub-bandas rejeitadas aos trechos em que o bit correspondente na palavra de saída seja 0. Sendo assim, cada filtro usado como discriminador deverá ser um filtro rejeita-bandas. Como haverá múltiplas bandas rejeitadas em alguns casos, a opção natural para a topologia dos filtros será o de multi-rejeita-banda.

3.6 DECODIFICAÇÃO POR CÓDIGO BINÁRIO BALANCEADO

Como argumentado, a escolha por um código de representação refletido é justificada pela limitação dos interferômetros em possuírem resposta em frequência periódica. Uma vez que estes dispositivos sejam substituídos por filtros, não há mais a obrigatoriedade em se utilizar o Código Binário Refletido, o que abre a possibilidade para a busca por novos códigos que facilitem a sintetização dos filtros.

Em particular, desejamos manter as características positivas do uso do CBR, isto é, todas as 2^n possíveis palavras devem estar listadas em uma ordem tal que apenas um bit deverá ser alterado em cada transição.

Como desvantagem do uso do CBR, esta representação apresenta diferentes larguras de banda rejeitada quando comparamos as diferentes colunas da tabela 3. Em contrapartida, o CBB não somente apresenta bandas rejeitadas mais homogêneas (larguras menos divergentes) como apresenta o mesmo número de bandas rejeitadas por discriminador. Esta vantagem será mais evidenciada na próxima seção.

Para se criar uma correspondência entre o CBB e as sub-bandas, note duas propriedades dos códigos binários refletidos:

Tabela 4 – Correspondência entre palavras binárias do Código Binário Balanceado e as sub-bandas detectáveis

Sub-banda	b_3	b_2	b_1	b_0	Intervalo de frequência (GHz)
1	1	1	1	1	2,000 a 2,125
2	0	1	1	1	2,125 a 2,250
3	0	0	1	1	2,250 a 2,375
4	0	0	1	0	2,375 a 2,500
5	0	0	0	0	2,500 a 2,625
6	0	0	0	1	2,625 a 2,750
7	0	1	0	1	2,750 a 2,875
8	1	1	0	1	2,875 a 3,000
9	1	0	0	1	3,000 a 3,125
10	1	0	1	1	3,125 a 3,250
11	1	0	1	0	3,250 a 3,375
12	1	0	0	0	3,375 a 3,500
13	1	1	0	0	3,500 a 3,625
14	0	1	0	0	3,625 a 3,750
15	0	1	1	0	3,750 a 3,875
16	1	1	1	0	3,875 a 4,000

Fonte: Acervo do Autor

- Dado um conjunto ordenado de palavras binárias com n bits, se esta ordem forma um código binário refletido, invertendo todos os bits de uma coluna, o conjunto resultante é também um código binário refletido.
- Dado um conjunto ordenado de palavras binárias com n bits, se esta ordem forma um código binário refletido, permutando-se os bits de uma coluna por outra, o conjunto resultante é também um código binário refletido.

Neste sentido, já que o CBB é desenhado para balancear as sequências de 1s, basta inverter todos os bits para possuir balanceamento nos 0s, uma vez que se deseja balancear as bandas rejeitadas. Seguindo este raciocínio, chegamos à correspondência exibida na Tabela 4.

4 PROJETO DE PROTÓTIPO DE DISCRIMINADORES DE FREQUÊNCIA

Nesta seção será apresentada a concepção dos filtros e o processo para obter o IFM, bem como as simulações eletromagnéticas e o processo de fabricação dos dispositivos.

4.1 CONCEPÇÃO DOS FILTROS

O DIFM será constituído segundo a topologia apresentada na Fig. 11.

O sistema consiste de um circuito para medição instantânea de frequência paralelo de 4-bits que opera na banda S com frequência central de 3 GHz. A seção de RF é subdividida em duas partes principais: o divisor de potência de 1:4 e os filtros responsáveis pela discriminação de frequência (sintetizados com ressoadores de loop aberto).

Para o subsistema, definiu-se a utilização do substrato para altas frequências Arlon AD1000. Um substrato composto de fibra de vidro com cerâmicas de alta permissividade. As características da placa são: permissividade relativa $\epsilon_r = 10,2$, espessura de substrato $d = 3.00mm$ e espessura da camada de cobre $t = 35\mu m$. A escolha dessa placa se deu pela alta permissividade do substrato, ideal para aplicações nas frequências de micro-ondas e pela grande espessura do substrato, que garante uma boa robustez mecânica geralmente não encontrada em outros laminados. A seção RF do sistema é alimentada por um conector do tipo SMA, que apresenta dimensões ideais para a aplicação, além de ser capaz de operar na banda S (2 a 4 GHz).

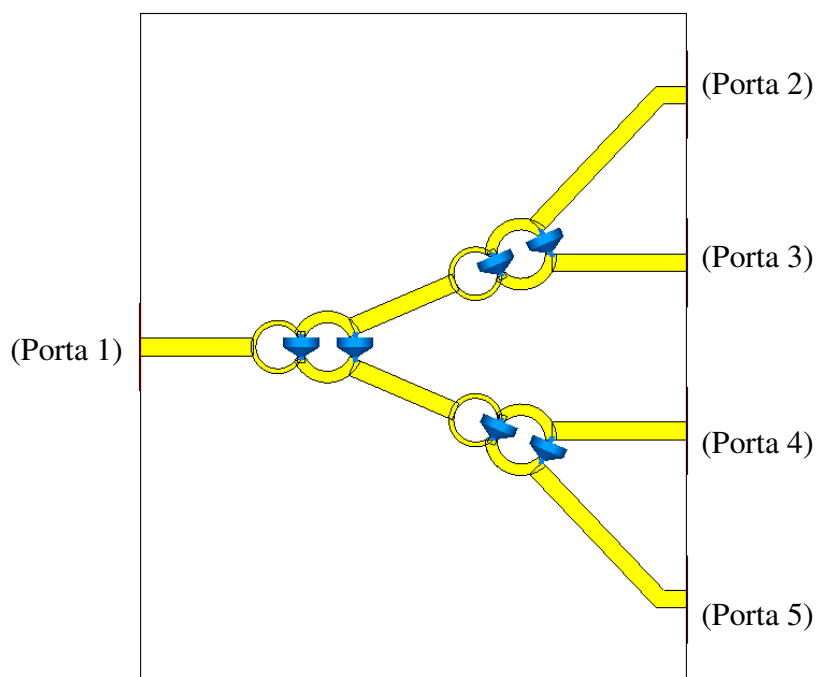
O sinal de RF chega através de um conector SMA e é dividido em quatro partes iguais. Cada parte do sinal dividido segue um caminho específico construído de ressonadores de loop aberto responsáveis por rejeitar algumas frequências do sinal. Após este processo, o sinal é submetido a um detector de RF que converte a potência média da onda em um nível de tensão contínua. Comparando a tensão gerada pelo detector com um nível preestabelecido, podemos determinar se o sinal pertence a uma sub-banda rejeitada do filtro, e assim, identificar a sub-banda a qual pertence o sinal.

4.1.1 Divisor de Potência 1:4

O divisor de potência 1:4 é composto por três divisores de Wilkinson 1:2 de dois estágios cada. O primeiro divisor de potência divide o sinal em dois, e em ambas saídas, outro divisor de potência de 1:2 é acoplado, entregando um quarto do sinal de entrada em cada saída (-3 dB). O divisor de Wilkinson foi escolhido devido as suas saídas balanceadas que são capazes de entregar sinais de saída com a mesma fase, sua menor perda por dissipação entre as topologias de divisores de potência de micro-ondas existentes, e sua alta isolamento entre as portas de saída. A desvantagem de sua utilização é a necessidade da utilização de três divisores de 1:2 para produzir um divisor de 1:4, limitação imposta pela topologia planar escolhida.

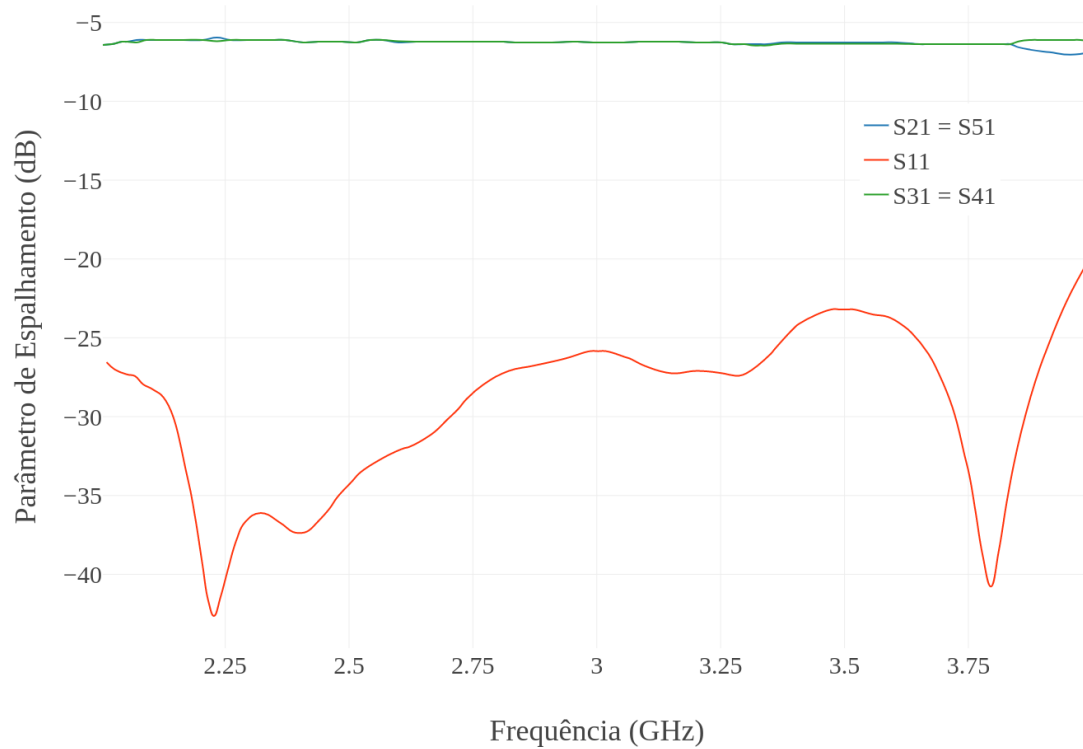
O divisor foi projetado utilizando uma topologia circular para reduzir as perdas e reflexões causadas pelo acúmulo de cargas e correntes nas pontas. A topologia circular foi projetada levando em conta os resistores necessários em cada estágio. Escolheu-se a utilização de resistores SMD com encapsulamento 1206 devido as suas dimensões. A entrada do divisor tem impedância de $50\ \Omega$. Os comprimentos do primeiro e do segundo estágio do divisor tem um quarto do comprimento de onda para a frequência central de operação do dispositivo (3 GHz). O primeiro estágio é terminado por um resistor de $100\ \Omega$ e o segundo estágio é terminado por um resistor de $200\ \Omega$, totalizando 6 resistores no divisor completo de 1:4. Tais resistores existem com a finalidade de isolar a porta de saída caso haja retorno de sinal. Ou seja, tais resistores isolam a porta 3 caso haja sinal refletido na porta 2 e vice-versa. Essa isolamento acontece porque quando um sinal é inserido na porta 2, ele passa pelo resistor e alcança a porta 3 com a mesma fase de entrada do sinal inserido na porta 2. Em contrapartida, uma parte do sinal faz o percurso de meio comprimento de onda (dois braços de quarto de onda), o que promove a inversão de sua fase. Dessa forma, o mesmo sinal chega na porta 3 com fase invertida e os dois sinais se cancelam, isolando a porta 3. O mesmo ocorre para a porta 2. A adição de novos estágios no divisor ampliam esse efeito. O primeiro estágio de quarto de onda apresenta impedância de $60,95\ \Omega$, enquanto que o segundo estágio de quarto de onda apresenta impedância de $82,03\ \Omega$. A Fig. 21 mostra os três divisores 1:2 protótipos em cascata formando o divisor de potência completo de 1:4 e a Fig. 22 mostra a resposta em frequência obtida através da simulação da estrutura completa com os divisores.

Figura 21 – Divisor de Wilkinson 1:4 em Microfita



Fonte: Acervo do Autor

Figura 22 – Parâmetros de espalhamento simulados para o divisor de potência



Fonte: Acervo do Autor

Observando-se os parâmetros de espalhamentos simulados para o divisor de Wilkinson

de 1:4, é possível notar que as perdas por inserção das portas de saída em relação a porta de entrada (S_{21} , S_{31} , S_{41} e S_{51}) estão em torno do nível de isolamento esperado para um divisor de potência de 1:4 (-6 dB). A perda de retorno da porta 1 (S_{11}) está abaixo de -20 dB em toda a banda de operação, o que indica que pouco do sinal introduzido no divisor está retornando para a fonte. As demais isolações estão abaixo de -10dB em toda a banda de operação do dispositivo, o que é aceitável.

4.1.2 Ressonadores de Loop Aberto

Os ressonadores de loop aberto são uma topologia de filtros acoplados em microfita. Por ser uma topologia de filtros acoplados, os ressonadores de loop aberto apresentam uma característica rejeita-banda que será explorada neste projeto. Os ressonadores de loop aberto são estruturas planares em formato de anel acoplados a uma linha de transmissão em microfita que apresentam uma boa seletividade. Tais filtros podem ser modelados por um circuito ressonante série LC com componentes discretos. Quando estão próximos da frequência de ressonância, os ressonadores de micro-ondas apresentam comportamento similar a filtros formados por elementos discretos como descrito pela teoria de circuitos elétricos. Uma estrutura ressonadora de loop aberto pode ser vista na Fig. 23. A estrutura é simplesmente um anel de microfita com um espaçamento.

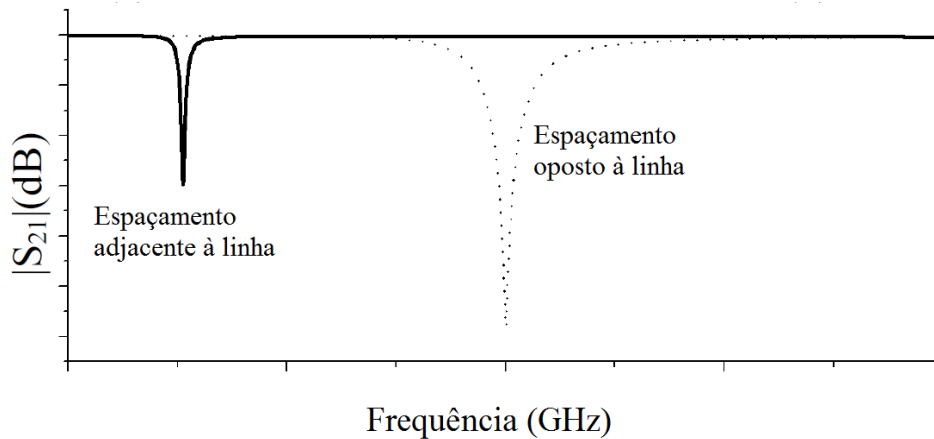
Outro aspecto estudado foi a orientação dos espaçamentos dos ressonadores. Duas possíveis configurações foram testadas: (a) espaçamento posicionado na direção da linha de transmissão e (b) espaçamento posicionado na direção oposta à linha de transmissão. Quando o espaçamento está posicionado na direção oposta à linha de transmissão, tanto a frequência de ressonância quanto a largura de banda do filtro aumentam. Para esta aplicação, a situação (b) foi escolhida, uma vez que ela apresenta bandas de rejeição mais largas, diminuindo, portanto, o número de ressonadores necessários para criar as bandas de rejeição. A Fig. 24 mostra o efeito desta mudança de configuração na resposta em frequência dos ressonadores. Note que uma maior isolamento foi alcançada para o ressonador com o gap afastado da linha de transmissão. Além disso, uma maior largura de banda foi atingida, de modo que se torna necessário o uso de menos ressonadores para se atingir uma certa banda larga de rejeição por meio da implementação de múltiplos anéis ressonadores.

Figura 23 – Anéis ressonadores com diferentes posicionamentos



Fonte: Acervo do Autor

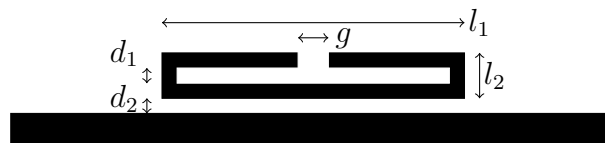
Figura 24 – Respostas em frequência para ressoadores com diferentes posicionamentos



Fonte: Acervo do Autor

Para definir a frequência de ressonância dos aneis, fizemos variar as suas dimensões seguindo as parametrizações descritas na Fig. 25.

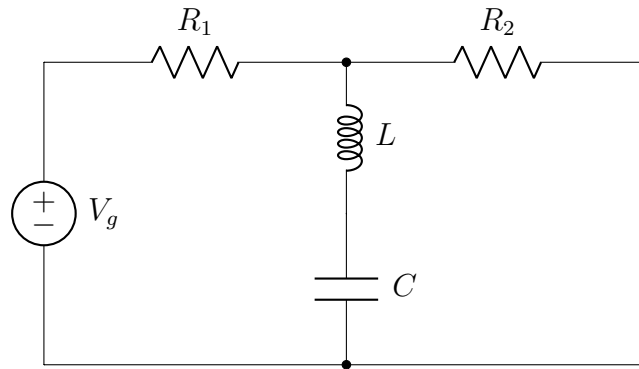
Figura 25 – Parametrização dos aneis



Fonte: Acervo do Autor

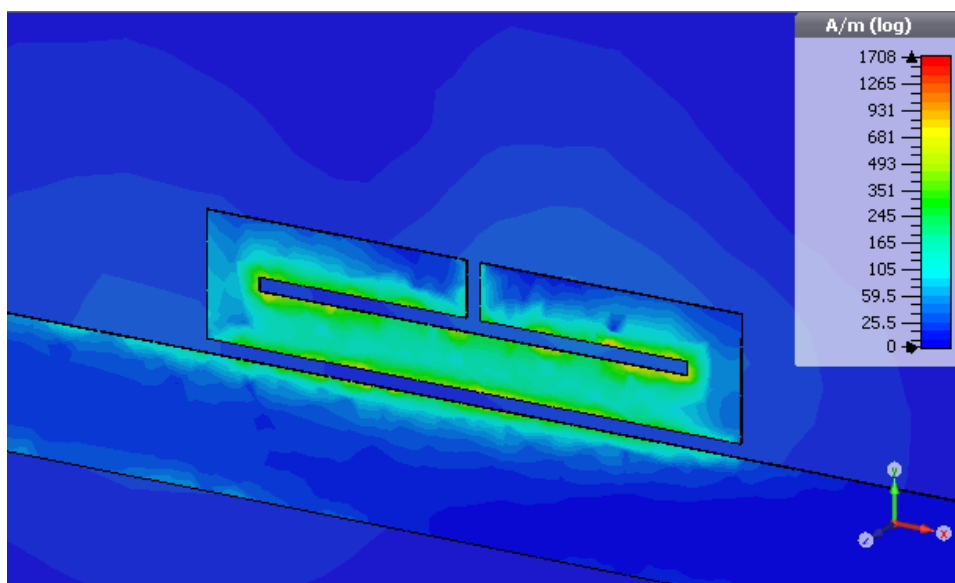
O espaçamento existente em um ressoador de loop aberto apresenta a característica de um capacitor, enquanto que a sua própria estrutura em anel apresenta uma característica indutiva. Isso faz com que o ressoador de loop aberto apresente uma característica de um circuito LC. Entretanto, a proximidade da linha de transmissão com o ressonador gera um acoplamento magnético (do tipo indutivo), que influencia na sua ressonância. Os ressoadores de loop aberto fazem parte de uma classe especial de filtros acoplados em microfita conhecida como ressoadores de meia onda (ressonadores de meio comprimento de onda ou ressonadores de $\lambda/2$). Nesses ressonadores, seu comprimento físico l equivale a metade do comprimento de onda na frequência de ressonância fundamental f_0 , ou seja, $l = \lambda/2$. Além desta ressonância, outros modos ocorrerão nas frequências em que o comprimento do ressoador é um múltiplo do meio comprimento de onda, ou seja, nas frequências $f_n \approx n f_0$, para $n = 1, 2, 3, 4$, etc. Na prática, as frequências de ressonância mais altas são limitadas pela tangente de perdas do substrato. A Fig. 26 mostra um possível modelo para circuito equivalente dos ressonadores de meio comprimento de onda acoplados em microfita. As resistências R_1 e R_2 são respectivamente as resistências das portas 1 e 2. Tal circuito equivale a um filtro rejeita-banda com um polo, pois possui um zero de transmissão na frequência de ressonância.

Figura 26 – Circuito equivalente para um anel ressonador



Fonte: Acervo do autor

Foi projetado em microfita um ressonador de loop aberto com o gap afastado da linha de transmissão com $f_0 = 3GHz$, utilizando um substrato com $\epsilon_r = 10,2$ e altura $d = 3mm$. A partir das equações básicas de linhas em microfita, encontra-se que a linha de transmissão principal com largura $W = 2,9mm$ possui uma impedância característica $Z_0 = 49,09\Omega$. Fixou-se a largura de linha do ressonador em $1,2mm$, e o mesmo foi mantido a uma distância de acoplamento da linha de transmissão principal igual a $0,3mm$. Todos os espaçamentos internos do anel têm largura igual a $0,3mm$. A medida que os espaçamentos se tornam menores, o comprimento efetivo do ressonador aumenta de maneira não esperada devido ao aumento do efeito de borda nas capacitâncias entre as linhas, influenciando a frequência de ressonância. Considerando-se a velocidade de propagação no meio através da constante dielétrica efetiva, obtém-se o comprimento de onda na frequência de interesse, que é aproximadamente $39,25mm$ para $f_0 = 3,00GHz$, o que faz com que o meio comprimento de onda seja de aproximadamente $19,62mm$. O ressonador de loop aberto foi então desenhado no simulador de onda completa com os parâmetros citados de modo que os comprimentos internos do ressonador somem metade do comprimento de onda. A distribuição de correntes de superfície do ressonador na frequência de ressonância está mostrado na Fig. 27. Note que a frequência de ressonância na simulação para o ressonador projetado é de $3,2425GHz$, um deslocamento de $242,5MHz$ em relação à frequência esperada.

Figura 27 – Distribuição de corrente de superfície na frequência de ressonância de um ressonador ($f_0 = 3,242$ GHz).

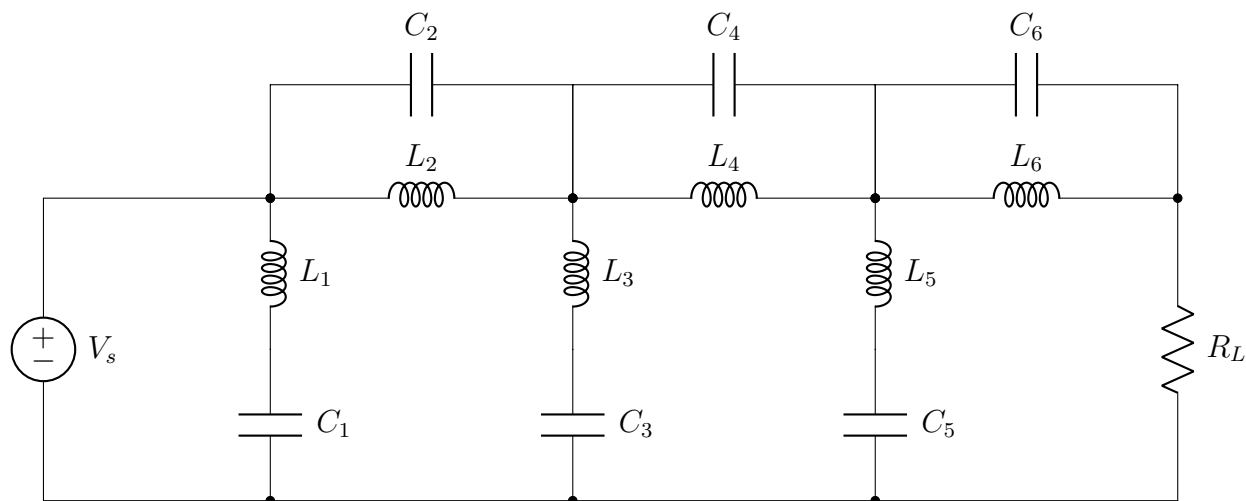
Fonte: Acervo do Autor

Fora da região de ressonância, o ressonador não interfere na impedância de entrada vista das portas e toda potência é transmitida de uma porta para outra, de modo que o ressonador é invisível para o circuito. Na região de ressonância, o ressonador causa uma alteração na impedância de entrada, implicando em um descasamento de impedâncias, e consequentemente, na baixa transmissão de potência de uma porta para outra.

4.1.3 Protótipos dos Filtros Multi-Rejeita-Banda

Antes de iniciarmos a construção dos filtros, averiguemos o filtro multi-rejeita-banda segundo o filtro protótipo de Chabyshev. Um filtro rejeita-bandas pode ser obtido fazendo-se o cascadeamento de quadripolos criados a partir da associação entre um capacitor e um indutor. Estes quadripolos podem ser cascadeados em configuração *shunt* ou *série*. Como desejamos obter a resposta rejeita-banda, a configuração *shunt* deve ser feita com a associação LC *série* e a configuração *série* deve ser feita com a associação LC paralelo. Uma das formas de se obter a resposta desejada é alternando entre as configurações *shunt* e *série* a cada novo quadripolo inserido, como exibido na Fig. 28.

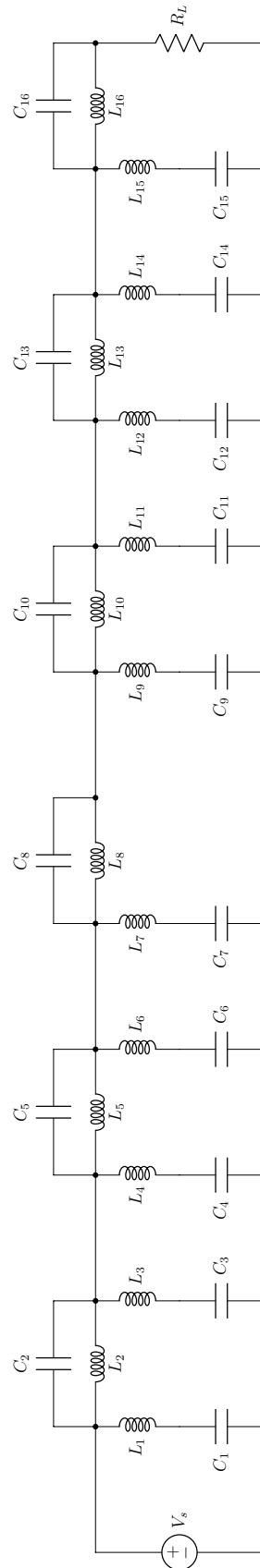
Figura 28 – Protótipo de Filtro Rejeita-Banda



Fonte: Acervo do autor

Cada circuito LC irá adicionar um pólo à resposta em frequência do circuito. Sendo assim, a ordem do filtro será determinado pelo número de pares LC presentes ao longo de todo o circuito. Em filtros de ordem par, se iniciarmos o circuito com a configuração *shunt* terminaremos com a configuração *série*. Isto é útil neste tipo de projeto, uma vez que será feito o cascadeamento de dois filtros (para obter a característica multi-rejeita-banda). Nesta lógica, é possível obter um filtro capaz de rejeitar duas bandas apenas cascadeando os dois circuitos. A Fig. 29 exhibe o cascadeamento de dois filtros rejeita-banda de ordem 6, resultando em um filtro com característica multi-rejeita-banda.

Figura 29 – Protótipo de Filtro Multi-Rejeita-Banda



Fonte: Acervo do autor

Tabela 5 – Valores dos elementos dos filtros multi-rejeita-banda

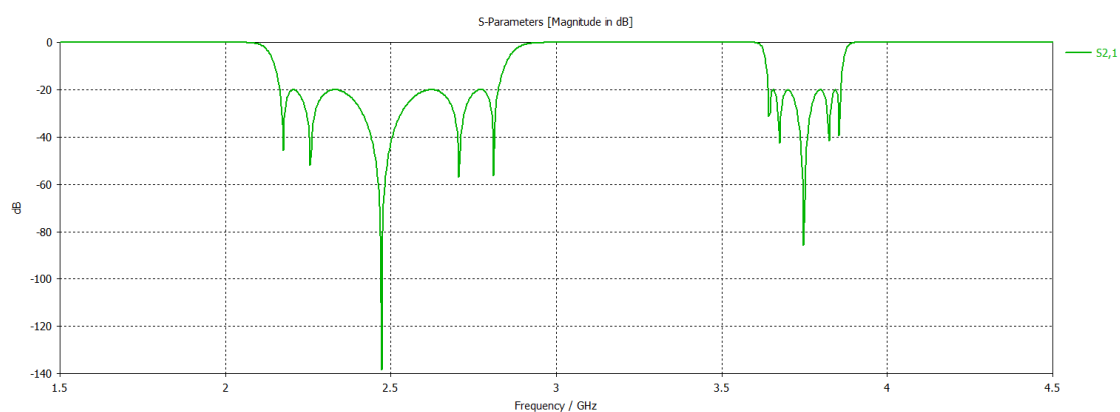
Sub-banda	Filtro 1		Filtro 2		Filtro 3		Filtro 4	
	Cap. (pF)	Ind. (nH)	Cap. (pF)	Ind. (nH)	Cap. (pF)	Ind. (nH)	Cap. (pF)	Ind. (nH)
1	0,168	24,68	0,1106	37,01	0,1095	29,61	0,05488	74,03
2	6,718	0,617	10,08	0,4064	8,062	0,4022	20,16	0,2016
3	0,1714	31,26	0,1086	44,7	0,1085	36,13	0,05177	85,43
4	0,1326	24,18	0,09162	37,7	0,08973	29,9	0,04756	78,47
5	3,343	1,24	5,015	0,8166	4,012	0,8082	10,03	0,405
6	0,1602	31,04	0,1026	45,05	0,1022	36,3	0,04942	87,29
7	0,1336	25,88	0,09091	39,93	0,08933	31,74	0,04654	82,2
8	71,91	0,05765	0,09091	0,03797	86,29	0,03758	215,7	0,01883
9	0,02436	74,03	0,06519	37,01	0,04055	49,35	0,07895	24,68
10	20,16	0,08946	10,08	0,2394	13,44	0,1489	6,718	0,2899
11	0,02267	84,18	0,06285	43,76	0,03833	57,09	0,07772	29,9
12	0,02142	79,55	0,05514	38,39	0,03505	52,2	0,06516	25,06
13	10,03	0,1798	5,015	0,4811	6,687	0,2992	3,343	0,5826
14	0,02172	86,4	0,05963	44,39	0,03657	58,29	0,07332	30,1
15	0,02087	83,01	0,05436	40,46	0,03433	54,72	0,06472	26,57
16	215,7	0,008359	107,9	0,02237	143,8	0,01391	71,91	0,02709

Fonte: Acervo do Autor

Como estes filtros são canônicos, o valor de seus elementos pode ser obtido diretamente utilizando aplicativos de síntese de filtros. Os resultados exibidos na Tabela 5 foram obtidos utilizando o software *CST Design Studio*.

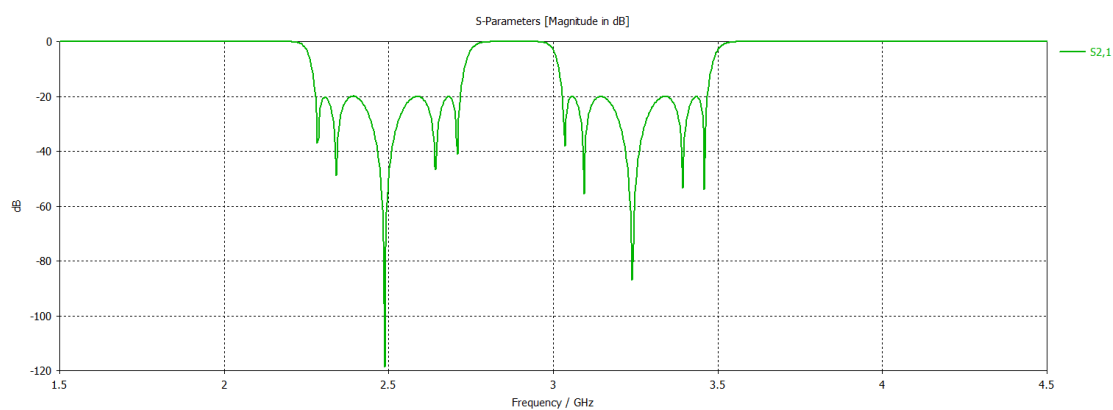
Com os valores dos componentes, podemos simular a resposta em frequência dos filtros utilizando softwares de simulação. As Figs. 30 a 33 exibem as respostas para os quatro filtros projetados para obter as respostas previstas pela decodificação por Código Binário Balanceado.

Figura 30 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 1



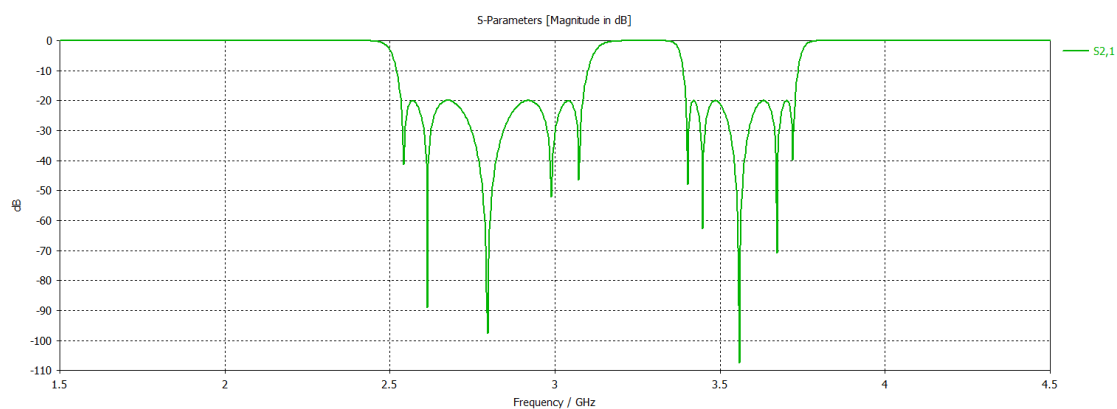
Fonte: Acervo do Autor

Figura 31 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 2



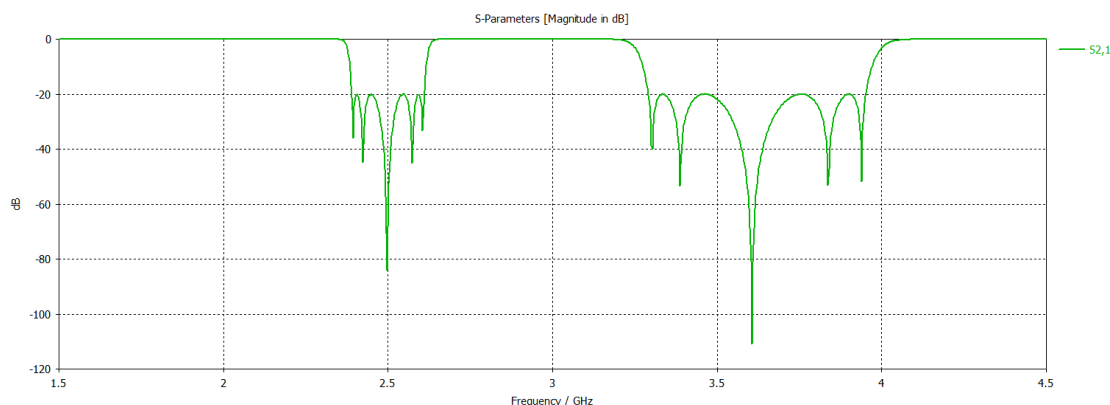
Fonte: Acervo do Autor

Figura 32 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 3



Fonte: Acervo do Autor

Figura 33 – Resposta em frequência para o protótipo do filtro 4

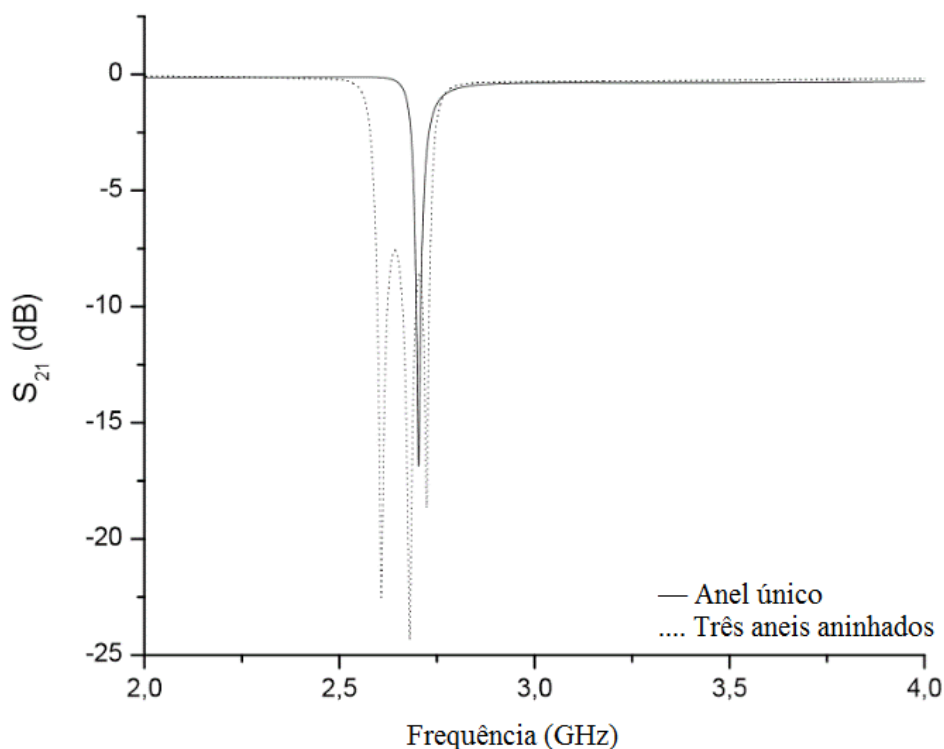


Fonte: Acervo do Autor

4.1.4 Projeto dos Filtros Multi-Rejeita-Banda

Para criar as bandas rejeitadas, empregou-se um conjunto de quatro filtros multi-rejeita-banda feitos de vários ressoadores aninhados. Tais filtros foram projetados para possuírem resposta em frequência idêntica àquela de um IFM de 4 bits utilizando o CBB. Os filtros foram sintetizados utilizando ressoadores de loop aberto, que apresentam um fator de qualidade relativamente alto. A banda estreita inerente ao ressonador de loop aberto pode ser aproveitada para criar uma transição rápida entre banda rejeitada e banda passante. Utilizando múltiplos ressoadores, uma larga banda de rejeição pode ser alcançada. Tal efeito é exemplificado graficamente através da Fig. 34. Nela, é mostrado a resposta em frequência de três ressoadores de loop aberto sintonizados para operar em frequências próximas. A banda de rejeição de um ressonador se superpõe a banda de rejeição de um segundo ressonador, formando uma banda de rejeição mais larga.

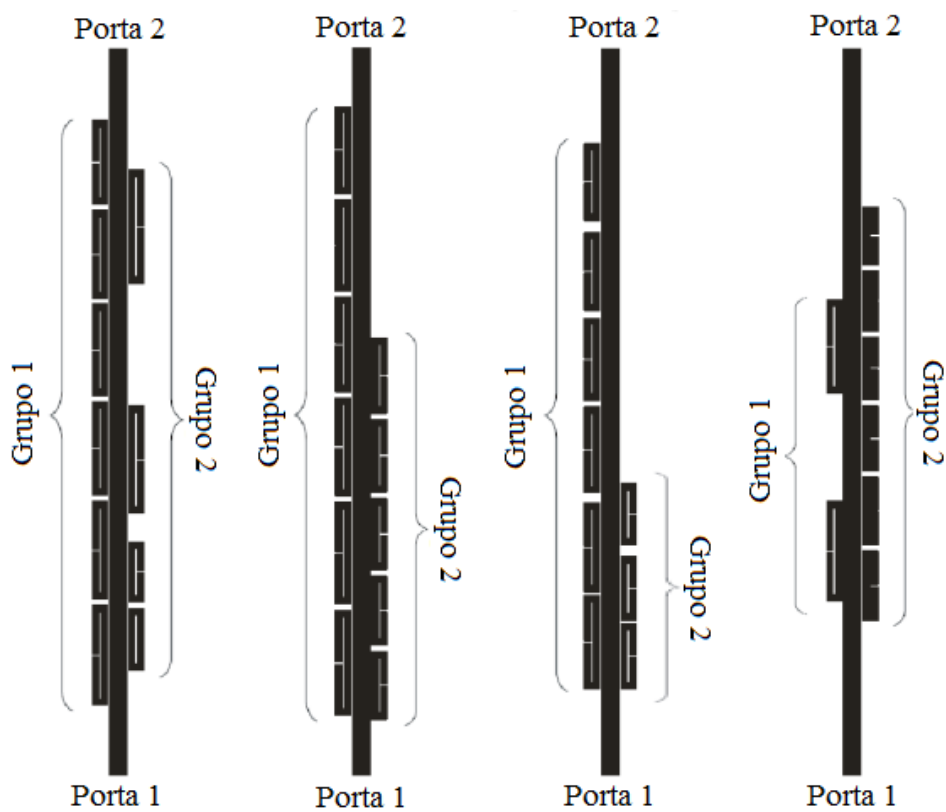
Figura 34 – Banda de Rejeição criada a partir da associação de três anéis ressoadores



Fonte: Acervo do Autor

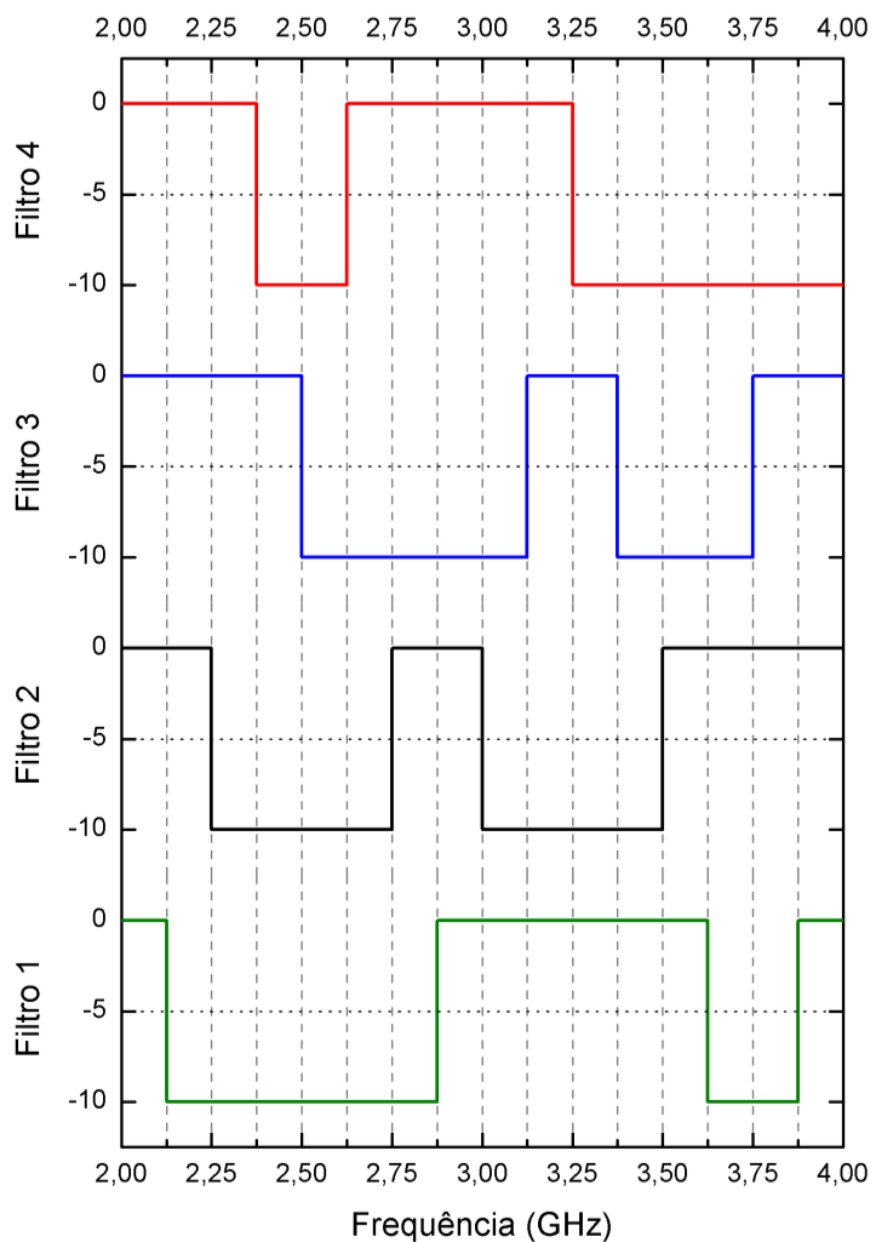
A Fig. 35 mostra os quatro discriminadores projetados. Cada discriminador é separado em dois grupos que representam as bandas de rejeição do filtro, já que cada filtro apresenta duas bandas de rejeição. Utilizando essa superposição, é necessário ainda a manutenção da distância entre cada ressonador, de modo que os acoplamentos entre dois ressonadores adjacentes sejam minimizados. Para isso, foi executada uma simulação em que dois ressonadores sintonizados em frequências próximas foram afastados e a resposta em frequência observada. Encontrou-se então que uma distância de $1mm$ entre dois ressonadores adjacentes é suficiente para minimizar tais efeitos. Os discriminadores devem apresentar as frequências de transição determinadas pelas curvas ideais mostradas na Fig. 36 de modo a implementar o Código Binário Balanceado.

Figura 35 – Conjunto de Discriminadores Projetados



Fonte: Acervo do Autor

Figura 36 – Resposta prevista pelo Código Binário Balanceado para o conjunto de discriminadores



Fonte: Acervo do Autor

4.2 IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS

Todos os dispositivos utilizados na integração do sistema foram fabricados utilizando o laminado Arlon AD1000. Os filtros multi-rejeita-banda e o divisor 1:4 foram confeccionados pela máquina de prototipagem fresadora de circuitos (PCB Prototype Machine) Everprecision, modelo EP2006H. Essa máquina é um dos equipamentos que integram a estrutura de pesquisa e desenvolvimento do Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE e pode ser vista na Fig. 37. A máquina de prototipagem apresenta resolução máxima de trilhas com espessura igual a $0,2\text{mm}$ e uma resolução máxima de gap (fenda máxima entre

duas trilhas paralelas) igual a $0,3mm$.

O processo de prototipação dos circuitos segue um procedimento bem definido. A versão final do arquivo CAD do CST Microwave Studio é exportada e convertida em um formato aceito pelo software da máquina de prototipagem. Durante o processo de fabricação a máquina passa por uma de calibração em que são analisadas as imperfeições do laminado, a fim de se determinar a profundidade em que as brocas devem performar a fresagem.

A fabricação por fresagem apresenta a desvantagem de remover uma pequena parcela do substrato. Além disso, por serem muito delicadas, as brocas utilizadas se desgastam rápido, reduzindo a qualidade do trabalho final caso o mesmo conjunto de brocas seja utilizado constantemente.

Figura 37 – Fresa CNC para fabricação de placas de circuito impresso



Fonte: Acervo do Autor

Após a remoção do metal, criando as trilhas, foram soldados os conectores e demais componentes. A partir deste ponto, o dispositivo está pronto para as medidas utilizando um analisador de redes vetorial (VNA).

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Esta seção apresenta os resultados teóricos, de simulação e experimentais obtidos ao longo deste estudo. Cada seção discutirá a relevância dos resultados encontrados e sua pertinência quando comparados aos resultados esperados.

5.1 COMPARAÇÃO ENTRE OS CÓDIGOS BINÁRIOS REFLETIDO E BALANCEADO

Em diversas aplicações, interferômetros têm sido utilizados em sistemas analógicos de medição de frequências instantâneas (IFM) como discriminadores de frequência. Um interferômetro de micro-ondas opera de maneira similar a um interferômetro ótico, dividindo um sinal de entrada em duas partes iguais e direcionando cada uma em caminhos diferentes. Ao combinar os sinais, o deslocamento de fase entre eles produz um padrão que permite o reconhecimento da frequência do sinal (EAST, 2012).

A partir desse método, uma solução simples para implementar um IFM digital é conectar detectores de micro-ondas associados a comparadores (OLIVEIRA et al., 2014) e (MELO; LANCASTER; HONG, 1996). Se um determinado nível de tensão do sinal detectado for maior que um limite predefinido, o bit de saída será 1 (ou 0 caso contrário).

Para aumentar a resolução, múltiplos interferômetros podem ser utilizados. O uso de n interferômetros resulta em 2^n sub-bandas. Como a resposta em frequência de um interferômetro é periódica, os bits de saída apresentarão um padrão periódico em relação à frequência do sinal de entrada. Assim, o código de saída (composto pelos bits individuais) deve respeitar um padrão periódico.

O Código Binário Refletido é perfeitamente adequado para essa aplicação, já que suas palavras binárias são compostas por uma sequência de zeros seguidos pelo mesmo número de uns, sendo, portanto, facilmente implementado com interferômetros. Outra vantagem do uso desse código é que suas transições acontecem em apenas um bit de cada vez, evitando resultados espúrios nas proximidades de transição de banda (WANG et al., 2016).

5.1.1 Usando Filtros como Discriminadores de Frequência

Como previsto pelo uso do Código Binário Refletido, a cada filtro subsequente, a largura da sub-banda rejeitada cai pela metade. Para aumentar a resolução do sistema, mais filtros precisam ser adicionados, o que implica em sub-bandas com larguras mais estreitas.

O uso de filtros como discriminadores de frequência surge do conceito de que quaisquer duas redes de micro-ondas são capazes de realizar a mesma função, desde que suas respostas em frequência sejam idênticas. No entanto, as técnicas de projeto de filtro são muito mais avançadas quando comparadas aos interferômetros de micro-ondas, o que torna a escolha pelos filtros mais apropriada.

Algumas soluções que empregam filtros como discriminadores de frequência utilizaram filtros multi-rejeita-banda para esta tarefa (LU et al., 2013). Em (SOUZA et al., 2009) o design do filtro foi escolhido para imitar a resposta de frequência dos interferômetros. Neste exemplo, todos os filtros foram implementados usando ressonadores de anel quadrado que, embora sejam adequados para implementar as sub-bandas mais estreitas, requerem um grande número de anéis para implementar os mais largos.

Além disso, conforme previsto pelo uso do Código Binário Refletido, a cada nova iteração, a largura das bandas rejeitadas cai pela metade. Para aumentar a resolução do sistema, mais filtros devem ser adicionados com sub-bandas cada vez mais estreitas.

Considerando filtros multi-rejeita-banda, uma maneira possível de construir tais dispositivos é pela combinação de sub-filtros que rejeitam individualmente cada sub-banda. A implementação de um conjunto de filtros que imite o CBR resultará em desproporção no número de sub-bandas por filtro. Como exemplo, usando o CBR de 4 bits, os filtros 1 e 2 possuirão apenas uma sub-banda rejeitada, enquanto o filtro 4 possuirá quatro sub-bandas rejeitadas.

O Código Binário Balanceado, no entanto, garante que cada filtro tenha a mesma quantidade de sub-bandas. No CBB de 4 bits, cada filtro tem a mesma quantidade de sub-bandas rejeitadas, isto é, 2 sub-bandas rejeitadas por filtro. Isso impacta diretamente na uniformidade do tamanho dos discriminadores, uma vez que cada filtro será construído com a mesma quantidade de sub-filtros.

Para uma melhor compreensão do conceito, vamos definir $\Delta f'$ como a resolução de um sistema IFM de n bits, dada por:

$$\Delta f' = \frac{f_2 - f_1}{2^n} \quad (1)$$

onde f_2 e f_1 são os limites da banda detectável do sistema IFM. Considerando uma sub-banda rejeitada pertencente a um filtro de multibanda, suas frequências de corte serão separadas

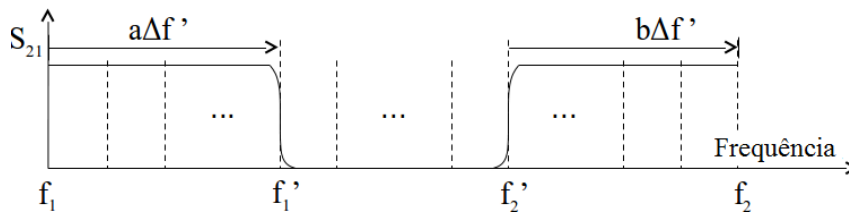
Tabela 6 – Comparação dos valores das bandas fracionais nas sub-bandas devido a utilização do Código Binário Refletido *versus* Código Binário Balanceado

Código Binário Refletido					Código Binário Balanceado				
Filtro	Banda	a	b	FBW'	Filtro	Banda	a	b	FBW'
1	1	8	0	0,2857	1	1	1	9	0,3000
2	1	4	4	0,3333	1	2	13	1	0,0667
3	1	2	10	0,2000	2	1	2	10	0,2000
3	2	10	2	0,1429	2	2	8	4	0,1538
4	1	1	13	0,1111	3	1	4	7	0,2222
4	2	5	9	0,0909	3	2	11	2	0,1053
4	3	9	5	0,0769	4	1	3	11	0,1000
4	4	13	1	0,0667	4	2	10	0	0,2069
Média:				0,1634	Média:				0,1694
Mediana:				0,1270	Mediana:				0,1769
Desvio Padrão:				0,1003	Desvio Padrão:				0,0774

Fonte: Acervo do Autor

umas das outras por um múltiplo da resolução do sistema, como mostrado na Fig. 38.

Figura 38 – Sub-bandas em um filtro multi-rejeita-bandas



Fonte: Acervo do Autor

Nessa representação, a e b são números inteiros e representam a distância entre os limites da banda total do filtro e as frequências de corte da sub-banda; enquanto f_1' e f_2' são as frequências de corte da sub-banda rejeitada. A largura de banda fracionária de uma sub-faixa individual de filtro pode ser expressa em termos dessa representação por:

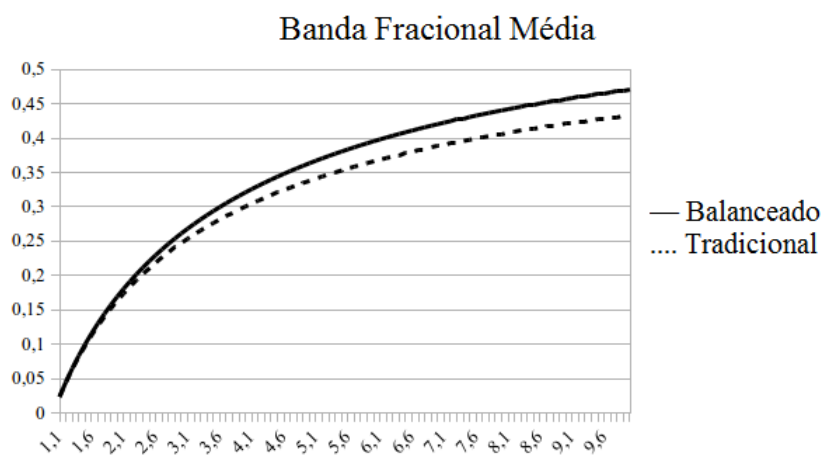
$$\text{FBW}' = \frac{f_2' - f_1'}{f_c'} = 2 \frac{(f_2 - f_1) - (a + b)\Delta f'}{(f_2 + f_1) + (a - b)\Delta f'} \quad (2)$$

Para efeito de comparação entre os dois métodos, suponhamos $f_2/f_1 = 2$ em um sistema de 4 bits. Conhecendo os valores de a e b para cada sub-banda, podemos obter a largura de banda fracionária para cada uma delas, como mostrado na Tabela 6. Os resultados mostram que, para o mesmo número de bits, a largura de banda fracionária média é maior, enquanto o desvio padrão é menor.

A Fig. 39 mostra a largura de banda fracionária média *versus* f_2/f_1 para o CBR e para o CBB. Ter uma largura de banda fracionária maior significa que a implementação do filtro pode

ser facilitada porque as sub-bandas são relativamente mais largas, o que permite a fabricação dos filtros com elementos de menor fator de qualidade.

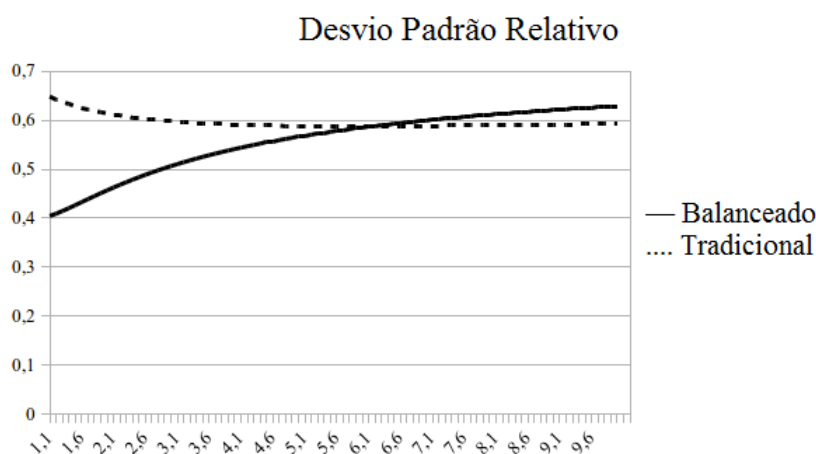
Figura 39 – Banda Fracional Média obtidas com o CBR e CBB *versus* f_1/f_2



Fonte: Acervo do Autor

A Fig. 40 apresenta o desvio padrão relativo das larguras de banda fracionárias. Ter um desvio padrão relativo menor significa que as larguras de banda fracionárias de sub-bandas estão mais próximas. Portanto, o fator de qualidade dos elementos utilizados nas sub-bandas é mais homogêneo, o que viabiliza que uma mesma tecnologia seja adequada para toda implementação de filtro individual de sub-banda rejeitada.

Figura 40 – Desvio padrão relativo das bandas fracionais obtidas com o CBR e CBB *versus* f_1/f_2

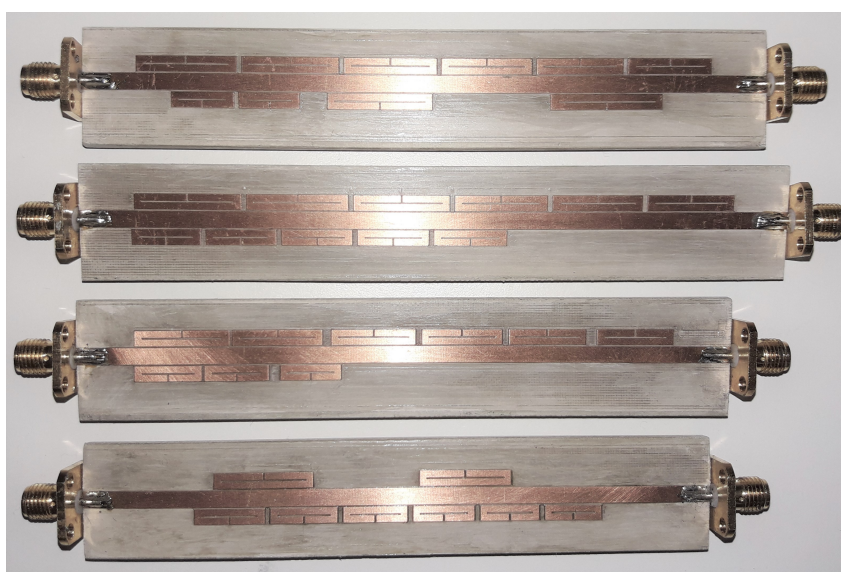


Fonte: Acervo do Autor

5.2 RESULTADOS SIMULADOS DOS FILTROS PROTÓTIPOS

O projeto desses filtros foi realizado utilizando aproximações sucessivas baseadas em uma condição inicial plausível associadas à utilização de algoritmos de otimização. Esse procedimento levou a diversas simulações até que o resultado desejado fosse obtido. Após a fabricação individual dos filtros discriminadores multi-rejeita-banda, mediu-se cada filtro separadamente de modo a se obter a resposta em frequência de cada um e avaliar suas características na prática. A Figura 41 mostra os filtros fabricados separadamente.

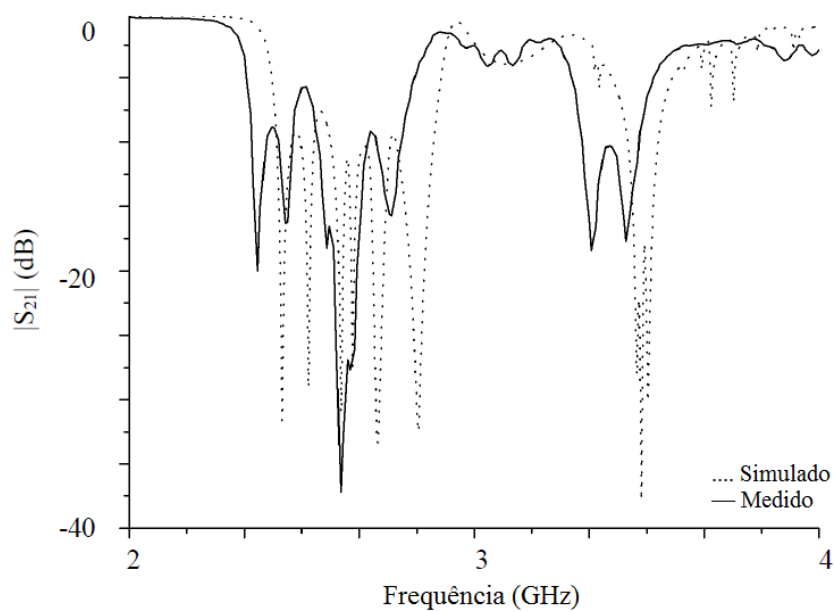
Figura 41 – Filtros desenvolvidos para operarem como discriminadores de frequência



Fonte: Acervo do Autor

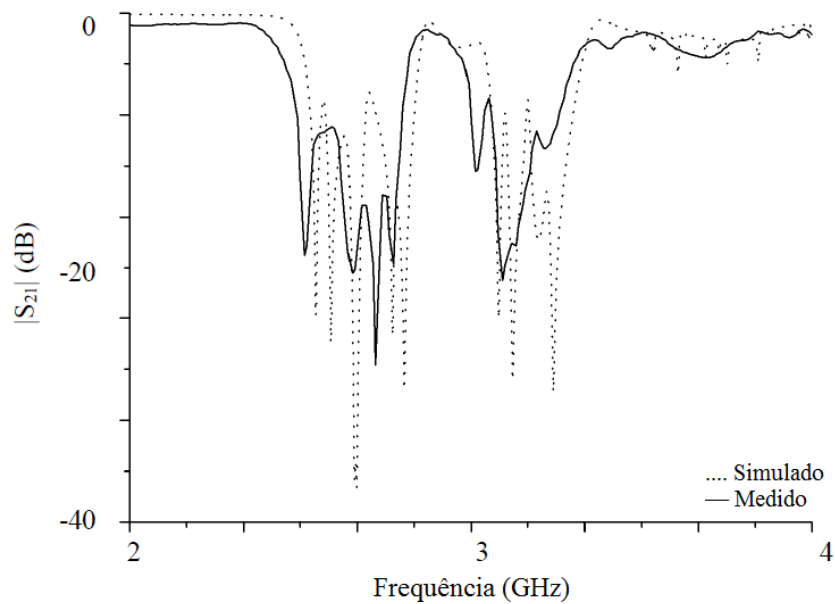
As respostas dos filtros comparando os resultados obtidos nas medições com os resultados simulados são mostradas nas Figuras 42, 43, 44 e 45. As linhas pontilhadas são referentes aos resultados obtidos pelas simulações e as linhas sólidas indicam os resultados medidos nos filtros fabricados.

Figura 42 – S21 para o primeiro discriminador de frequência



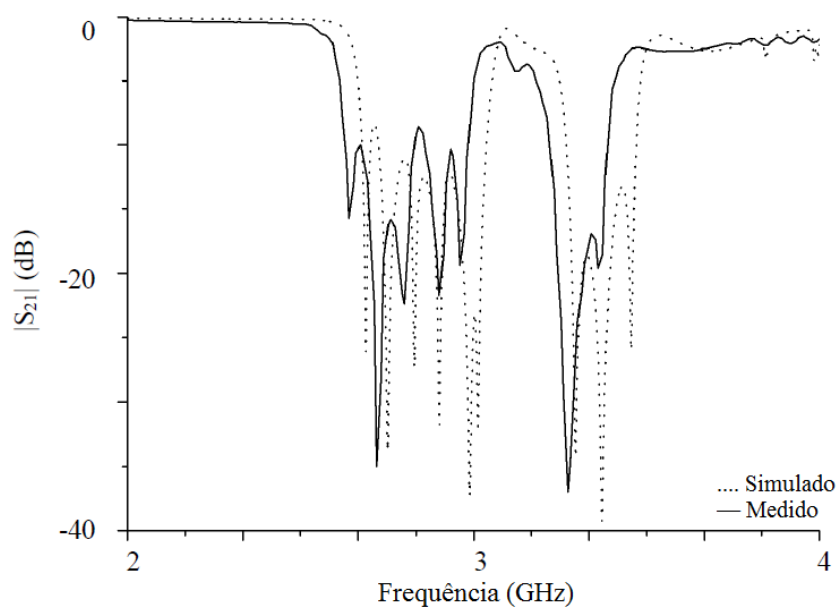
Fonte: Acervo do Autor

Figura 43 – S21 para o segundo discriminador de frequência



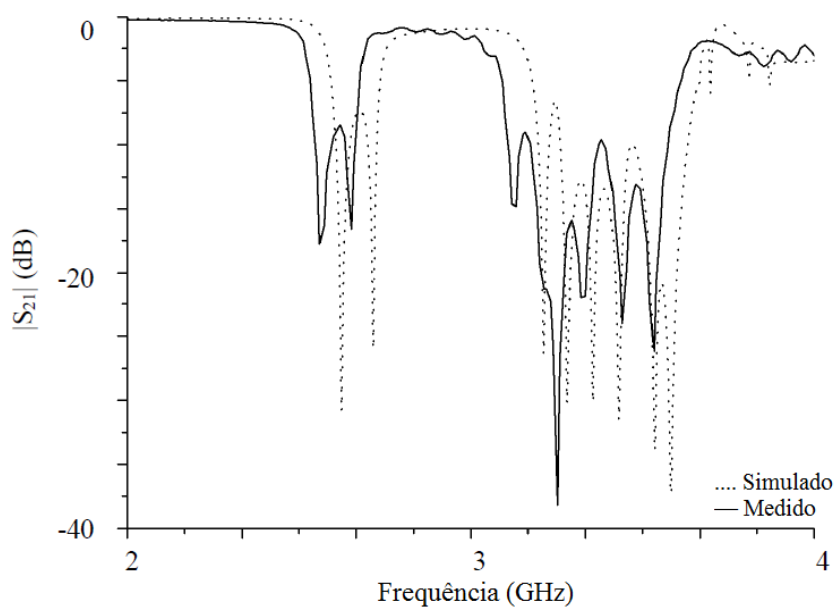
Fonte: Acervo do Autor

Figura 44 – S21 para o terceiro discriminador de frequência



Fonte: Acervo do Autor

Figura 45 – S21 para o quarto discriminador de frequência



Fonte: Acervo do Autor

É possível notar que em todos os filtros houve um deslocamento nas bandas de rejeição. Isto se dá devido as limitações da simulação eletromagnética, no que tange a reprodução das condições de contorno da medição e das características do material simulado, que geram resultados aproximados. Apesar disso, as características das bandas foram conservadas. É possível também escolher a partir daí uma isolação de 5dB como limite para as bandas de

Tabela 7 – Comparação entre número de ressoadores e tamanho dos discriminadores devido a utilização do Código Binário Refletido *versus* Código Binário Balanceado

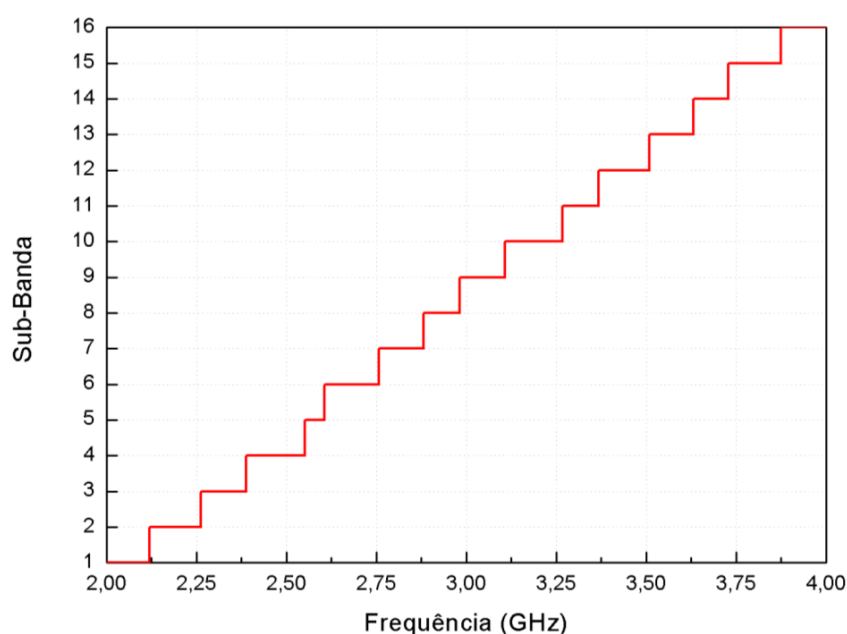
Cód:	Código Binário Refletido		Código Binário Balanceado	
Filtro	N. de Ressoadores	Comp. do Circ.	N. de Ressoadores	Comp. do Circ.
1	25	15,0 cm	10	12,0 cm
2	24	15,0 cm	11	12,5 cm
3	23	15,0 cm	9	11,5 cm
4	18	14,0 cm	8	11,0 cm

Fonte: Acervo do Autor

passagem. Com a adoção do CBB foi possível reduzir o número de ressonadores necessários em 60%, o que levou a uma diminuição de 20% no tamanho das estruturas. A tabela 7 compara este resultado com uma implementação anterior na banda S utilizando o Código de Gray Tradicional.

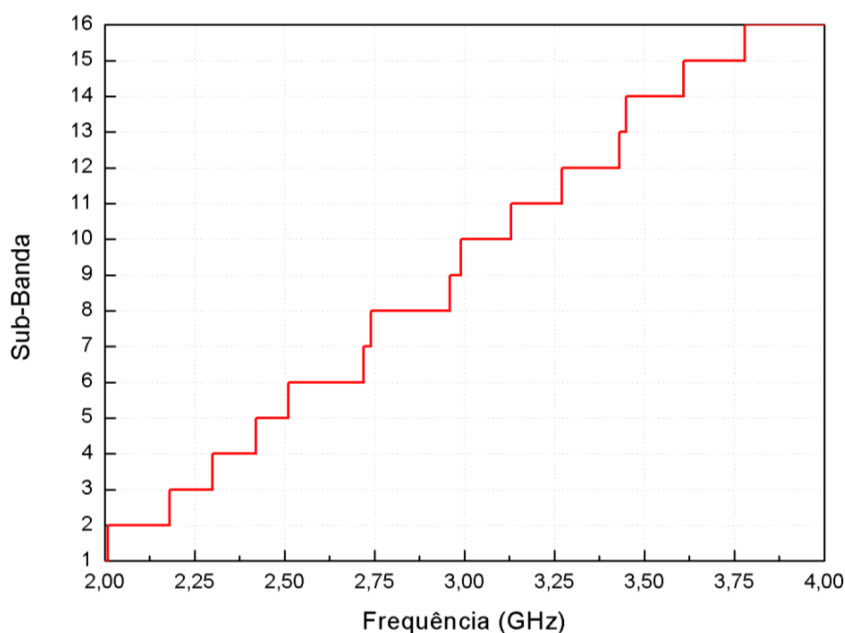
A Fig. 46 mostra a curva escada de detecção formada pelos filtros discriminadores simulados, enquanto que a Fig. 47 mostra a curva escada de detecção dos filtros discriminadores fabricados e medidos. É possível notar a discrepância entre a escada de detecção medida para a escada de detecção simulada. Isso acontece por dois motivos principais: o primeiro é o deslocamento na frequência entre os filtros simulados e medidos (como foi mostrado anteriormente). O segundo motivo é a influência de acoplamentos espúrios presentes nos filtros fabricados e que não estão presentes nos filtros simulados, causando um desvio na frequência de alguns acopladores.

Figura 46 – Diagrama escada para os discriminadores de frequência simulados



Fonte: Acervo do Autor

Figura 47 – Diagrama escada para os discriminadores de frequência medidos

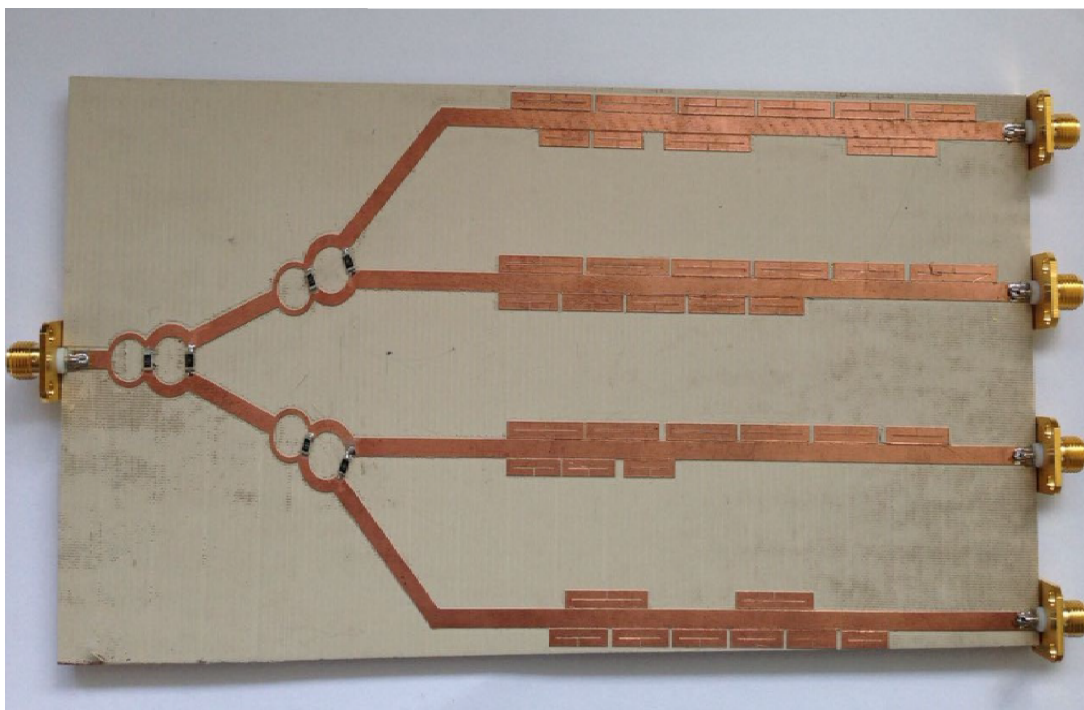


Fonte: Acervo do Autor

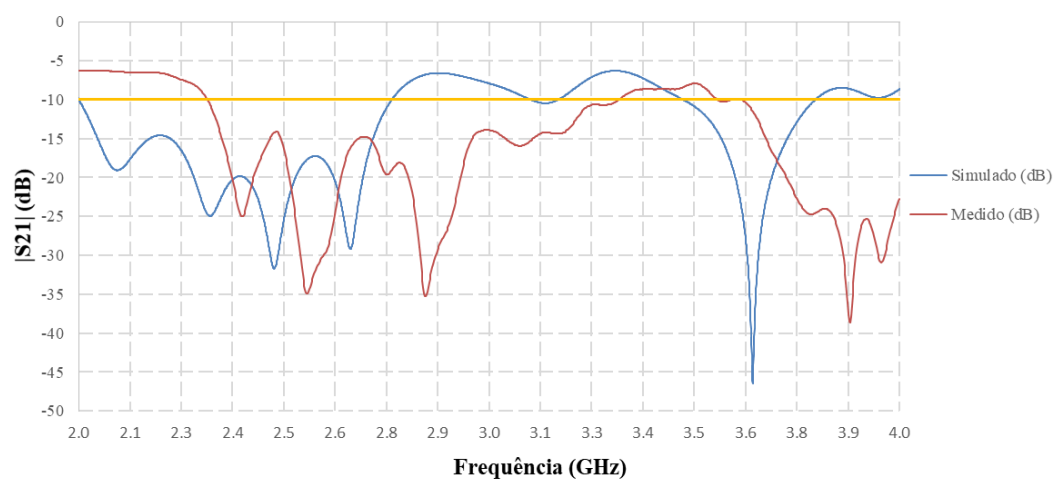
5.2.1 Resultados para o subsistema integrado (divisor e filtros)

Com o objetivo de caracterizar a atuação do conjunto integrado de filtros, foi fabricada um dispositivo contendo o divisor de 1:4 e os 4 filtros, integrados no mesmo substrato, que pode ser visto Fig. 48. A configuração de medição foi composta por um analisador de redes, utilizando duas portas para medir o S21 do circuito. Ao passar pelo divisor de potência de 1:4, o sinal chega aos filtros discriminadores com um nível de - 6 dB. Os sinais precisam ainda passar pelos filtros que, ao rejeitar algumas frequências, diminuirão ainda mais o nível de potência do sinal, fazendo com que ele chegue as portas 2, 3, 4 e 5 com uma potência ainda mais baixa. Analisando as respostas dos filtros discriminadores que foram medidos separadamente e estão exibidos das Figuras 49 a 52, nota-se que os testes garantem um nível limite (threshold) seguro de 5 dB nas bandas de rejeição. Desta forma, é esperado que o sinal de saída tenha um nível em torno de 11 dBm. Foi adicionada uma linha de referência em -10 dBm para facilitar a identificação das bandas rejeitadas/passantes.

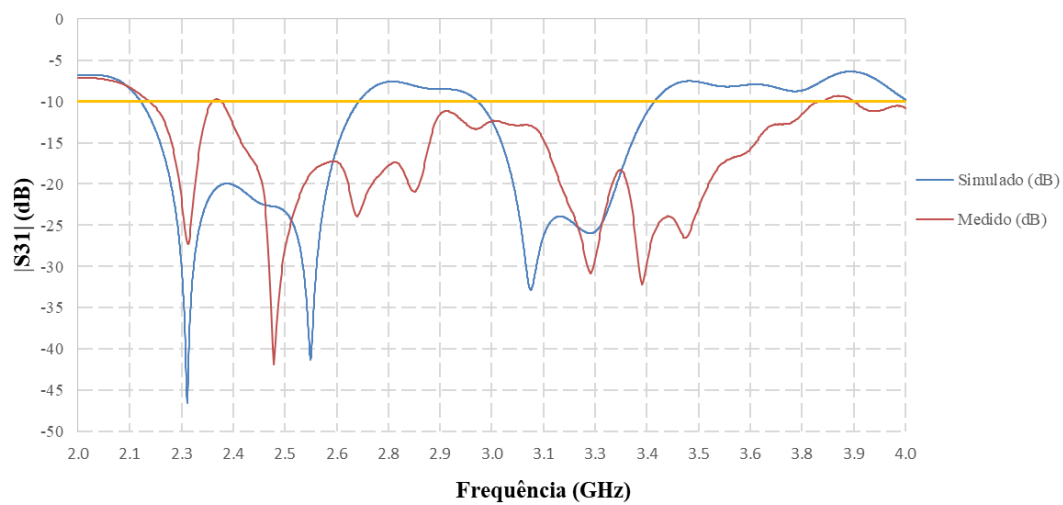
Figura 48 – Subsistema Integrado do Identificador de Frequência Instantâneo



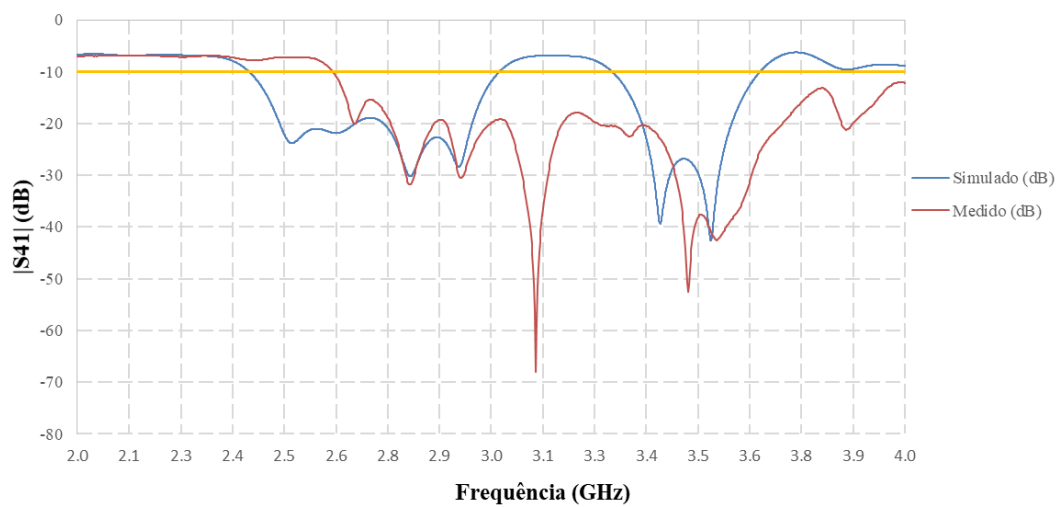
Fonte: Acervo do Autor

Figura 49 – S_{21} para o discriminador integrado

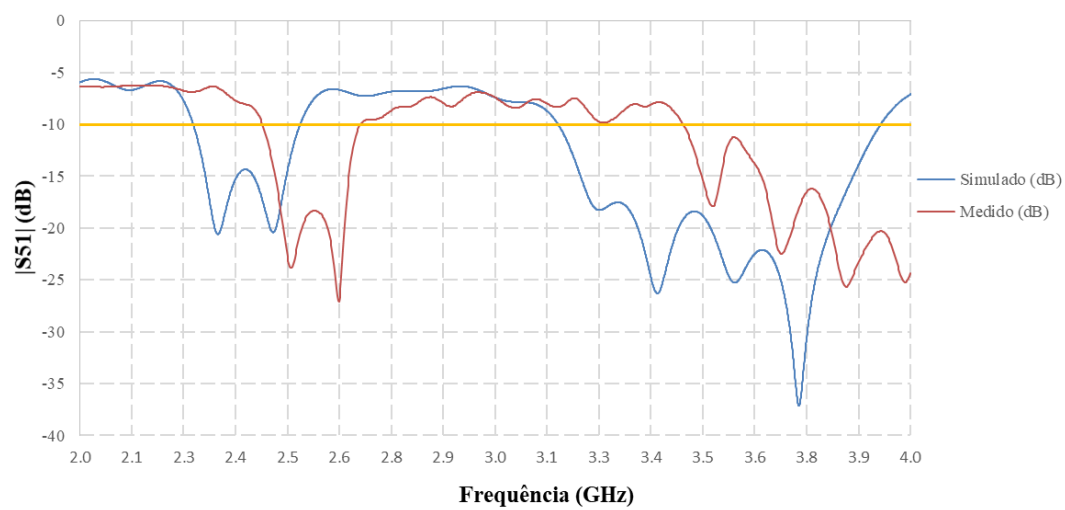
Fonte: Acervo do Autor

Figura 50 – S_{31} para o discriminador integrado

Fonte: Acervo do Autor

Figura 51 – S_{41} para o discriminador integrado

Fonte: Acervo do Autor

Figura 52 – S_{51} para o discriminador integrado

Fonte: Acervo do Autor

5.3 CONCLUSÕES

Esta tese de doutorado argumentou a favor do uso de filtros multi-rejeita-banda como discriminadores em sistemas Digitais de Identificação Instantânea de Frequência (DIFM) usando como parâmetro de projeto o Código Binário Balanceado (CBB) para representação de suas palavras de saída. Além de argumentação quantitativa que demonstra as vantagens do uso do CBB em detrimento ao Código Binário Refletido (CBR), foi implementado um conjunto de quatro filtros multi-rejeita-banda planares que se utilizam de ressoadores no formato de anéis para criar a rejeição nas sub-bandas desejadas para operar na Banda S (2 a 4 GHz).

É apresentada uma comparação entre os resultados teóricos, de simulação e experimentais. Os resultados experimentais, apesar de serem coerentes com a simulação, apresentaram um deslocamento na frequência. O efeito de deslocamento pode ser justificado por efeitos de acoplamento nas soldas dos conectores, e defeitos de fabricação, incluindo imprecisões na fresagem utilizada para remover o metal dos substratos. Este deslocamento implicou em alterações nas frequências de transição, resultando em não-homogeneidade nas bandas detectadas. No entanto, ficou demonstrado claramente que o sistema proposto é capaz de cumprir sua tarefa: a de detectar instantaneamente a qual sub-banda pertence o sinal de entrada.

Foi demonstrado que substituindo-se o uso do CBR pelo CBB a banda fracional média é aumentada para qualquer valor de f_1/f_2 isto implica que os filtros podem ser sintetizados com elementos de menor fator de qualidade. Além disto, o desvio padrão relativo das bandas fracionais é menor quando se utiliza o CBB. No caso particular em que $f_1/f_2 = 2$, para um IFM de quatro bits, o desvio padrão relativo da banda fracional foi reduzido de 0,1003 para 0,0774. Isto significa que as bandas rejeitadas serão mais homogêneas, ou seja, suas bandas fracionais serão mais semelhantes. Outra vantagem no projeto é que o número de bandas rejeitadas será igual para cada discriminador (2 por discriminador para $n = 4$).

Todas estas vantagens resultaram em uma redução de 60% no número total de ressoadores, o que levou a uma redução de 20% do tamanho total dos filtros neste exemplo particular.

REFERÊNCIAS

- ABDULLAH, N. I. et al. Bioenergy frequency measurement of stressed and non-stressed individuals using resonant field imaging (rfi) frequency counter. In: *2014 IEEE Conference on Biomedical Engineering and Sciences (IECBES)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 667–671. Citado na página 37.
- ADVANCED Engineering Mathematics. In: . [S.l.]: Wadsworth Publishing Company, 1987. cap. Fourier Series, Integrals, and Transformations. Citado na página 37.
- BEDRNÍK, T. et al. Precise method for digital frequency measurement for class a instruments. In: *Proceedings of the 2014 15th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 251–255. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 37.
- CHIPMAN, R. A. *Teoria e problemas de linhas de transmissão*. 1. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 1979. Citado na página 17.
- CHOU, N. W. M.; HSIEH, C. *Frequency Counter*. [S.l.]: Google Patents, 2013. US Patent US2013/0018616 A1. Citado na página 37.
- COOK, T.; GRAHAM, T. *Frequency Counter*. [S.l.]: Google Patents, 1986. US Patent US4616173 A. Citado na página 37.
- DAI, J. et al. A simple photonic-assisted microwave frequency measurement system based on mzi with tunable measurement range and high resolution. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 22, n. 15, p. 1162–1164, Aug 2010. ISSN 1041-1135. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 34.
- DORRER, C. Characterization of highly dispersive components using direct instantaneous frequency measurements. In: *CLEO: 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–2. ISSN 2160-8989. Citado na página 34.
- EAST, P. W. Fifty years of instantaneous frequency measurement. *IET Radar, Sonar Navigation*, v. 6, n. 2, p. 112–122, February 2012. ISSN 1751-8784. Citado 4 vezes nas páginas 31, 32, 33 e 69.
- GIROLAMI, G.; VAKMAN, D. Instantaneous frequency estimation and measurement: a quasi-local method. *Measurement Science and Technology*, v. 13, n. 6, p. 909, 2002. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0957-0233/13/i=6/a=312>>. Citado na página 15.
- IDIYATULLIN, D. et al. Fast and quiet mri using a swept radiofrequency. *Journal of Magnetic Resonance*, v. 181, n. 2, p. 342 – 349, 2006. ISSN 1090-7807. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1090780706001479>>. Citado na página 34.

- ITO, H. et al. Terahertz frequency counter with a fractional frequency uncertainty at the 10^{-17} level. *Applied Physics Express*, v. 6, n. 10, p. 102202, 2013. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/1882-0786/6/i=10/a=102202>>. Citado na página 37.
- KENNELLY, A. E.; HUNTER, R. N.; PRIOR, A. A. Oscillograms and their tests. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 39, n. 2, p. 143–145, Feb 1920. ISSN 0360-6449. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- LU, B. et al. Photonic microwave frequency measurement with high-coding-efficiency digital outputs and large measurement range. *IEEE Photonics Journal*, v. 5, n. 5, p. 5501906–5501906, Oct 2013. ISSN 1943-0655. Citado na página 70.
- MCCOY, M. C. et al. A frequency counter based analog-to-digital converter for a rfid telemetry system. In: *2007 50th Midwest Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1384–1387. ISSN 1548-3746. Citado na página 37.
- MELO, M. T. D.; LANCASTER, M. J.; HONG, J. S. Coplanar strips interdigital delay line for instantaneous frequency measurement systems. In: *IEE Colloquium on Advanced Signal Processing for Microwave Applications (Digest No: 1996/226)*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 1/1–1/4. Citado na página 69.
- MELO, M. T. de et al. Interferometer instantaneous frequency identifier. In: REAZ, M. B. I. (Ed.). *Radio Frequency Identification*. Rijeka: IntechOpen, 2013. cap. 14. Disponível em: <<https://doi.org/10.5772/52623>>. Citado na página 28.
- OLIVEIRA, B. G. M. de et al. Compact coplanar interferometers for a 5-6 ghz ifm system. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, v. 45, p. 235–40, Abril 2014. Citado na página 69.
- OLIVEIRA, E. M. F. de et al. Instantaneous frequency measurement subsystem implementation using low-cost microcontroller. In: *2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.
- PAN, S.; YAO, J. Instantaneous microwave frequency measurement using a photonic microwave filter pair. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 22, n. 19, p. 1437–1439, Oct 2010. ISSN 1041-1135. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 34.
- POZAR, D. *Microwave Engineering, 4th Edition*. [S.l.]: Wiley, 2011. ISBN 9781118213636. Citado na página 24.
- PRATT, W. H.; PRICE, D. R. Resonant circuit frequency indicator. *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 31, n. 6, p. 1255–1258, June 1912. ISSN 0097-2444. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- SAGAN, C. *Cosmos*. [S.l.]: Random House, 1980. Citado na página 5.
- SHAN, C.; CHEN, Z.; LIU, Y. Design and application of a digital frequency discriminator constructed by two counters. In: *IET International Conference on Information Science and Control Engineering 2012 (ICISCE 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4. Citado na página 36.
- SOUZA, M. F. A. de et al. Discriminators for instantaneous frequency measurement subsystem based on open-loop resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 57, n. 9, p. 2224–2231, Sept 2009. ISSN 0018-9480. Citado na página 70.

- SZPLET, R. et al. High precision time and frequency counter for mobile applications. v. 9, 06 2010. Citado na página 37.
- TALBOT, D. B. *Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.
- TANG, J.; TANG, F. A low noise cmos image sensor read-out circuit based on vco and frequency counter. In: *2009 3rd International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 624–627. ISSN 2163-5048. Citado na página 37.
- VALDES, M. D. et al. A fpga-based frequency measurement system for high-accuracy qcm sensors. In: *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1707–1712. ISSN 1553-572X. Citado na página 37.
- VELANDER, E. A frequency-bridge: An apparatus for accurate determination of frequency, by means of a null method. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 40, n. 11, p. 835–839, Nov 1921. ISSN 0360-6449. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- VOGT, M. Direct sampling and baseband conversion in doppler systems for high-frequency ultrasound blood flow measurements. *Electronics Letters*, v. 41, n. 14, p. 789–790, July 2005. ISSN 0013-5194. Citado na página 38.
- WANG, H.; Lü, Y. A digital instantaneous frequency measurement receiver based on sub-nyquist sampling. In: *IEEE 10th INTERNATIONAL CONFERENCE ON SIGNAL PROCESSING PROCEEDINGS*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1902–1905. ISSN 2164-5221. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 38.
- WANG, H. et al. A time and frequency measurement method based on delay-chain technique. In: *2008 IEEE International Frequency Control Symposium*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 484–486. ISSN 2327-1914. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 36.
- WANG, L. et al. Balanced gray codes with flexible lengths. *IEEE Communications Letters*, v. 20, n. 5, p. 894–897, May 2016. ISSN 1089-7798. Citado na página 69.
- XIONG, J.-j. et al. Measurement of wireless pressure sensors fabricated in high temperature co-fired ceramic mems technology. *Journal of Zhejiang University SCIENCE C*, v. 14, n. 4, p. 258–263, Apr 2013. ISSN 1869-196X. Disponível em: <<https://doi.org/10.1631/jzus.C12MNT04>>. Citado na página 34.
- XIU-QIN, H.; GE-WEN, K. Fault detection devices of rotating machinery based on sopc. In: *2011 Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*. [S.l.: s.n.], 2011. v. 2, p. 183–185. ISSN 2157-1473. Citado na página 37.
- ZHOU, J. et al. Instantaneous microwave frequency measurement using a photonic microwave filter with an infinite impulse response. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 22, n. 10, p. 682–684, May 2010. ISSN 1041-1135. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 34.
- ZHOU, W. et al. High-precise frequency measurement and link based on phase group synchronization. In: *2012 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4. ISSN 2327-1949. Citado na página 15.

APÊNDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA

Durante o doutorado, o discente envolveu-se em projetos que resultaram em diversos produtos científicos, entre eles, a publicação de um artigo na Conferência Europeia de Micro-ondas (EuMW 2017) e o prêmio de segundo lugar em uma competição internacional de design.

Destaque-se também que, no ano de 2017, foi aprovado em concurso para docente do ensino superior na Universidade Federal Rural de Pernambuco, tornando-se professor assistente efetivo e com dedicação exclusiva. Durante os dois últimos anos, lecionou as disciplinas de Circuitos 1 e Eletrônica Analógica 1, 2 e 3 para discentes dos cursos de Bacharelado em Engenharia Eletrônica e Elétrica.

No ano de 2018, coordenou o XIII Encontro Nacional de Estudantes de Engenharia Elétrica (ENEEEL 2018) sediado na Universidade Federal Rural de Pernambuco sendo também presidente do comitê de avaliação de submissões.

Abaixo, segue uma lista dos produtos científicos obtidos durante a vigência do doutorado:

Premiações

- EuMW 2017 Doctoral School Student Design Competition Prize (2nd winning team), European Microwave Conference.

Capítulos de Livro

- **OLIVEIRA, E. M. F.**; OLIVEIRA, M. R. T.; OLIVEIRA, B. G. M.; MELO, M. T. e KLEINAU, B. A., Formador de Feixe para Arranjo de Antenas UHF com Aplicação em Supervisão de Redes Elétricas. In: *Pesquisa Científica na Unidade do Cabo de Santo Agostinho - UFRPE*. Recife: Editora da UFRPE. No prelo.

Artigos Completos Publicados em Periódicos

- DE OLIVEIRA, M. R. T.; FILHO, H. V. H. SILVA; **OLIVEIRA, E. M. F.**; PINHEIRO, G. J.; DE MELO, M. T.; ALENCAR, M. O.; NETO, A. G.; LLAMAS-GARRO, I. *RFSS*

based on cross dipole or grid using PIN diode. Microwave and Optical Technology Letters, v. 59, p. 2122-2126, 2017.

- SILVA, C.P.N.; MACHADO, G.G.; **OLIVEIRA, E.M.F.**; DE OLIVEIRA, M.R.T.; DE OLIVEIRA, B.G.M.; DE MELO, M.T. *Compact fractal interferometers for a 4-bit IFM system.* Microwave and Optical Technology Letters (Print), v. 59, p. 1153-1157, 2017.
- SILVA FILHO, H. V. H.; SILVA C.P. N.; OLIVEIRA, M. R. T.; **OLIVEIRA, E. M. F.**; MELO, M. T.; SOUZA, T. R.; GOMES NETO, A. *Multiband FSS with Fractal Characteristic Based on Jerusalem Cross Geometry.* Journal of Microwave, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, v. 16, p. 932-941, 2017.

Trabalhos completos publicados em anais de congressos

- **OLIVEIRA, E.M.F.**; PONTES, L. P.; SILVA, C.P.N.; DE OLIVEIRA, B. G. M.; DE MELO, M. T.; I. Llamas-Garro. *Microstrip Fractal-based Phase Shifter.* Em: *47th European Microwave Conference*, 2017, Nuremberg, Alemanha. Proceedings of the 47th EuMW, 2017.
- **OLIVEIRA, E. M. F.**; PEDROSA, T. L. ; OLIVEIRA, B. G. M. ; SOUZA, S. R. O. ; M. T. de Melo, *A Novel Microstrip Frequency Discriminator for IFM Based on Balanced Gray-code.* Em: 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2017), 2017, Águas de Lindoia. Proceedings of the 2017 IMOC, 2017.
- **OLIVEIRA, E. M. F.**; COUTINHO, M. S.; PEDROSA, T. L.; DE MELO, M. T.; LLAMAS-GARRO, I. *A novel method for frequency discriminators construction based on balanced gray code.* In: 2016 URSI AsiaPacific Radio Science Conference (URSI APRASC), 2016, Seoul. 2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC). p. 1482.
- OLIVEIRA, B. G. M.; **OLIVEIRA, E. M. F.**; DE MELO, M. T. *Medição instantânea de frequência baseada em interferômetros de microfita.* Em: MOMAG 2016 Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Porto Alegre. Anais do MOMAG 2016, 2016.
- SILVA, C. P. N.; SILVA FILHO, H. V. H.; **OLIVEIRA, E. M. F.**; OLIVEIRA, M. R. T.; DE MELO, M. T.; OLIVEIRA, B. G. M. *Superfície seletiva em frequência multibanda baseada em modificações da Cruz de Jerusalém.* In: MOMAG 2016 Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Porto Alegre. Anais do MOMAG 2016, 2016.

Palestras Ministradas

- Introdução à Engenharia de Micro-ondas: Um panorama atual. XIII Encontro Nacional de Estudantes de Engenharia Elétrica. Cabo de Santo Agostinho, Setembro de 2018.

Coordenação de Projetos

- **Projeto de Pesquisa - Desenvolvimento de técnicas para circuitos chaveadores e de atraso de fase:** Neste projeto, celebrado entre a UFRPE e a UFPE, deseja-se estudar técnicas para se criar um circuitos chaveados para aplicação em sistemas de telecomunicações capazes de operar em Frequência Ultra Alta (UHF) e com controle compatível com a lógica transistor-transistor (TTL). Os dispositivos planares que se deseja estudar são baseados em linhas de atraso fractais e dispositivos chaveadores constituídos por componentes ativos.
- **Projeto de Extensão - UACSA Cultural:** O projeto 'Quatro Estações: UACSA Cultural' tem o objetivo de proporcionar aos discentes da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho um espaço para a prática cultural de música, literatura e dança, estimulando o envolvimento da comunidade acadêmica com atividades humanizadas performadas no ambiente da UACSA, e ainda estendendo sua atuação para instituições governamentais e filantrópicas da região; A proposta compreende a realização de eventos ligados à música e literatura regionais, a serem protagonizados pelos alunos.
- **Projeto de Extensão - XIII Encontro Nacional dos Estudantes de Engenharia Elétrica:** XIII Encontro Nacional de Estudantes de Engenharia Elétrica (ENEEEL), realizado na cidade do Cabo de Santo Agostinho, Pernambuco, nos dias 9 a 15 de Setembro de 2018. O tema do evento foi: *A ENERGIA QUE FAZ EVOLUIR. Transformando a sociedade através do conhecimento*. Foi organizado pelos alunos dos cursos de Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural de Pernambuco (UFRPE). O ENEEEL objetiva apresentar aos alunos as aplicações dos conhecimentos adquiridos ao longo do curso, trazer novos ensaios de tecnologias e as tendências do mercado de engenharia elétrica, além de ilustrar o panorama atual da engenharia elétrica na sociedade brasileira. Concomitantemente objetiva colocar em pauta assuntos de interesse de estudantes, docentes, pesquisadores e profissionais da área, de maneira a contribuir para que os engenheiros brasileiros estejam cada vez mais aptos a atender as demandas de mercado. A criação de uma rede, onde podem ser compartilhadas informações por todo o Brasil e nascer futuros contatos para empreendimentos. O ENEEEL proporciona espaço para o encontro de todos os estudantes de Engenharia Elétrica do país, além das discussões, troca de ideias e geração de soluções. Em meio a uma atmosfera social

que permite o contato entre alunos e profissionais do ramo, o intercâmbio de ideias e conceitos, entusiasmo e experiência são os feelings presentes durante as programações acadêmicas e culturais. Pretendendo-se assim, estimular um maior intercâmbio entre a Universidade e as Empresas, através do conhecimento acerca do mercado de trabalho.