



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

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE  
MEDIÇÃO INSTANTÂNEO DE FREQUÊNCIA  
MICROCONTROLADO**

por

**SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA**

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

**ORIENTADOR: MARCOS TAVARES DE MELO, Ph.D.**

**CO-ORIENTADOR: IGNACIO LLAMAS-GARRO, PhD**

Recife, outubro de 2018.

© Sérgio Romero Oliveira de Souza, 2018

## **FOLHA DE ROSTO**

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

## **FOLHA DE AVALIAÇÃO**

Dedico este trabalho aos meus pais,  
à minha esposa e aos meus filhos  
Pedro Romero e Maria Luiza

---

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me concedido saúde e equilíbrio mental para o desenvolvimento e conclusão desse trabalho. Faço um agradecimento especial aos meus pais, Severino P. de Souza (em memória) e Nanci O. da Silva, à minha esposa, Andrea Martins, e aos meus filhos, Pedro Romero e Maria Luiza pelo apoio e compreensão nos momentos de ausência.

Ao professor e orientador Marcos Tavares de Melo, pela confiança, pela condução segura na orientação, pela compreensão e motivação nos momentos difíceis, e pela oportunidade de desenvolver o doutorado mesmo na impossibilidade da dedicação exclusiva.

Ao professor Ignacio Llamas-Garro pelos conselhos, acolhimento e acompanhamento nas medidas experimentais no **CTTC** (*Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya*) de Castelldefels/Barcelona, Espanha, fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Aos amigos e colegas do Laboratório de Micro-Ondas do DES (Departamento de Eletrônica e Sistemas), em especial a Bruno Gomes, Leon Pereira, Elias Marques, Túlio Pedrosa, Crislane Silva e Manuelle Regina pela ajuda no desenvolvimento dos experimentos práticos no Laboratório de Micro-ondas e pelo ambiente agradável de trabalho proporcionado nesses anos.

Aos Professores do PPGEE-UFPE (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE), pelos conhecimentos lecionados nas disciplinas cursadas durante o Doutorado. Ao Coordenador Professor Marcelo Cabral Cavalcanti e a Secretária Andréa Tenório do PPGEE por todo apoio administrativo e compreensão nos momentos difíceis.

À TV Globo, em nome da Gerente de Tecnologia Carolina Duca, pela compreensão, tolerância e incentivo fundamentais. Aos colegas de trabalho da Tecnologia da Globo, pelo incentivo constantes e apoio nos momentos difíceis. À minha equipe do Suporte de RF, pelo apoio e compreensão.

Finalmente, a CAPES e CNPq pelo apoio financeiro para a participação de congressos e eventos científicos.

---

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

# DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE MEDIÇÃO INSTANTÂNEO DE FREQUÊNCIA MICROCONTROLADO

SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA

Outubro/2018

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

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

Área de Concentração: Fotônica.

Palavras-chave: Sistemas IFM; discriminadores de frequência; interferômetros; Circuitos de Micro-ondas, Simulação EM, Microcontrolador.

Número de Páginas: xvii + 115.

**RESUMO:** Um Sistema de Medição Instantânea de Frequência ou IFMS (do inglês, *Instantaneous Frequency Measurement Subsystem*) permite a monitoração de forma simultânea de todas as frequências dentro da sua banda de operação, sem a necessidade de fazer uma varredura de espectro, sendo largamente utilizados para detecção inteligente de sinais desconhecidos, apresentando uma boa precisão na faixa de RF/micro-ondas. Com esta característica, eles são largamente empregados para fins militares (guerra eletrônica), e na busca/identificação de sinais interferentes. O presente trabalho aborda o desenvolvimento de um IFM de quatro bits microcontrolado operando na faixa de 2,0 a 4,0 GHz, faixa de operação de sistemas como celular, satélites, GPS, radioenlaces de comunicações, *wifi* e *wimax*. Na implementação do sistema IFM são utilizados componentes de RF como discriminadores de fase, divisores de potência, detectores de RF e amplificadores de micro-ondas. Os discriminadores de fase estudados são projetados utilizando filtros rejeita-bandas em microfita, integrados em um único substrato. São abordados alguns conceitos teóricos relacionados com o tema, como a estrutura de microfita, conceitos gerais de filtros, técnicas de fabricação de dispositivos de micro-ondas e simulação eletromagnética. Os resultados teóricos, simulados e medidos são mostrados, com ênfase no tratamento digital dos sinais medidos no microcontrolador e a integração do sistema com um PC para a correta exibição da sub-banda de frequência. Por fim, são apresentados as conclusões e o planejamento para os trabalhos futuros.

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

**DEVELOPMENT OF AN INSTANTANEOUS  
FREQUENCY MEASUREMENT SYSTEM  
MICROCONTROLLED**

**SÉRGIO ROMERO OLIVEIRA DE SOUZA**

October/2018

Supervisor: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

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

Concentration Area: Photonics.

Keywords: IFM systems; frequency discriminators; interferometers; microwave circuits, EM Simulation, Microcontroller

Number of Pages: xvii + 115.

**ABSTRACT:** An Instantaneous Frequency Measurement Subsystem (IFMS) allows simultaneous measurement for all frequencies within its operating bandwidth, without the need for a spectrum scan. These systems are used for smart signal detection of unknown signals, presenting a good precision in the microwave range. With this feature, they are widely used for military purposes (electronic warfare) and in the search and identification of interfering signals in environment. The present work deals with the development of a microcontrolled 4-bit IFM operating from 2,0 to 4,0 GHz, the same operating range of systems such as cellular, satellites, GPS, radio relays, *Wi-Fi* and *wimax*. The IFM system developed are used RF components such as phase discriminators, power splitters, RF detectors and microwave amplifiers. The phase discriminators are designed using microstrip reject-band filters integrated in a single substrate. Some theoretical concepts related to the topic are discussed, such as microstrip structure, general filter concepts, microwave device manufacturing techniques and electromagnetic simulation. The theoretical, simulated and measured results are shown, with emphasis on the digital treatment of the signals measured in the microcontroller and the integration of the system with a PC for the correct display of the frequency sub-band. Finally, the conclusions and the planning for future work are presented.

# SUMÁRIO

<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>xi</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>xiii</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS .....</b>	<b>xiv</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS.....</b>	<b>xv</b>
<b>1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1 Contribuição desta Tese de Doutorado .....	3
1.2 Organização do Documento .....	3
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....</b>	<b>4</b>
2.1 Estrutura de uma Microfita .....	6
2.2 Impedância característica .....	8
2.3 Permissividade Efetiva .....	9
2.4 Atenuação em Microfita.....	13
2.5 Análise de Redes de Micro-ondas .....	14
2.5.1 Variáveis de Rede .....	14
2.5.2 Parâmetros de Espalhamento .....	16
2.5.3 Matriz <i>ABCD</i> .....	18
2.6 Linhas de Transmissão .....	23
2.7 Divisor / Combinador de Potência .....	25
2.8 Teoria Geral de Filtros .....	31
2.8.1 Pólos e Zeros no Plano Complexo .....	32
2.8.2 Filtro Ideal.....	32
2.8.3 Aproximação de Filtros por Máxima Planura (Butterworth) .....	33
2.8.4 Aproximação de Filtros de Chebyshev .....	35
2.8.5 Projeto de Filtros Rejeita-Banda .....	36
2.9 Interferômetros .....	39
2.10 Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas .....	40
2.11 Microcontroladores .....	42
2.11.1 Arduino .....	44
<b>3 SISTEMA DE MEDIDA DE FREQUÊNCIA INSTANTÂNEA .....</b>	<b>48</b>
3.1 Arquitetura .....	48
3.2 Amplificador de RF.....	52
3.3 Divisor de Potência .....	54
3.4 Ressonadores Acoplados em Microfita .....	56
3.5 Filtros Rejeita-Banda em Microfita.....	57
3.5.1 Ressonadores de Loop Aberto.....	60
3.5.2 Discriminador 1.....	62
3.5.3 Discriminador 2.....	65

---

3.5.4	Discriminador 3.....	67
3.5.5	Discriminador 4.....	68
3.6	Integração da Etapa de RF do Sistema IFM.....	72
3.7	Integração Completa do Sistema IFM.....	74
3.8	Configuração Experimental para Medidas.....	79
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>83</b>
4.1	Caracterização do Detector ADL5501.....	83
4.2	Sistema IFM sem etapa DC.....	86
4.3	Sistema IFM Completo.....	94
4.4	Determinação da Sub-Banda do Sinal de Entrada via Software.....	95
4.4.1	Código implementado para a detecção da Sub-Banda.....	98
4.4.2	Descrição do código.....	105
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>110</b>
5.1	Trabalhos Futuros.....	111
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>112</b>
	<b>LISTA DE PUBLICAÇÕES.....</b>	<b>115</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Estrutura em Microfita.....	6
Figura 2.2 – Campos eletromagnéticos em uma linha de transmissão de Microfita.....	6
Figura 2.3 – Componentes dos campos eletromagnéticos em uma Microfita.....	7
Figura 2.4 – Geometria para estudo da permissividade elétrica efetiva.....	9
Figura 2.5 – Rede de micro-ondas de duas portas com variáveis de rede indicada.....	15
Figura 2.6 – Rede de micro-ondas de duas portas com representação por Matriz ABCD.....	18
Figura 2.7 – Ligação de duas sub-redes de micro-ondas em cascata, com Matrizes ABCD individuais distintas.....	19
Figura 2.8 – Representação de uma linha de transmissão.....	23
Figura 2.9 – Modelo equivalente de uma linha de transmissão.....	23
Figura 2.10 – Representação genérica de um divisor e de um combinador.....	25
Figura 2.11 – Divisor de potência planar de Wilkinson feito em microfita com uma seção.....	26
Figura 2.12 – Circuito equivalente de um divisor de Wilkinson em Linha de Transmissão.....	26
Figura 2.13 – Divisor de Wilkinson remodelado para a análise.....	27
Figura 2.14 - Circuito para a análise par.....	27
Figura 2.15 - Circuito para a análise ímpar.....	29
Figura 2.16 - Circuito para a análise da impedância vista da porta 1.....	30
Figura 2.17 – Resposta em frequência de um filtro ideal.....	33
Figura 2.18 – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa normalizado com aproximação de Butterworth.....	34
Figura 2.19 – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa normalizado com aproximação de Chebyshev.....	36
Figura 2.20 – Configuração de filtros passa-baixa protótipo.....	37
Figura 2.21 – Resposta em frequência para a transformação de frequência de passa-baixa para rejeita banda.....	38
Figura 2.22 – Resposta em frequência para a transformação de frequência de passa-baixa para rejeita banda.....	38
Figura 2.23 – Representação típica de um interferômetro.....	40
Figura 2.24 – Resposta em frequência de um interferômetro.....	40
Figura 2.25 – Diagrama em blocos genérico de um Microcontrolador.....	44
Figura 2.26 – Arduino Nano versão 3.1, vista superior.....	45
Figura 2.27 – Arduino Nano versão 3.1, vista posterior.....	45
Figura 2.28 – Conexão do PC ao Arduino Nano.....	46
Figura 2.29 – IDE do Arduino.....	47
Figura 2.30 – Seleção da Arduino Nano na IDE do Arduino.....	47
Figura 3.1 – Arquitetura de um sistema IFM de 4 Bits.....	48
Figura 3.2 – Resposta em frequência de um IFM de 4 bits.....	51
Figura 3.3 – Saída dos conversores A/D de um Sistema IFM de 4 bits.....	51
Figura 3.4 – Amplificador de RF utilizado no projeto do IFM.....	53
Figura 3.5 – Ganho do Amplificador de RF em função da frequência e da tensão de alimentação.....	54
Figura 3.6 – Projeto do Divisor de potência de 1:4.....	55
Figura 3.7 – Resposta simulada para o divisor de Wilkinson de 1:4.....	56
Figura 3.8 – Ressonadores de meio comprimento de onda acoplados a uma linha de transmissão em.....	57
Figura 3.9 – Associação em série de 3 filtros rejeita-banda.....	58
Figura 3.10 – Ressonador em loop-aberto com indicação das dimensões.....	60
Figura 3.11 – Circuito equivalente de um ressonador de meio comprimento de onda acoplados em microfita.....	60
Figura 3.12 – Associação de três ressonadores com frequências de ressonância próximas.....	62
Figura 3.13 – Estrutura final do Discriminador 1.....	63
Figura 3.14 – Estrutura final do Discriminador 2.....	65
Figura 3.15 – Estrutura final do Discriminador 3.....	67
Figura 3.16 – Estrutura final do Discriminador 4.....	69
Figura 3.17 – Resposta ideal de cada filtro de um Sistema IFM de 4 bits.....	70
Figura 3.18 – Vista superior da placa com a integração da seção de RF de um IFMS de 4 bits.....	73
Figura 3.19 – Máquina de prototipagem a laser LPKF, no laboratório do CTTC.....	73
Figura 3.20 – Foto da placa integrada com a seção de RF de um IFMS de 4 bits.....	74
Figura 3.21 – Vista superior da placa integrada do Sistema IFM de 4 bits.....	75

Figura 3.22 – Diagrama em blocos funcional do detector ADL5501.	76
Figura 3.23 – Circuito básico para conexão do detector ADL5501.	76
Figura 3.24 – Detalhe da saída dos detectores para a entrada do Arduino.	77
Figura 3.25 – Detalhe da saída dos detectores para a entrada do Arduino.	78
Figura 3.26 – Visão geral do IFM completo fabricado.	78
Figura 3.27 – Visão geral dos equipamentos disponíveis no CTTC, na cidade de Castelldefels, Região Metropolitana de Barcelona, na Espanha.	80
Figura 3.28 – Medida com o detector coaxial de micro-ondas com a placa do Sistema IFM sem a etapa DC integrada.	81
Figura 3.29 – Medida do nível de saída de RF do Gerador de Sinais, com o valor de saída fixo em -20 dBm.	82
Figura 4.1 – Circuito de caracterização do ADL5501.	83
Figura 4.2 – Tensão de saída do ADL5501 em função da frequência de entrada, variando a potência de entrada.	84
Figura 4.3 – Tensão de saída do ADL5501 em função da frequência de entrada para várias potências de entrada.	84
Figura 4.4 – Variação da tensão de saída em função da frequência e da potência de entrada.	85
Figura 4.5 – Visão geral da placa sem a etapa de detecção de RF e processamento.	86
Figura 4.6 – Resultado simulado para a saída do discriminador 1 (Porta 2).	87
Figura 4.7 – Resultado simulado para a saída do discriminador 2 (Porta 3).	88
Figura 4.8 – Resultado simulado para a saída do discriminador 3 (Porta 4).	88
Figura 4.9 – Resultado simulado para a saída do discriminador 4 (Porta 5).	89
Figura 4.10 – Resultado medido para a saída do discriminador 1 (Porta 2).	91
Figura 4.11 – Resultado medido para a saída do discriminador 2 (Porta 3).	92
Figura 4.12 – Resultado medido para a saída do discriminador 3 (Porta 4).	92
Figura 4.13 – Resultado medido para a saída do discriminador 4 (Porta 5).	93
Figura 4.14 – Visão geral da placa completa do IFM de 4 bits.	94
Figura 4.15 – Algoritmo utilizado para determinação e apresentação da sub-banda do Sistema IFM de 4 bits.	95
Figura 4.16 – Medida do Detector 1 em mV dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.	96
Figura 4.17 – Medida do Detector 2 em mV dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.	97
Figura 4.18 – Medida do Detector 3 em mV dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.	97
Figura 4.19 – Medida do Detector 4, em mV, dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.	98
Figura 4.20 – Média da medida dos valores obtidos dos 4 detectores, em mV, dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.	98
Figura 4.21 – Tela do Monitor Serial mostrando a informação “No RF Signal on Input” quando não há RF sendo gerado na entrada da placa.	106
Figura 4.22 – Tela do Monitor Serial quando é inserido na placa o sinal entre 2,000 e 2,124 GHz, que corresponde à sub-banda A.	107
Figura 4.23 – Tela do Monitor Serial quando é inserido na placa o sinal entre 2,125 e 2,249 GHz, que corresponde à sub-banda B.	107
Figura 4.24 – Telas do Monitor Serial quando é inserido no Sistema IFM um sinal de RF entre 2,250 a 2,999 GHz, que corresponde às sub-bandas C à H.	108
Figura 4.25 – Telas do Monitor Serial quando é inserido no Sistema IFM um sinal de RF entre 3,000 a 3,749 GHz, que corresponde às sub-bandas I à N.	108
Figura 4.26 – Telas do Monitor Serial quando é inserido no Sistema IFM um sinal de RF entre 3,750 a 4,000 GHz, que corresponde às sub-bandas O e P.	109

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Designação das faixas do espectro de RF em frequências e comprimentos de onda. ....	5
Tabela 2.2 – Matriz ABCD de algumas redes de micro-ondas de duas portas. ....	21
Tabela 2.3 – Parâmetros S em função da Matriz ABCD. ....	22
Tabela 2.4 – Matriz ABCD em função dos Parâmetros S. ....	22
Tabela 2.5 – Elementos de um filtro passa-baixa protótipo de Butterworth ( $g_0=1$ , $\Omega_c = 1$ e $L_{AR} = 3,01$ dB em $\Omega_c = 1$ ). ....	39
Tabela 2.6 – Especificações Técnicas do Arduino Nano 3.1. ....	46
Tabela 2.7 – Pinagem do Arduino Nano 3.1. ....	46
Tabela 3.1 – Atribuição de cada sub-banda ao código binário de 4 bits. ....	52
Tabela 3.2 – Especificações técnicas do amplificador ZX60-83LN-S+. ....	53
Tabela 3.3 – Dimensões dos ressoadores da Figura 3.8 para $f_0 = 3$ GHz e $g = 0,1$ mm. ....	61
Tabela 3.4 – Distância de acoplamento para o discriminador 1. ....	63
Tabela 3.5 – Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 1. ....	63
Tabela 3.6 – Distância de acoplamento para o discriminador 2. ....	65
Tabela 3.7 – Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 2. ....	66
Tabela 3.8 – Distância de acoplamento para o discriminador 3. ....	67
Tabela 3.9 – Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 3. ....	68
Tabela 3.10 – Distância de acoplamento para o discriminador 4. ....	69
Tabela 3.11 – Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 4. ....	69
Tabela 3.12 - Tabela deal com as sub-bandas e faixas de frequência para um Sistema IFM de 4 bits operando de 2,0 a 4,0 GHz. ....	72
Tabela 3.13 – Descrição os equipamentos na medição do sistema. ....	79
Tabela 4.1 – Descrição dos componentes utilizados na montagem dos circuitos. ....	83
Tabela 4.2 – Descrição dos equipamentos utilizados na caracterização do ADL5501. ....	85
Tabela 4.3 – Descrição dos componentes utilizados na montagem do IFM sem a etapa DC. ....	86
Tabela 4.4 - Tabela Simulada de Sub-bandas e faixas de frequência para um Sistema IFM de 4 bits. ....	91
Tabela 4.5 – Tabela com as sub-bandas de frequência para o Sistema IFM de 4 bits fabricado. ....	93
Tabela 4.4 – Descrição dos componentes utilizados na montagem do IFM completo. ....	94

## LISTA DE SÍMBOLOS

$v/V$	Tensão instantânea/fasorial
$i/I$	Corrente instantânea/fasorial
$t$	Tempo
$f/f_0$	Frequência/Frequência de ressonância
$\omega/\omega_0$	Frequência angular/Frequência angular de ressonância
$\Phi$	Constante de fase
$\lambda / \lambda_0 / \lambda_g$	Comprimento de onda/comprimento de onda de ressonância/comprimento de onda guiado
$R$	Resistência
$L$	Indutância
$G$	Condutância
$C$	Capacitância
$Z$	Impedância
$c$	Velocidade da luz
$\alpha$	Constante de atenuação
$\beta$	Constante de fase
$\gamma$	Constante de propagação
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão
$P$	Potência
$S$	Parâmetros de espalhamento
$IL$	Perda por inserção
$\tau$	Atraso de tempo
$\epsilon_v / \epsilon_0 / \epsilon_r / \epsilon_{eff}$	Permissividade elétrica/Permissividade elétrica no vácuo/Permissividade relativa/Permissividade efetiva
$\mu/\mu_0$	Permeabilidade magnética/Permeabilidade magnética no vácuo
$W$	Largura de uma fita de microfita
$H$	Espessura do dielétrico de uma placa de circuito impresso
$L$	Comprimento de uma linha de microfita
$g_n$	Coefficientes de Butterworth para filtros protótipos
$\xi$	Constante de <i>ripple</i>
$\Omega/\Omega_c$	Frequência normalizada/Frequência de corte normalizada
$B$	Susceptância
$G_n$	Conjunto do código de Gray com $n$ bits

---

## LISTA DE ABREVIATURAS

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

---

MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
MSB	<i>Most Significant Bit</i>
PA	<i>Pulse Amplitude</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PDW	<i>Pulse Descriptor Word</i>
PW	<i>Pulse Width</i>
RF	Radiofrequência
RLC	R, resistor; L, indutor; C, Capacitor; circuito RLC
RSGB	<i>Radio Society of Great Britain</i>
SMA	Subminiature version A
SMD	<i>Surface-Mount Device</i>
SOLT	<i>Short-Open-Load-Through</i>
TEM	<i>Transverse Electromagnetic Mode</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
UFPE	Universidade Federal de Pernambuco
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
VLSI	<i>Very Large Scale of Integration</i>

# 1 INTRODUÇÃO

A aplicação de dispositivos de micro-ondas, como filtros, antenas, divisores, amplificadores de RF, receptores, entre outros vem crescendo de forma espantosa nas últimas décadas, sendo empregados em diversas áreas, como sistemas de telecomunicações, radares, instrumentos de medidas, sistemas militares, comunicações via satélite, entre outras. Este crescimento foi impulsionado pelos avanços nas áreas de linhas de transmissão planares (linhas de transmissão que consistem em fitas condutoras impressas na superfície de seus substratos), desenvolvimento de novos dispositivos de estado sólido, capazes de responder a frequências cada vez maiores, e pelo uso de ferramentas computacionais aplicadas na simulação eletromagnética dos dispositivos, diminuindo o tempo necessário no projeto e caracterização destes dispositivos.

Dentre os vários dispositivos de micro-ondas utilizados hoje podemos destacar os receptores de medição instantânea de frequência, ou receptores **IFM** (do inglês *Instantaneous Frequency Measurement*), empregados no monitoramento banda larga de sinais em sistemas de medidas eletrônicas de apoio no ar, no mar e na terra, os chamados Sistemas **ESM** (do inglês *Electronic Support Measures*) [7]. Sua importância é tanta que muitos países chegaram a desenvolver suas próprias tecnologias IFM para aplicações em sistemas de defesa e guerra eletrônica ou **EW** (do inglês *Electronic Warfare*).

Um receptor IFM foi apresentado pela primeira vez por Eric Strong Charles e William Earp Charles em 1948 [6]. A informação de saída deste receptor era apresentada em coordenadas polares em uma tela. O ângulo do mostrador polar representava a frequência do sinal de entrada e a amplitude representava a potência do sinal. Embora os receptores IFM modernos continuem usando o mesmo princípio de operação, os parâmetros do sinal são representados em formato digital.

Um receptor IFM apresenta vantagens em termos de largura de banda instantânea, acurácia de medida de frequência, dimensões, peso e custo. Este tipo de receptor pode medir frequências com uma acurácia RMS de 0,017% da banda de RF instantânea. Eles são produzidos em uma variedade de larguras de banda de frequência instantânea, incluindo 50-500MHz, 750-1250MHz, 0,5-2GHz, 2-6GHz, 2-18GHz, etc. A faixa

---

dinâmica instantânea é tipicamente de 70dB, com uma resolução de amplitude de 0,4dB. Os primeiros receptores IFM podiam gerar erros bem maiores [21].

Vários estudos estão sendo feitos hoje para adicionar novas funcionalidades aos IFM, como capacidade de identificar e analisar sinais simultâneos e de trabalhar em ambientes complexos (ambiente que apresentem sinais de alta potência, por exemplo). Atualmente sistemas baseados em IFM digital são capazes também de medir amplitude de sinais, largura de pulso (PW, *Pulse Width*) de sinais pulsados, além de estimar o tempo de chegada (TOA, *Time of Arrival*) do sinal, direção e distância da fonte emissora.

Dentro dos receptores IFM podem ser encontrados os circuitos discriminadores de fase, que são geralmente interferômetros compostos por linhas de atraso e divisores de potência ou por filtros rejeita-banda. No primeiro caso, os discriminadores de fase causam diferentes atrasos de propagação, de modo que os sinais atrasados são comparados com o sinal original no intuito de identificar a frequência instantânea do sinal de RF/micro-ondas de entrada, usando o princípio da interferência construtiva e destrutiva [22]. Quando os discriminadores de fase são desenvolvidos a partir de filtros rejeita-banda, estes são projetados para fornecerem sinais similares aos dos interferômetros, com uma banda passante larga e uma banda de rejeição estreita, garantindo ao receptor IFM uma boa resolução em uma larga banda de operação [12]. Avanços em processadores digitais, estão abrindo um vasto campo de oportunidades para a digitalização direta de sinais de micro-ondas de até algumas dezenas de GHz.

Um receptor digital IFM usa vários discriminadores de fase banda larga para medir as fases em formato digital, facilitando o tratamento desses sinais por sistemas microprocessados ou microcontrolados.

Este trabalho visa apresentar a integração prática de um sistema de medição instantânea de frequência (IFMS) digital de 4 bits microcontrolado, que poderá trabalhar de forma autônoma ou junto com um computador para fornecer informações sobre a frequência do sinal de entrada do sistema. Os dispositivos de micro-ondas utilizados neste trabalho serão desenvolvidos em uma categoria específica de linhas planares: a Microfita (do inglês, *Microstrip*). As linhas de transmissão de microfita são geralmente usadas em circuitos integrados de micro-ondas (**MICs**, do inglês *Microwave Integrated Circuits*) e

são bastante eficientes em frequências que vão de alguns giga-hertz até dezenas de giga-hertz. Existem várias vantagens na utilização desse tipo de estrutura, como: (a) baixo custo de fabricação, possibilitando a produção através de métodos de fotolitografia; (b) perfil reduzido; (c) facilidade de integração com outros dispositivos como detectores de micro-ondas, conversores analógico-digitais, amplificadores de RF, entre outros.

## 1.1 Contribuição desta Tese de Doutorado

Neste trabalho de Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica é apresentado todo o desenvolvimento do projeto de um Sistema de Monitoração Instantâneo de Frequência baseado em filtros rejeita-faixa de microfita e sua integração com outros dispositivos e componentes para aplicação em um sistema IFM digital que opera na faixa de 2,0 a 4,0 GHz, onde as sub-bandas de frequência são apresentadas em um notebook rodando um aplicativo tipo terminal serial, se comunicando com o sistema através da porta USB. Resultados simulados e medidos também são apresentados.

## 1.2 Organização do Documento

Este trabalho está organizado em 4 capítulos, abrangendo desde a motivação para a pesquisa envolvida até o projeto final do sistema.

O **Capítulo 2** aborda os conceitos e teorias sobre a tecnologia dos circuitos de microfita, que foi a estrutura planar escolhida no desenvolvimento do Sistema IFM. São tratados ainda detalhes sobre sua estrutura física, a determinação de parâmetros importantes, redes de micro-ondas de duas portas, parâmetros  $S$ , matriz ABCD, linhas de transmissão e teoria de filtros, observando-se conceitos relevantes no projeto destes dispositivos. Este capítulo ainda trata de uma forma geral dos softwares de simulação eletromagnética e um estudo sobre microcontroladores, com foco no Arduino Nano v3.1, que foi o empregado nesta Tese.

O **Capítulo 3** apresenta os sistemas de medição instantânea de frequência, os discriminadores de fase e o tratamento digital dos sinais.

O **Capítulo 4** traz os resultados teóricos, simulados e medidos para o sistema IFM apresentado e o **Capítulo 5** traz as conclusões e as sugestões para trabalhos futuros.

---

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Quando os circuitos elétricos operam em baixas frequências, é possível considerar que seus elementos são discretos e interligados por condutores que não apresentam qualquer influência à sua resposta elétrica, pois nesse caso as dimensões físicas das redes elétricas são muito menores do que o comprimento de onda de operação. Entretanto, quando os circuitos elétricos trabalham em frequências mais elevadas, tanto as dimensões físicas dos elementos do circuito quanto dos condutores são frações consideráveis do comprimento de onda de operação, o que causa uma grande influência na resposta esperada, sendo necessário revisar o projeto de forma a considerar essa interferência.

O termo **micro-ondas** pode ser utilizado para descrever as ondas eletromagnéticas (EM) com frequências entre 300 MHz e 300 GHz, que correspondem a comprimentos de onda no espaço livre de 1 m a 1 mm [25, 26]. As ondas EM com frequências acima de 30 GHz e abaixo de 300 GHz também são conhecidas como ondas milimétricas, devido aos seus comprimentos de onda variarem de 10 a 1 mm. Dentre as inúmeras aplicações para RF/micro-ondas, podem ser citadas: comunicações, radar, aeronavegação, radioastronomia, sensoriamento remoto, instrumentação médica. O espectro de RF/micro-ondas comumente é dividido em faixas de frequência como indicadas na Tabela 2.1[26].

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

Todos os circuitos e dispositivos de micro-ondas necessários ao desenvolvimento desta Tese de Doutorado são abordados neste capítulo. Os circuitos e dispositivos que exercerem um papel mais importante neste trabalho receberão uma atenção mais especial em suas seções.

**Tabela 2.1** – Designação das faixas do espectro de RF em frequências e comprimentos de onda.

<b>Frequência</b>	<b>Comprimento de onda</b>	<b>Designação da Faixa</b>	<b>Abreviatura</b>
3 – 30 Hz	$10^5 - 10^4$ km	<i>Extremely Low Frequency</i>	ELF
30 – 300 Hz	$10^4 - 10^3$ km	<i>Super Low Frequency</i>	SLF
300 – 3000 Hz	$10^3 - 100$ km	<i>Ultra Low Frequency</i>	ULF
3 – 30 kHz	100 – 10 km	<i>Very Low Frequency</i>	VLF
30 – 300 kHz	10 – 1 km	<i>Low Frequency</i>	LF
300 kHz – 3 MHz	1 km – 100 m	<i>Medium Frequency</i>	MF
3 – 30 MHz	100 – 10 m	<i>High Frequency</i>	HF
30 – 300 MHz	10 – 1 m	<i>Very High Frequency</i>	VHF
300 MHz – 3 GHz	1 m – 10 cm	<i>Ultra High Frequency</i>	UHF
3 – 30 GHz	10 – 1 cm	<i>Super High Frequency</i>	SHF
30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm	<i>Extremely High Frequency</i>	EHF
300 GHz – 3000 GHz	1 mm – 0.1 mm	<i>Tremendously High Frequency</i>	THF

## 2.1 Estrutura de uma Microfita

De forma geral, uma linha de transmissão em Microfita possui estrutura conforme mostrada na Figura 2.1. Pode-se observar: (a) fita superior, condutora, com largura  $w$  e espessura  $t$ ; (b) substrato dielétrico com constante de permissividade dielétrica  $\epsilon_r$  e espessura  $h$ ; (c) plano de terra, condutor, que fica situado na base do substrato. Todas as dimensões descritas acima determinam a impedância de uma linha de transmissão fabricada em Microfita.

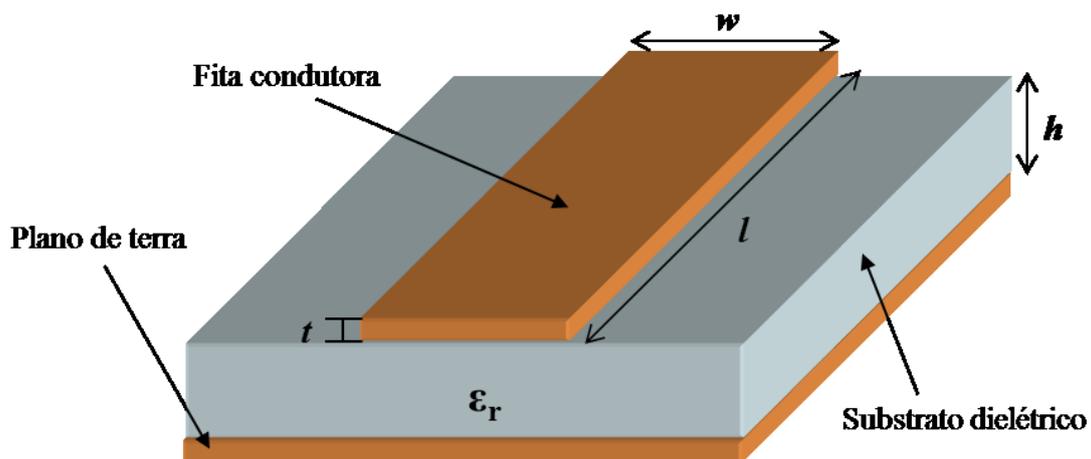


Figura 2.1 – Estrutura em Microfita

Os campos eletromagnéticos em uma Microfita permeiam os dois meios: o ar acima da fita e o dielétrico entre a fita e o plano de terra, o que torna a fita imersa em um meio não-homogêneo, conforme mostrado na Figura 2.2. Devido a essa natureza não-homogênea, a linha de transmissão em Microfita não suporta o modo de transmissão TEM puro.

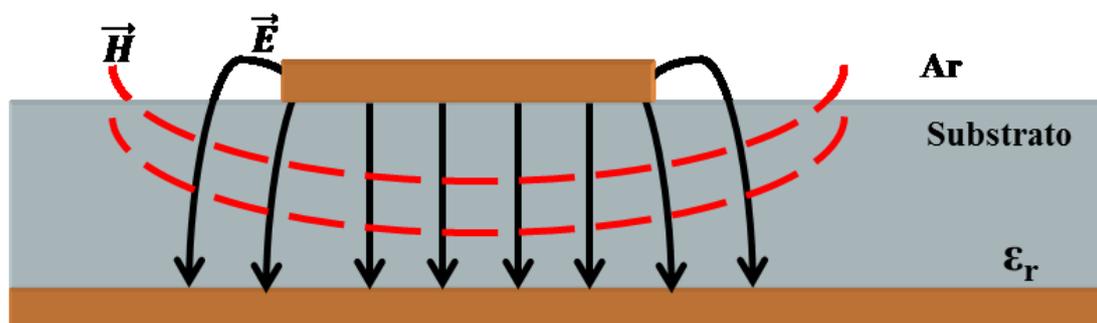


Figura 2.2 – Campos eletromagnéticos em uma linha de transmissão de Microfita.

O modo de transmissão TEM puro possui somente componentes transversais à direção de propagação. Sua velocidade de propagação depende apenas das propriedades do meio, da permissividade  $\epsilon$  e da permeabilidade  $\mu$ . No entanto, quando a propagação se dá em dois meios distintos (ar e o substrato dielétrico), a onda eletromagnética que se propaga na microfita possui componente longitudinal não nula, como mostra a Figura 2.3. Dessa forma a velocidade de propagação não depende apenas das características do meio, mas também das dimensões físicas da fita.

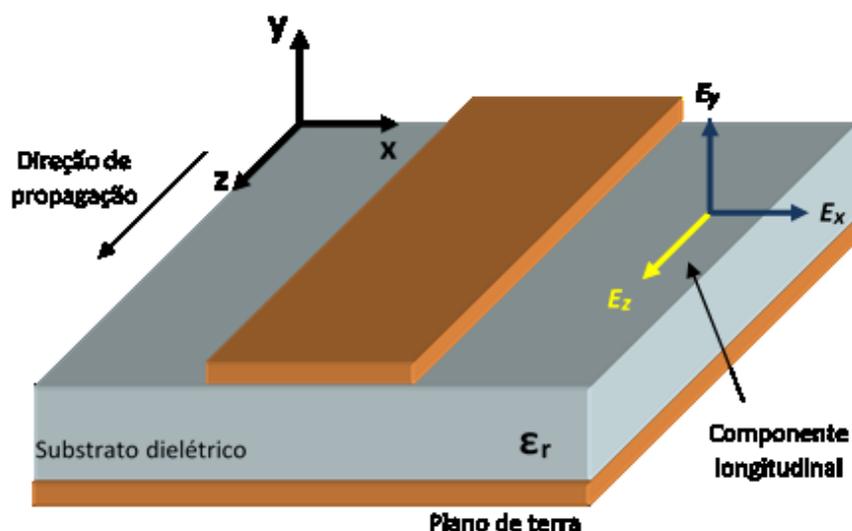


Figura 2.3 – Componentes dos campos eletromagnéticos em uma Microfita

Quando a amplitude das componentes longitudinais do campo eletromagnético ( $E_z$ ) do modo dominante de propagação de uma linha de transmissão em microfita é muito menor que a amplitude das componentes transversais ( $E_x$  e  $E_y$ ), elas podem ser desprezadas. Neste caso o modo dominante se comporta como o modo TEM e a teoria de análise para linhas de transmissão em modo TEM pode ser aplicada a linhas de transmissão em microfita. Esta aproximação é chamada de quase-estática e é válida em parte da faixa de frequência que pode ser operada em microfita. A faixa, onde a análise quase-estática é adequada, fica abaixo de 8GHz [1], onde a largura da fita e a espessura do dielétrico são muito menores que o comprimento de onda no meio. Os dispositivos abordados nesse trabalho nessa faixa estão incluídos.

## 2.2 Impedância característica

O principal parâmetro de uma linha de transmissão é sua impedância característica. Em uma linha de transmissão em que o modo dominante é o TEM puro, a impedância característica pode ser expressa por qualquer uma das equações abaixo,

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

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

$$\text{ou} \quad Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (2.3)$$

onde  $L$  e  $C$  são a indutância e capacitância por unidade de comprimento da linha. A velocidade de fase da onda,  $v_p$ , é dada por,

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

Se em uma linha de transmissão em microfita substituirmos o dielétrico pelo ar, teremos uma linha em que a onda se propagará com a velocidade da luz  $c \approx 3 \times 10^8$  m/s. A impedância característica para essa linha, preenchida pelo ar, é dada pelas seguintes equações,

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

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

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

onde  $L$  não é alterado porque a permeabilidade  $\mu_0$  não é alterada, quando o dielétrico é substituído pelo ar,  $C_a$  é a capacitância por unidade comprimento da linha preenchida pelo ar.

Usando as equações (2.1), (2.6) e (2.7) pode-se obter a seguinte equação (2.8) [3],[29]:

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

A equação (2.8) mostra que se pode calcular a impedância característica de uma linha de transmissão, em microfita, se for possível calcular a capacitância por unidade de comprimento a partir das dimensões da estrutura.

### 2.3 Permissividade Efetiva

Na aproximação quase-estática o substrato e o ar são substituídos por um meio homogêneo. Para facilitar o entendimento, vamos considerar que a fita condutora com suas dimensões originais se encontra imersa totalmente no substrato dielétrico com permissividade elétrica  $\epsilon_{\text{reff}}$ , a uma altura  $h$  acima do plano de terra, conforme mostrado na Figura 2.4.

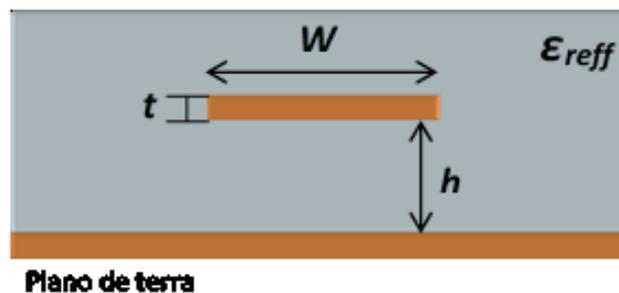


Figura 2.4 – Geometria para estudo da permissividade elétrica efetiva.

Com  $W/h \gg 1$  e  $\epsilon_r \gg 1$ , as linhas de campo elétrico se concentram mais no substrato. O efeito desta distorção, conhecida como “efeito de borda”, faz com que o dispositivo pareça eletricamente maior do que as suas dimensões físicas. Como parte das ondas viajam pelo substrato e parte pelo ar, é necessário utilizar no projeto dos dispositivos de microfita a permissividade elétrica efetiva.

É possível relacionar a permissividade efetiva com a impedância característica de um dispositivo de microfita.

Para uma linha de transmissão preenchida com ar a velocidade de propagação é dada por:

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_a}} \quad (2.9)$$

Dividindo a equação (2.9) pela equação (2.4) e elevando ambos os membros ao quadrado temos:

$$\frac{C}{C_a} = \left( \frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.10)$$

O primeiro termo da equação acima é definido como sendo a permissividade elétrica efetiva da microfita. Então, temos:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{C}{C_a} = \left( \frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.11)$$

Podemos então obter a seguinte relação entre  $Z_0$ ,  $Z_{0a}$  e  $\epsilon_{\text{reff}}$  a partir das equações (2.3), (2.7), (2.10) e (2.11),

$$Z_0 = \frac{Z_{0a}}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (2.12)$$

Em linhas de transmissão com a fita larga, o campo elétrico se situa, na sua maior parte, confinado entre a fita e o plano terra. Nesse caso a permissividade efetiva tende a  $\epsilon_{\text{reff}} \rightarrow \epsilon_r$ . De forma contrária em linhas de transmissão em que a fita é mais fina, o campo elétrico é distribuído quase que igualmente entre o ar e o substrato. Nesse caso a permissividade tende a  $\epsilon_{\text{reff}} \rightarrow 1/2(\epsilon_r - 1)$ . Dessa forma, para diversas dimensões da largura de fita, a permissividade efetiva varia entre  $\epsilon_r$  e  $1/2(\epsilon_r - 1)$  [3].

Para uma onda se propagando, a velocidade de fase é calculada pelo produto entre a frequência e o comprimento de onda. Para o ar temos:

$$c = f \cdot \lambda_0 \quad (2.13)$$

Para uma linha de microfita, a velocidade de fase é dada por:

$$v_p = f \cdot \lambda_g \quad (2.14)$$

Substituindo as equações (2.13) e (2.14) em (2.11) teremos:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2 \quad (2.15)$$

$$\text{ou} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.16)$$

onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no ar e  $\lambda_g$  é o comprimento de onda na microfita. Outra forma de apresentar a equação (2.16) é dada a seguir:

$$\lambda_g = \frac{300}{F(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \text{ (mm)} \quad (2.17)$$

A equação (2.17) é bastante utilizada no projeto de ressoadores de microfita. O comprimento físico  $l$  da linha de transmissão em microfita em função de um comprimento específico elétrico  $\theta$  pode ser determinado a partir de:

$$\beta l = \theta \quad (2.18)$$

$$\text{e} \quad \frac{2\pi l}{\lambda_g} = \theta \quad (2.19)$$

Para  $\theta$  em graus temos:

$$l = \frac{\theta \lambda_g}{360} \quad (2.20)$$

Uma conclusão imediata é que o comprimento da linha de transmissão não influencia na impedância característica de linha, porém a largura influencia diretamente na impedância.

Considerando ainda a aproximação quase-estática e condutores finos ( $t \rightarrow 0$ ), uma expressão fechada para cálculo da impedância característica e permissividade efetiva de linhas de transmissão em microfita é apresentada a seguir [2]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left[ \frac{8}{W/h} + 0,25 \frac{W}{h} \right], \quad W/h \leq 1 \quad (2.21)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{1}{\left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]}, \quad W/h \geq 1 \quad (2.22)$$

A permissividade efetiva utilizada nas equações (2.21) e (2.22) podem ser calculadas a partir das equações apresentadas em [2], [17] conforme a seguir:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} + 0,04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad W/h \leq 1 \quad (2.23)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} \quad W/h \geq 1 \quad (2.24)$$

## 2.4 Atenuação em Microfita

As componentes de perdas de uma linha de microfita incluem perdas no condutor, perdas no material dielétrico e perdas por irradiação (não estamos considerando as perdas magnéticas por não estar sendo empregando substratos magnéticos).

A constante de propagação sobre uma linha de transmissão com perdas é uma grandeza complexa, representada por  $\lambda = \alpha + j\beta$ , onde a parte real  $\alpha$  é a constante de atenuação.

Uma solução simples que é muito utilizada para estimar a atenuação produzida pela perda no condutor, em uma linha de microfita, é dada por [4]:

$$\alpha_c = \frac{8,686 \cdot R_s}{Z_c \cdot W} \quad (2.25)$$

onde  $Z_c$  é a impedância característica,  $W$  é a largura da microfita,  $R_s$  é a resistência de superfície (em ohms por unidade de área) e  $\alpha_c$  é dado em dB/unidade de comprimento. A equação (2.25) fornece uma boa precisão se considerarmos que a distribuição de corrente na fita é uniforme. Isto ocorre para a grande maioria das aplicações práticas, onde temos a largura da microfita bem maior que a espessura do substrato. Então, para um condutor, temos que resistência de superfície é dada por [4]:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2.26)$$

onde  $\omega$  é a frequência angular de operação,  $\mu_0$  é a permeabilidade do ar e  $\sigma$  é a condutividade do metal. As perdas no dielétrico são dadas por:

$$\alpha_d = 8,686 \cdot \pi \cdot \left( \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \cdot \left( \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \right) \cdot \frac{\tan(\delta)}{\lambda_g} \quad (2.27)$$

onde  $\tan(\delta)$  é a tangente de perdas do substrato,  $\lambda_g$  é o comprimento de onda na microfita,  $\epsilon_r$  e  $\epsilon_{re}$  são a permissividade relativa e permissividade relativa efetiva, sendo  $\alpha_d$  dado em dB / unidade de comprimento.

Como a microfita é uma estrutura semiaberta, qualquer radiação é livre para se propagar ou para induzir correntes em uma caixa metálica.

Quando um dispositivo de microfita é acondicionado em uma caixa metálica, a impedância característica e a constante dielétrica efetiva são alteradas. Na prática, para se reduzir os efeitos das paredes magnéticas [4], deve-se colocar a tampa superior da caixa a uma altura pelo menos 8 vezes a espessura do dielétrico, enquanto que a distância das paredes laterais deve estar à uma distância de pelo menos 5 vezes a espessura do substrato [5].

## 2.5 Análise de Redes de Micro-ondas

Redes de micro-ondas são basicamente compostas de elementos passivos, como capacitores, resistores, indutores, entre outros, conectados de forma a criar circuitos com funcionalidades específicas, como filtros, ressoadores, divisores, etc.

Na frequência de micro-ondas, não há dispositivos para medição direta de tensões e correntes, como fazemos nos circuitos que operam com baixa frequência. Por isso, estas medidas não são válidas quando estamos investigando os níveis de excitação elétrica em uma determinada rede de micro-ondas. No entanto, a análise de redes de micro-ondas em termos de correntes, tensões e impedâncias é importante para aumentar o controle do projeto do dispositivo bem como otimizar o seu desempenho.

No estudo das Redes de micro-ondas, será dado enfoque aos parâmetros de espalhamento (do inglês, *Scattering Parameters*) e à Matriz *ABCD*.

### 2.5.1 Variáveis de Rede

Vários dispositivos de micro-ondas, como filtros, ressoadores, etc. podem ser representados por uma rede de duas portas, como mostrado na Figura 2.5, onde  $V_1$  e  $V_2$  representam as tensões nas portas 1 e 2, enquanto que  $I_1$  e  $I_2$  representam as correntes nas portas 1 e 2, respectivamente,  $Z_{01}$  e  $Z_{02}$  são as impedâncias de terminais e  $E_S$  é a fonte ou gerador de tensão. Se considerarmos que as tensões são senoidais, pode-se escrever:

$$v_1 = |V_1| \cos(\omega t + \phi) \quad (2.28)$$

Reescrevendo a equação (2.28) utilizando a identidade da equação (2.29), temos:

$$e^{jx} = \cos(x) + j\text{sen}(x) \quad (2.29)$$

$$v_1 = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}(|V_1| \cdot e^{j(\omega t + \phi)}) = \text{Re}(V_1 e^{j\omega t}) \quad (2.30)$$

onde  $\text{Re}()$  representa a parte real da tensão na porta 1. Podemos então definir  $V_1$  como:

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi} \quad (2.31)$$

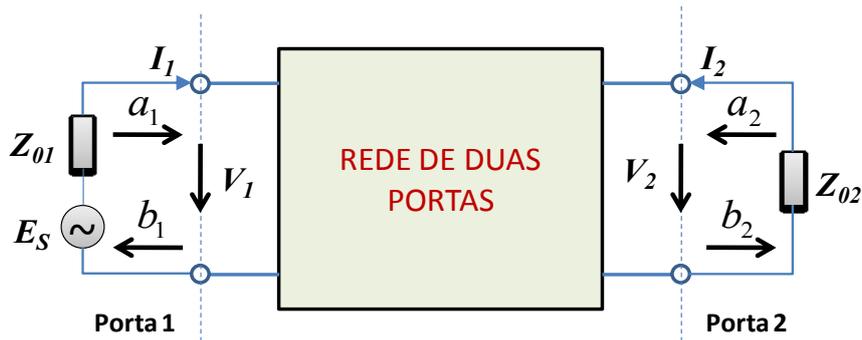


Figura 2.5 – Rede de micro-ondas de duas portas com variáveis de rede indicada.

Como é difícil medir tensões e correntes na frequência de micro-ondas, é necessário introduzir o conceito de variáveis de rede. Na Figura 2.5, a letra  $a$  indica uma onda incidente. O índice informa se a onda incide na porta 1 ou na porta 2. Já a letra  $b$  indica uma onda refletida, e o índice informa se a onda reflete da porta 1 ou da porta 2.

As relações entre as tensões e correntes do circuito e variáveis de rede são definidas como [4]:

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n) \quad (2.31)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n) \quad (2.32)$$

Também é possível escrever as variáveis de rede em função das tensões e correntes do circuito como segue [4]:

$$a_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \quad (2.33)$$

$$b_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \quad (2.34)$$

Em ambos os casos,  $n$  pode assumir os valores 1 e 2, para designar as variáveis para uma determinada porta. As equações acima garantem que a potência na porta  $n$  será [4]:

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (2.35)$$

Na equação (2.35), o asterisco indica o conjugado complexo da variável em questão. É possível identificar ainda que a quantidade  $\frac{a_n a_n^*}{2}$  é a potência da onda incidente na porta  $n$ , e que  $\frac{b_n b_n^*}{2}$  é a potência da onda refletida na porta  $n$ .

### 2.5.2 Parâmetros de Espalhamento

Os parâmetros de espalhamento (do inglês, *Scattering Parameters*) ou “parâmetros  $S$ ” de uma rede de micro-ondas de duas portas podem ser definidos em termos das variáveis de onda como [4]:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.36)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.37)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.38)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.39)$$

Nas equações acima, os termos  $a_n = 0$  indicam um casamento perfeito de impedância, isto é, não há reflexão da impedância terminal para a porta  $n$ . Na forma matricial, é possível escrever:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Na equação (2.40), a matriz que contém os parâmetros  $S$  é chamada de “Matriz  $S$ ”, e denotada por  $[S]$ . Os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  também são chamados de coeficientes de

reflexão, enquanto que os parâmetros  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são chamados de coeficientes de transmissão. Estes parâmetros podem ser medidos diretamente em frequências de micro-ondas.

Os parâmetros  $S$  são geralmente complexos, sendo então conveniente a sua representação em termos de amplitude e fase. De forma genérica, temos:

$$S_{mn} = |S_{mn}| \cdot e^{j\phi_{mn}} \quad \text{para } m, n = 1, 2 \quad (2.41)$$

Para utilizar a amplitude em decibel (dB), devemos usar:

$$|S_{mn}|(dB) = 20 \cdot \log |S_{mn}| \quad m, n = 1, 2 \quad (2.42)$$

Para a caracterização de filtros, podemos definir mais dois parâmetros: perda por inserção (do inglês, *Insertion Loss* ou  $L_A$ ) entre as portas  $n$  e  $m$ , com  $n \neq m$ , isto é, medida sempre de uma porta para outra, e perda de retorno (do inglês, *Return Loss* ou  $L_R$ ) na porta  $n$ , com  $n = 1$  ou  $n = 2$ , medida sempre em relação à mesma porta. As equações 2.43 e 2.44 mostram as expressões para a perda por inserção e perda de retorno, respectivamente.

$$L_A = -20 \cdot \log |S_{mn}| dB \quad m, n = 1, 2 (m \neq n) \quad (2.43)$$

$$L_R = 20 \cdot \log |S_{nn}| dB \quad n = 1, 2 \quad (2.44)$$

Podemos ainda definir o **C**oeficiente de **O**nda **E**stacionária (COE) ou  $V_{SWR}$  (do inglês, *Voltage Standing Wave Ratio*) em termos dos parâmetros  $S$ , como segue:

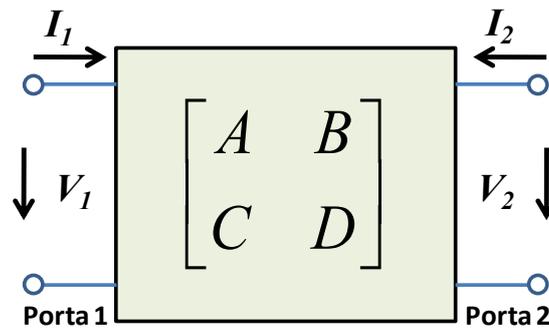
$$V_{SWR} = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (2.45)$$

Os parâmetros  $S$  possuem várias propriedades úteis para análise de redes de micro-ondas. Para uma rede recíproca, temos que  $S_{12} = S_{21}$ . Se além de recíproca a rede for simétrica, temos ainda que  $S_{11} = S_{22}$ . Por outro lado, se uma rede é dita simétrica, ela também é recíproca. Para uma rede passiva e sem perdas, a potência total incidente é igual à potência transmitida somada com a potência refletida na porta, ou seja:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (2.46)$$

### 2.5.3 Matriz $ABCD$

Os parâmetros  $S$  podem ser utilizados para analisar redes de micro-ondas com 2 ou mais portas [3]. No entanto, quando desejamos analisar redes com apenas 2 portas, os parâmetros  $ABCD$  ou Matriz  $ABCD$  podem ser utilizados de forma mais conveniente. Considere a Figura 2.6 abaixo.



**Figura 2.6** – Rede de micro-ondas de duas portas com representação por Matriz  $ABCD$

Utilizando a notação matricial, podemos escrever [4]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Desenvolvendo, temos:

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 - BI_2 \\ I_1 &= CV_2 - DI_2 \end{aligned} \quad (2.48)$$

Os parâmetros  $ABCD$  são então dados por:

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.49)$$

$$B = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.50)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (2.51)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.52)$$

Consultando a Figura 2.6, é possível verificar que  $I_2 = 0$  é equivalente a deixar a porta 2 em aberto, enquanto que  $V_2 = 0$  é equivalente a fazer um curto na porta 2.

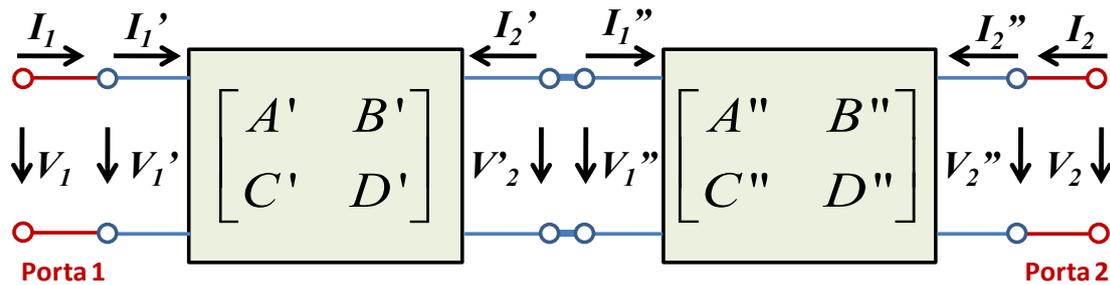
As Matrizes  $ABCD$  possuem também as seguintes propriedades:

$$AD - BC = 1 \quad (\text{Rede recíproca}) \quad (2.53)$$

$$A = D \quad (\text{Rede simétrica}) \quad (2.54)$$

Se a rede de micro-ondas é sem perdas, então  $A$  e  $D$  serão puramente reais enquanto que  $B$  e  $C$  serão puramente imaginários.

A vantagem do uso da matriz  $ABCD$  para análise de redes de micro-ondas complexas de duas portas (mas que possam ser divididas em uma cascata de várias sub-redes) é que a matriz  $ABCD$  da rede completa será o resultado do produto individual das matrizes  $ABCD$  das várias sub-redes que compõem a rede. Vamos demonstrar esta relação utilizando como base a Figura 2.7, que mostra uma ligação entre duas redes de micro-ondas com matrizes  $ABCD$  distintas em cascata.



**Figura 2.7** – Ligação de duas sub-redes de micro-ondas em cascata, com Matrizes  $ABCD$  individuais distintas.

Da Figura 2.7, podemos escrever as seguintes relações entre as correntes e tensões do dispositivo:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} \quad e \quad \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_2'' \\ I_2'' \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

A partir da conexão entre as duas sub-redes, podemos escrever ainda que:

$$\begin{bmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Escrevendo a Matriz  $ABCD$  da primeira sub-rede, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Escrevendo a Matriz  $ABCD$  da segunda sub-rede, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2'' \\ -I_2'' \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Substituindo a equação 2.55 em 2.57, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Substituindo a equação 2.56 em 2.59, temos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1'' \\ I_1'' \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Substituindo a equação 2.58 em 2.60 obtemos então:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2'' \\ -I_2'' \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Finalmente, utilizando a equação 2.55 mais uma vez na equação 2.61, chegamos ao resultado esperado:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Que é equivalente a escrever a matriz  $ABCD$  da rede completa, ou seja:

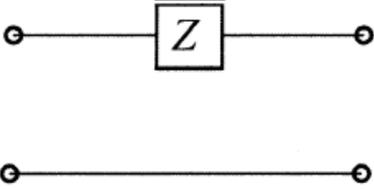
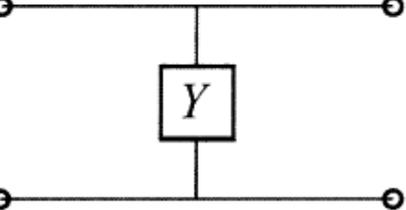
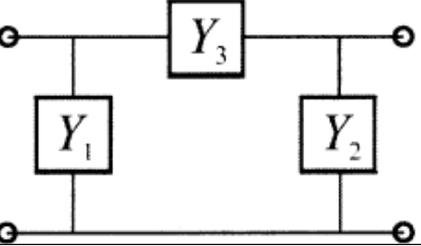
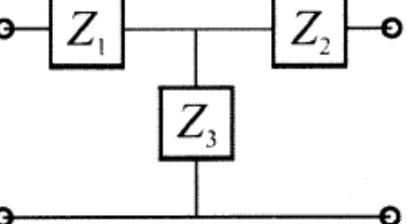
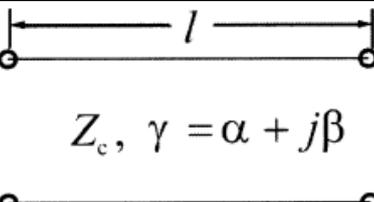
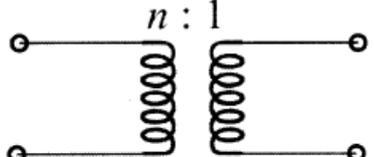
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Onde temos finalmente que:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Este resultado continua sendo válido para  $n$  sub-redes de duas portas conectadas em cascata. Na Tabela 2.2 é possível encontrar a matriz  $ABCD$  de algumas redes de micro-ondas [3,4].

**Tabela 2.2** – Matriz  $ABCD$  de algumas redes de micro-ondas de duas portas.

	<b>Circuito</b>	<b>Matriz <math>ABCD</math></b>
a		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
b		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$
c		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & \frac{1}{Y_3} \\ Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{bmatrix}$
d		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix}$
e		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_c \sinh \gamma l \\ \frac{\sinh \gamma l}{Z_c} & \cosh \gamma l \end{bmatrix}$
f		$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ Y & \frac{1}{n} \end{bmatrix}$

É possível também converter a Matriz  $ABCD$  em parâmetros  $S$  e vice-versa. A Tabela 2.3 resume as expressões [4] para o primeiro caso, onde se tem disponível a Matriz

$ABCD$  e deseja-se calcular os parâmetros  $S$  de uma rede de duas portas. A Tabela 2.4 mostra as expressões [4] que podem ser utilizadas quando se têm disponíveis os parâmetros  $S$  e deseja-se calcular a Matriz  $ABCD$  de uma rede de duas portas.

**Tabela 2.3 – Parâmetros  $S$  em função da Matriz  $ABCD$**

<b>Parâmetros <math>S</math></b>	<b>Matriz <math>ABCD</math></b>
$S_{11}$	$\frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
$S_{12}$	$\frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
$S_{21}$	$\frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$
$S_{22}$	$\frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$

**Tabela 2.4 – Matriz  $ABCD$  em função dos Parâmetros  $S$**

<b>Parâmetros <math>S</math></b>	<b>Matriz <math>ABCD</math></b>
$A$	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$B$	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$C$	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$D$	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$

## 2.6 Linhas de Transmissão

Uma linha de transmissão (L.T.) é geralmente representada como dois fios paralelos, conforme é mostrado na Figura 2.8, que exibe ainda a definição de corrente e tensão em função da distância  $z$  e do tempo  $t$ . Elas são estruturas capazes de transportar ondas eletromagnéticas que operem dentro de uma faixa de frequência ou comprimento de onda. Uma linha de transmissão pode ser modelada utilizando-se elementos passivos, como resistores, capacitores e indutores, conforme é mostrado na Figura 2.9 [3],[9].

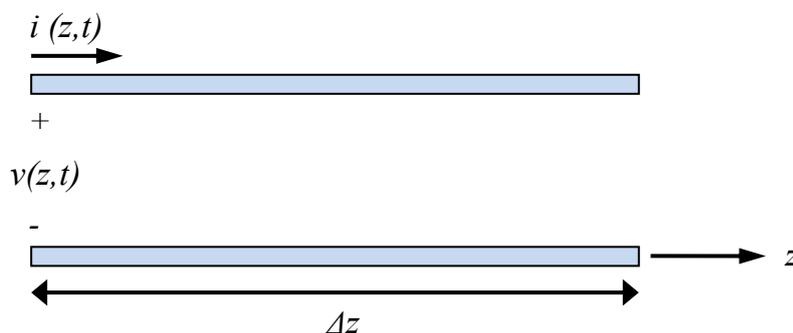


Figura 2.8 – Representação de uma linha de transmissão.

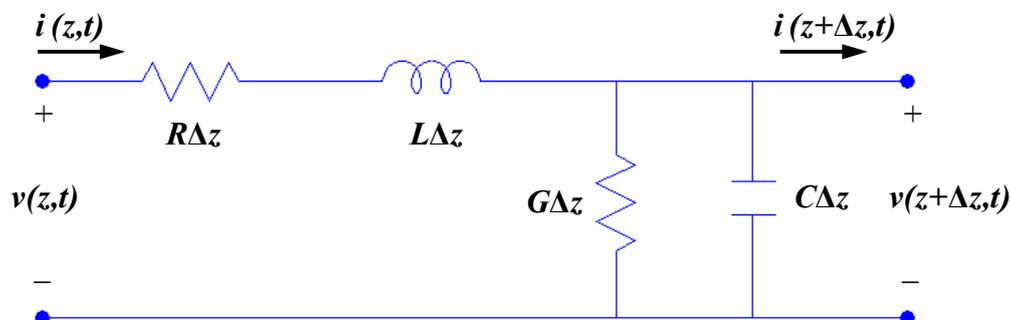


Figura 2.9 – Modelo equivalente de uma linha de transmissão.

Na figura acima,  $R$ ,  $L$ ,  $G$  e  $C$  são definidos como sendo:

- $R$  = resistência série por unidade de comprimento ( $\Omega/m$ );
- $L$  = indutância série por unidade de comprimento ( $H/m$ );
- $G$  = condutância paralela por unidade de comprimento ( $S/m$ );
- $C$  = capacitância paralelo por unidade de comprimento ( $F/m$ )

A indutância série  $L$  representa a autoindutância dos dois condutores, enquanto que a capacitância  $C$  em paralelo é devido à proximidade dos dois condutores. A

resistência em série refere-se à condutividade finita dos condutores e por fim a condutância  $G$  representa as perdas dielétricas no material entre os dois condutores.

A principal diferença entre a teoria de linhas de transmissão e a teoria de circuitos é o comprimento elétrico de operação. A teoria de circuitos assume que as dimensões físicas da rede são muito menores que o comprimento de onda, enquanto que na teoria de linhas de transmissão a dimensão física da rede é da mesma ordem de grandeza do comprimento de onda.

Considere novamente a Figura 2.5, da seção 2.5.1. Analisando a porta 2, podemos escrever:

$$V_2 = -I_2 Z_{02} \quad (2.65)$$

Já a impedância de entrada pode ser definida como:

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} \quad (2.66)$$

Substituindo a equação (2.48) na equação (2.66), temos:

$$Z_{in1} = \frac{AV_2 - BI_2}{CV_2 - DI_2} \quad (2.67)$$

Substituindo agora a equação 2.65 na equação 2.67 e simplificando, temos:

$$Z_{in1} = \frac{Z_{02}A + B}{Z_{02}C + D} \quad (2.68)$$

Consultando a Tabela 2.2, item e, temos os valores da matriz  $ABCD$  para uma linha de transmissão. Substituindo na equação (2.68), temos:

$$Z_{in1} = \frac{Z_{02} \cosh \gamma l + Z_c \sinh \gamma l}{\frac{Z_{02} \sinh \gamma l}{Z_c} + \cosh \gamma l} \quad (2.69)$$

Dividindo a equação (2.69) por  $\cosh \gamma l$ , podemos escrever:

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_{02} \tanh \gamma l} \quad (2.70)$$

onde  $Z_c$  é a impedância característica,  $\gamma$  é constante de propagação complexa e  $l$  é o comprimento da linha de transmissão.

A constante de propagação complexa é dada por:  $\gamma = \alpha + j\beta$ , onde  $\alpha$  é a constante de atenuação que determina o modo com as amplitudes das ondas incidentes de tensão e corrente são amortecidas ao longo da linha, enquanto que  $\beta$  corresponde à constante de fase, que determina a variação de fase que sofrem as ondas de corrente e tensão por unidade de comprimento da linha. A constante de propagação também é dada por [3]:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.71)$$

onde  $R$ ,  $L$ ,  $G$  e  $C$  são definidos como mostrado na Figura 2.9.

Para uma linha sem perdas, temos que  $\gamma = j\beta$ , e a equação (2.70) pode ser reescrita como:

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_{02} \tan \beta l} \quad (2.72)$$

## 2.7 Divisor / Combinador de Potência

Os divisores / combinadores de potência são dispositivos passivos utilizados para dividir a potência de um sinal em duas ou mais saídas ou combinar a potência de duas ou mais entradas em uma única saída, podendo ser empregados desde frequências mais baixas até faixas de frequências mais altas, na faixa de dezenas de GHz. Divisores de potência são idealmente sem perdas e não apresentam distorção de fase na saída, ou seja, os sinais de saída continuam em fase quando comparados com o sinal de entrada. Estes se apresentam geralmente com fatores de divisão iguais, mas é possível projetar divisores assimétricos, ou seja, com saídas com diferentes fatores de divisão. A Figura 2.10 mostra o uma representação genérica de um divisor e de um combinador de duas portas:

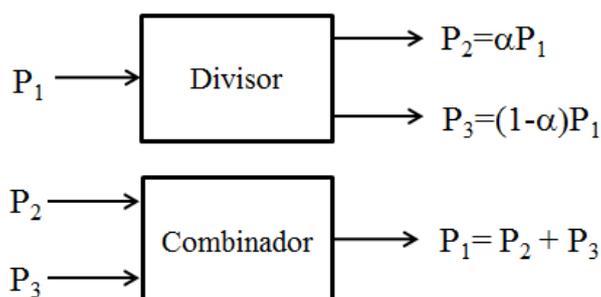
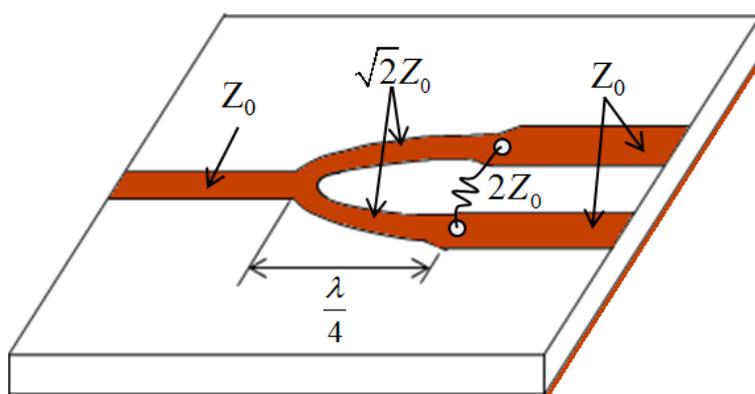


Figura 2.10 – Representação genérica de um divisor e de um combinador.

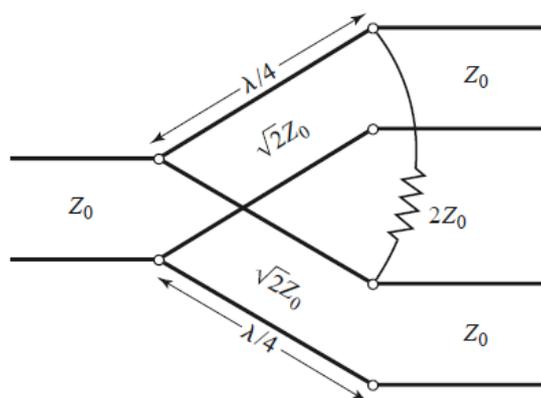
Quando  $\alpha = \frac{1}{2}$ , temos que  $P_2 = P_3$ , e cada saída terá a metade da potência do sinal de entrada, ou seja, em cada saída estará atenuada 3dB em relação à potência de entrada.

O divisor de potência de Wilkinson [10], [24], [31] é uma boa escolha quando a frequência de operação está situada na faixa de micro-ondas, apresentando vantagens em relação a outros tipos de divisores/combinadores, como simplicidade de projeto [10], bom casamento entre portas e isolamento adequado entre as portas de saída. O divisor de Wilkinson é um dispositivo sem perdas quando as portas de saída estão casadas. Este divisor é geralmente feito em microfita ou *stripline*, e tem a forma conforme é mostrado na Figura 2.11.



**Figura 2.11** – Divisor de potência planar de Wilkinson feito em microfita com uma seção.

Na Figura 2.12 é apresentado o circuito equivalente de um divisor de Wilkinson em Linha de Transmissão [15].



**Figura 2.12** – Circuito equivalente de um divisor de Wilkinson em Linha de Transmissão.

Primeiramente, normalizam-se todas as impedâncias com relação à impedância característica  $Z_0$  e fontes de tensão nas portas de saída são incluídas no diagrama normalizado. O circuito é redesenhado de modo que haja um eixo de simetria separando as cargas de maneira equilibrada. A Figura 2.13 mostra o divisor de Wilkinson remodelado para a análise.

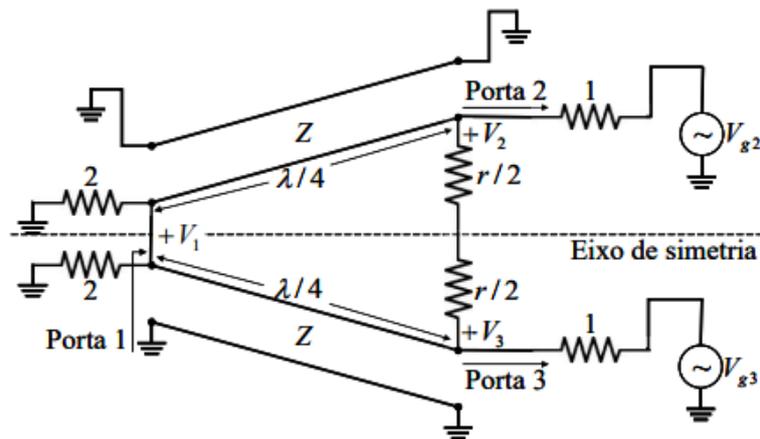


Figura 2.13 – Divisor de Wilkinson remodelado para a análise.

Para esta análise são definidos dois modos de excitação: o modo par e o modo ímpar. Para o modo par de excitação,  $V_{g2} = V_{g3} = 2V$  (onde  $V$  é uma tensão arbitrária), resultando em  $V_2^e = V_3^e$ , onde o índice sobrescrito  $e$  vem do inglês *even*. Dessa forma, não há correntes circulando pelos resistores  $r/2$  e nem pelo curto circuito entre as entradas das duas linhas de transmissão da porta 1. Assim, é possível dividir a rede da Figura 2.13 utilizando circuitos abertos nos pontos de corrente nula para obter a rede da Figura 2.14 (o lado aterrado da linha de quarto de onda está omitido).

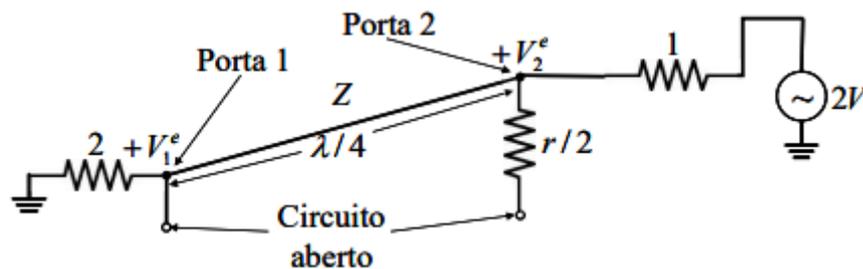


Figura 2.14 - Circuito para a análise par.

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

$$Z_{in2}^e = \frac{Z^2}{2} \quad (2.73)$$

Dessa forma, se  $Z = \sqrt{2}$ , a porta 2 estará casada no modo par de excitação, ou seja  $Z_{in2}^e = 1$ . Sobra então um divisor resistivo alimentado pela fonte  $V_{g2} = 2V$ .

Chega-se então a:

$$V_2^e = 2V \frac{Z_{in2}^e}{Z_{in2}^e + 1} = 2V \frac{1}{1 + 1} = V \quad (2.74)$$

O resistor  $r/2$  é supérfluo, uma vez que um dos seus terminais está em aberto. Por conseguinte, determina-se  $V_1^e$  a partir das equações de linha de transmissão: toma-se a linha de quarto de onda sobre um eixo  $x$  arbitrário. Definem-se as posições das portas 1 e 2 como sendo  $x = 0$  e  $x = -\lambda/4$ , respectivamente. Assim, como:

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}) \quad (2.75)$$

e sabe-se que

$$V_2^e = V\left(-\frac{\lambda}{4}\right) = V \quad (2.76)$$

$$V_2^e = V^+ \left( e^{j\frac{2\pi\lambda}{4}} + \Gamma e^{-j\frac{2\pi\lambda}{4}} \right) = jV^+(1 - \Gamma) = V \quad (2.77)$$

e

$$V_1^e = V(0) \quad (2.78)$$

$$V_1^e = V^+(e^{j0} + \Gamma e^{-j0}) = jV^+(1 + \Gamma) \quad (2.79)$$

Isolando-se o termo  $V^+$  em (2.77) e substituindo-o em (2.79), chega-se a:

$$V_1^e = \left( \frac{-jV}{1 - \Gamma} \right) (1 + \Gamma) = jV \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1} \quad (2.80)$$

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

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} \quad (2.81)$$

Substituindo (2.81) em (2.80), obtém-se

$$V_1^e = jV \frac{\frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} + 1}{\frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} - 1} = -jV\sqrt{2} \quad (2.82)$$

Para o modo ímpar de excitação,  $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$ , então  $V_2^o = -V_3^o$  (o índice sobrescrito  $o$  vem do inglês *odd*), de modo que agora existe uma tensão nula no meio do circuito. Dessa forma, adicionando-se terras aos pontos cortados pelo eixo de simetria da Figura 2.13, obtém-se a rede da Figura 2.18. Novamente, o lado aterrado da linha de quarto de onda está sendo omitido.

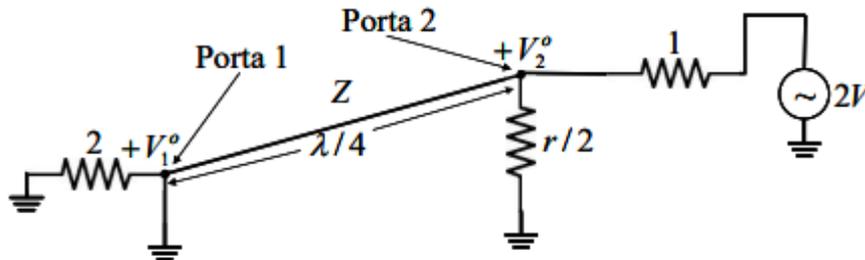


Figura 2.15 - Circuito para a análise ímpar.

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

$$Z_{in2}^o = \frac{r}{2} \quad (2.83)$$

Desse modo, a porta 2 estará casada no modo ímpar de excitação se  $r = 2$ , ou seja,  $Z_{in2}^o = 1$ . Sobra apenas um divisor resistivo alimentado pela fonte  $V_{g2} = 2V$ . Daí,  $V_2^o = V$ , pois

$$V_2^o = 2V \frac{Z_{in2}^o}{Z_{in2}^o + 1} = 2V \frac{1}{1 + 1} = V \quad (2.84)$$

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

É necessário agora determinar a impedância na porta 1 do divisor quando as portas 2 e 3 encontram-se terminadas por cargas casadas. O circuito resultante é mostrado na Figura 2.16 (a), que é similar ao modo de excitação par, uma vez que  $V_2 = V_3$ . Como não há fluxo de corrente pelo resistor normalizado de valor 2, ele pode ser removido, resultando no circuito da Figura 2.16 (b).

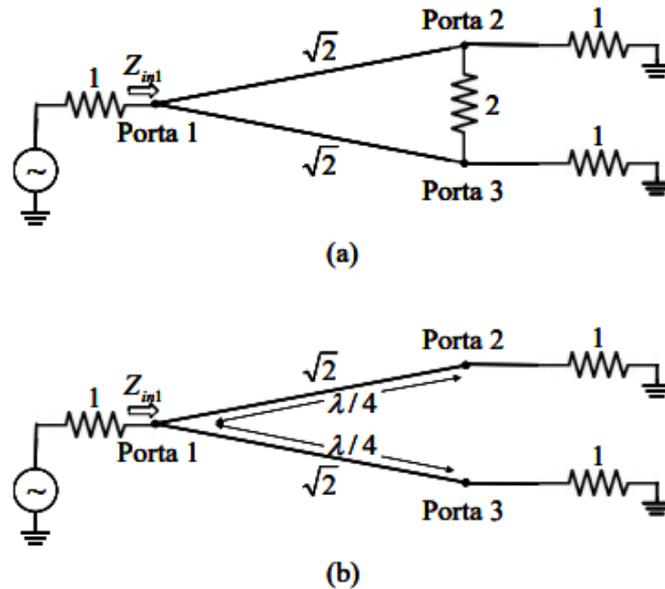


Figura 2.16 - Circuito para a análise da impedância vista da porta 1.

A rede resultante é a conexão paralela de dois transformadores de quarto de onda terminados por cargas de valor normalizado 1. A impedância de entrada na porta 1 é então dada por

$$Z_{in1} = \left( \frac{\sqrt{2}^2}{1} \right) // \left( \frac{\sqrt{2}^2}{1} \right) = \frac{1}{2} (\sqrt{2})^2 = 1 \quad (2.85)$$

Estabelece-se então a seguinte matriz de espalhamento para o divisor de Wilkinson [14]:

$$[V^-] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} [V^+] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} [V^+] \quad (2.86)$$

Este resultado indica simetria entre as portas 2 e 3. Nota-se que quando o divisor é alimentado pela porta 1 e as saídas encontram-se casadas, nenhuma potência é dissipada no resistor. E como  $S_{23} = S_{32} = 0$ , as portas 2 e 3 estão isoladas. Para aumentar a largura de banda de operação, é possível aumentar o número de estágios do divisor de Wilkinson [3].

## 2.8 Teoria Geral de Filtros

A função de transferência de um filtro é uma descrição matemática das características de resposta de uma rede de duas portas, mais precisamente uma expressão para  $S_{21}$ , que representa o parâmetro de transmissão da porta 1 para a porta 2 da rede, também conhecida como perda por inserção. A função de transferência de um filtro passivo e sem perdas é definida como [4]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \delta^2 F_n^2(j\Omega)} \quad (2.87)$$

onde  $\delta$  é uma constante de *ripple*, ou seja, variação ou flutuação na resposta,  $F_n(j\Omega)$  representa uma função característica e  $\Omega$  é uma variável de frequência. Nesta abordagem, é conveniente representar  $\Omega$  como uma variável de frequência (em radianos por segundo) de um filtro passa-baixa que possui uma frequência de corte  $\Omega = \Omega_c$  para  $\Omega_c = 1(\text{rad} / \text{s})$ .

Para uma rede de micro-ondas linear e invariante no tempo, a função de transferência pode ser definida como uma função racional dada por:

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2.88)$$

onde  $N(p)$  e  $D(p)$  são polinômios complexos da variável de frequência  $\Omega$ , de tal forma que tem-se  $p = \sigma + j\Omega$ . Para uma rede passiva e sem perdas, tem-se que  $\sigma = 0$ , pode-se escrever que  $p = j\Omega$ . Para encontrar uma função de transferência realizável que forneça uma resposta característica aproximada da resposta requerida, pode-se utilizar a equação (2.87).

Para uma função de transferência na forma da equação (2.87), a perda por inserção do filtro pode ser obtida da equação (2.43), sendo dada por:

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \text{ dB} \quad (2.89)$$

A resposta em fase pode ser expressa por:

$$\phi_{21}(\Omega) = \text{Arg}[S_{21}(j\Omega)] \quad (2.90)$$

onde  $\phi_{21}(\Omega)$  é dado em radianos e  $\Omega$  em radianos por segundo.

Pode-se também calcular a perda de retorno na porta 1 do filtro utilizando a equação (2.44), resultando em:

$$L_R(\Omega) = 10 \log(|S_{11}(j\Omega)|^2) \text{ dB} \quad (2.91)$$

Substituindo a equação 2.46 na equação 2.90, é possível obter:

$$L_R(\Omega) = 10 \log(1 - |S_{21}(j\Omega)|^2) \text{ dB} \quad (2.92)$$

### 2.8.1 Pólos e Zeros no Plano Complexo

O plano  $(\sigma, \Omega)$ , onde a função de transferência do filtro está definida, é chamado de plano complexo ou plano- $p$ . O eixo horizontal deste plano é chamado de eixo real ou eixo- $\sigma$ , e o eixo vertical é chamado de imaginário ou eixo- $j\Omega$ . Os valores de  $p$  que tornam a função nula são chamados de zeros da função, enquanto que os valores de  $p$  que tornam a função infinita são chamados de pólos da função. Observando a equação 2.88, podemos fazer as seguintes considerações:

- Os zeros de  $S_{21}(p)$  são as raízes do numerador  $N(p)$ ;
- Os pólos de  $S_{21}(p)$  são as raízes do denominador  $D(p)$ .

Estes pólos são as frequências naturais do filtro. No entanto, para o filtro ser estável, estes pólos precisam estar situados no semi-plano esquerdo do plano- $p$  ou em cima do eixo dos imaginários. Se os pólos estiverem localizados em algum local diferente, a amplitude das oscilações irá crescer exponencialmente, condição proibida para manter a estabilidade do filtro.

### 2.8.2 Filtro Ideal

O filtro ideal é uma rede que oferece transmissão sem perdas para todas as frequências dentro da faixa passagem ou banda passante do filtro, atenuação infinita para todas as frequências dentro da faixa de rejeição, transição abrupta entre a banda passante e a faixa de rejeição e fase linear dentro da banda passante. Embora não seja realizável [4], ele possui grande importância na teoria de filtros. As respostas de amplitude e fase do filtro ideal funcionam como as respostas limites a serem alcançadas pelos vários tipos

de aproximações existentes. A Figura 2.17 mostra a resposta de um filtro passa-baixa ideal.

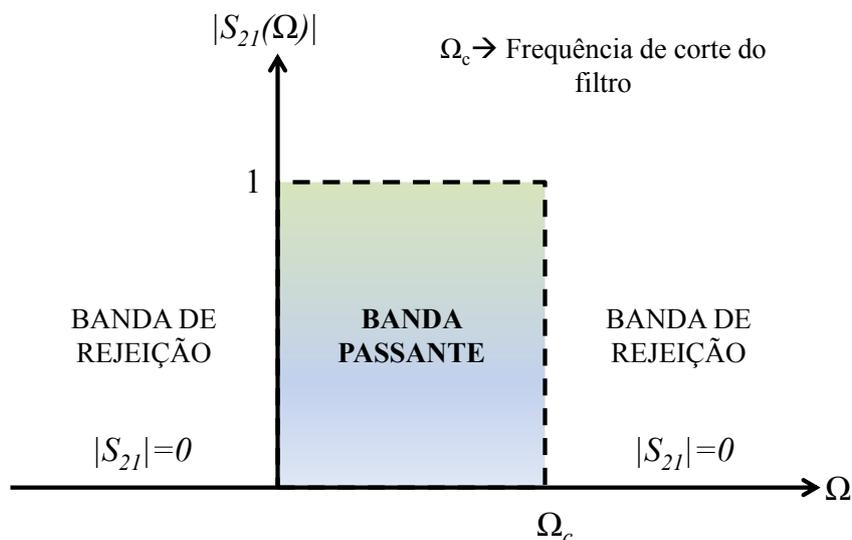


Figura 2.17 – Resposta em frequência de um filtro ideal

Os filtros para baixas frequências podem ser projetados com elementos concentrados, como capacitores e indutores. Para aplicações em altas frequências, devem ser utilizados elementos distribuídos, como linhas de transmissão, guias de onda, linhas em microfita e linhas coplanares no lugar dos elementos concentrados. Tal substituição é necessária, pois os elementos concentrados são fabricados somente em um intervalo limitado de valores e são difíceis de serem implementados em frequências de micro-ondas devido às características parasitárias que apresentam, além de que as distâncias entre os componentes dos filtros neste caso não podem ser desconsideradas. O que se faz na prática é a transformação dos elementos concentrados em elementos distribuídos, utilizando, por exemplo, a transformação de Richard e a identidade de Kuroda que associam configurações de elementos concentrados com configurações de elementos distribuídos [18].

Na prática, uma função transferência polinomial é usada para modelar a resposta do filtro, por exemplo, Butterworth, Chebyshev ou Bessel.

### 2.8.3 Aproximação de Filtros por Máxima Planura (Butterworth)

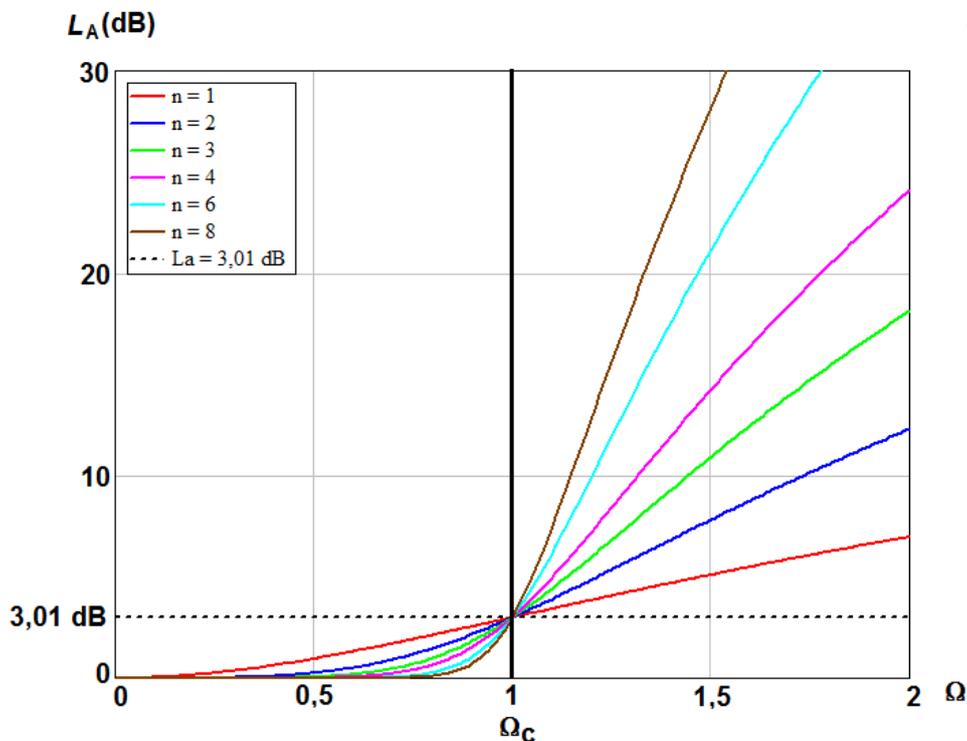
A aproximação de *Butterworth* tem como principal característica uma resposta em amplitude suave dentro da banda passante, sem *ripple* ou flutuações. Para delimitar as

bandas de passagem e de rejeição é adotado o critério de meia potência, ou seja, a frequência onde potência do sinal de entrada cai pela metade. O limite da banda passante ou frequência de corte  $\Omega_c$  do filtro ocorre quando a perda por inserção  $L_A = 3$  dB. A desvantagem do filtro de Butterworth é a transição suave entre as bandas de passagem e de rejeição.

A função de transferência para um filtro com aproximação de Butterworth tem perda por inserção  $L_A = 3,01$  dB na frequência de corte normalizada ( $\Omega_c = 1$ ) é dada por [4]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (2.93)$$

onde  $n$  é a ordem do filtro, que corresponde ao número de elementos reativos necessários na implementação de um protótipo de filtro passa-baixa. Pode-se calcular a perda por inserção  $L_A$  utilizando a equação 2.89. Na Figura 2.18 são plotadas várias curvas de perda por inserção de um filtro passa-baixa, com frequência de corte  $\Omega_c = 1$ , utilizando a aproximação de *Butterworth* com diferentes ordens (valores de  $n$  distintos). É indicado também o valor da perda por inserção para a frequência de corte.



**Figura 2.18** – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa normalizado com aproximação de Butterworth.

### 2.8.4 Aproximação de Filtros de Chebyshev

A aproximação de *Chebyshev* apresenta um *ripple* ou flutuação limitada dentro da banda passante do filtro. No entanto, esta aproximação possui uma transição mais acentuada entre a banda passante e a banda de rejeição. A função de transferência tem resposta em amplitude dada por [4]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \delta^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.94)$$

onde  $\delta$  é a constante de *ripple*, que está relacionada com o nível de *ripple*  $L_{Ar}$  (dB) pela seguinte expressão [4]:

$$\delta = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2.95)$$

$T_n(\Omega)$  é a função de Chebyshev de primeiro tipo e ordem  $n$ , sendo definida como:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega), & \text{para } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega), & \text{para } |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2.96)$$

Na Figura 2.19 são plotadas várias curvas de perda por inserção de um filtro passa-baixa com frequência de corte  $\Omega_c = 1$ , utilizando a aproximação de *Chebyshev* com diferentes ordens (valores de  $n$  distintos). É indicado também o valor limite do ripple (em dB). Observe como os valores da perda por inserção crescem mais rapidamente do que as curvas mostradas na Figura 2.18, que mostram as curvas de *Butterworth*.

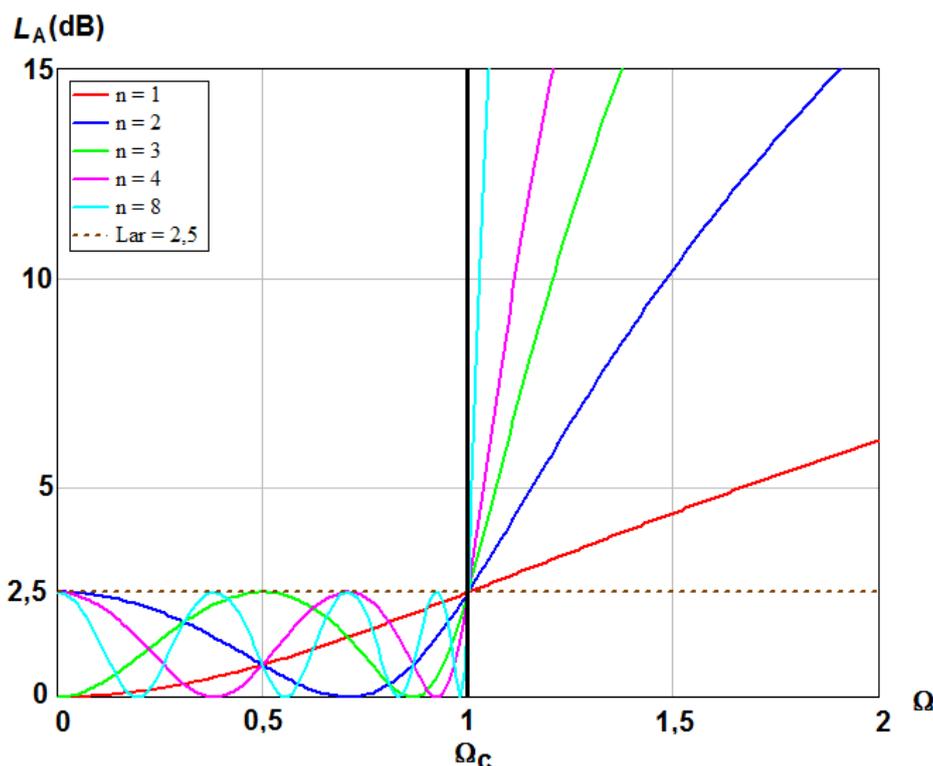


Figura 2.19 – Perda por inserção em função da frequência de um filtro passa-baixa normalizado com aproximação de Chebyshev

### 2.8.5 Projeto de Filtros Rejeita-Banda

Um filtro passa-baixa protótipo é um filtro passa-baixa normalizado que possui terminações resistivas de  $1\Omega$  e frequência de corte de  $1\text{rad/s}$ . Combinações de indutores e capacitores resultam em um filtro passa-baixa, que pode ser desenvolvido a partir do filtro protótipo, para projetar filtros passa-baixa, passa-alta passa-banda ou rejeita-banda com outras impedâncias e com características de resposta em frequência diferentes, bastando aplicar as transformações de impedância e frequência [4]. A Figura 2.20 mostra as possíveis configurações para um filtro passa-baixa protótipo.

Os Métodos de síntese de filtros, como os de Darlington e Cauer [18], podem ser utilizados para se obter os valores dos elementos reativos do filtro protótipo na forma normalizada. Para obtenção de filtros com impedâncias arbitrárias, aplica-se a seguinte transformação de impedância:

$$Z = K_0 Z_n \quad (2.97)$$

onde  $Z$  é a impedância desnormalizada,  $K_0$  é o fator de transformação adimensional, e  $Z_n$  é a impedância normalizada.

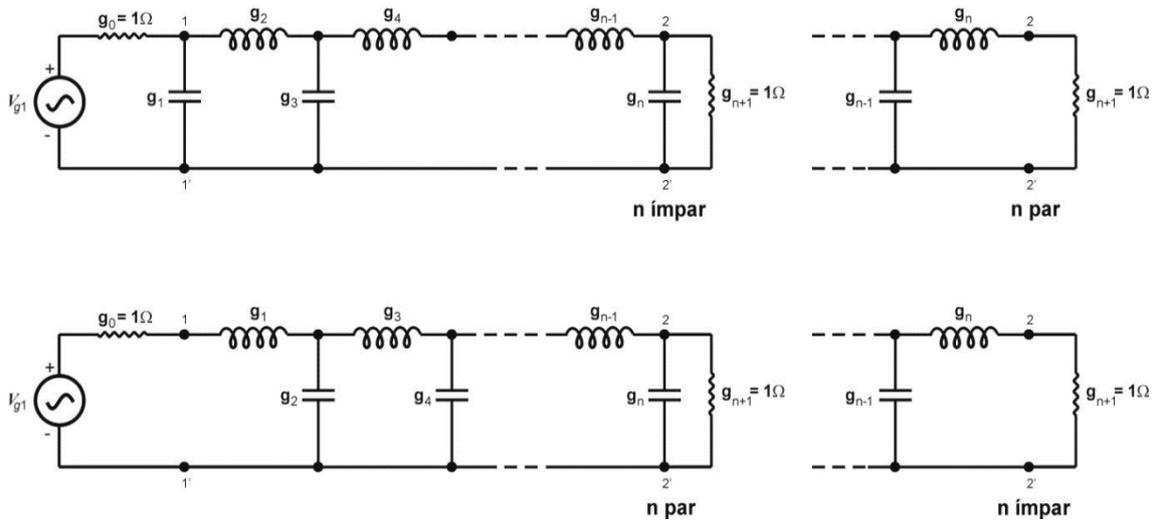


Figura 2.20 – Configuração de filtros passa-baixa protótipo.

Para desnormalizar o circuito, a equação (2.97) deve ser aplicada em todos os seus elementos. Dessa forma, para desnormalizar um resistor, indutor e capacitor, respectivamente, têm-se:

$$R = K_0 R_n \quad (2.98)$$

$$L = K_0 L_n \quad (2.99)$$

$$C = \frac{C_n}{K_0} \quad (2.100)$$

onde  $R_n$  é a resistência normalizada,  $L_n$  é a indutância normalizada e  $C_n$  é a capacitância normalizada. A transformação de impedância não altera a resposta em frequência do filtro protótipo, para isso, aplica-se a transformação de frequência.

A transformação de frequência utilizada para se obter um filtro rejeita-banda, a partir de um passa-baixa protótipo, é dada por:

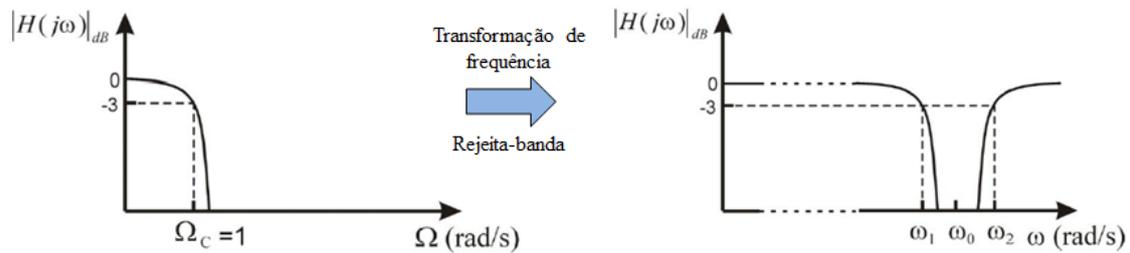
$$\Omega = \frac{\Omega_c \cdot FBW}{\left( \frac{\omega_0 - \omega}{\omega - \omega_0} \right)} \quad (2.101)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (2.102)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.103)$$

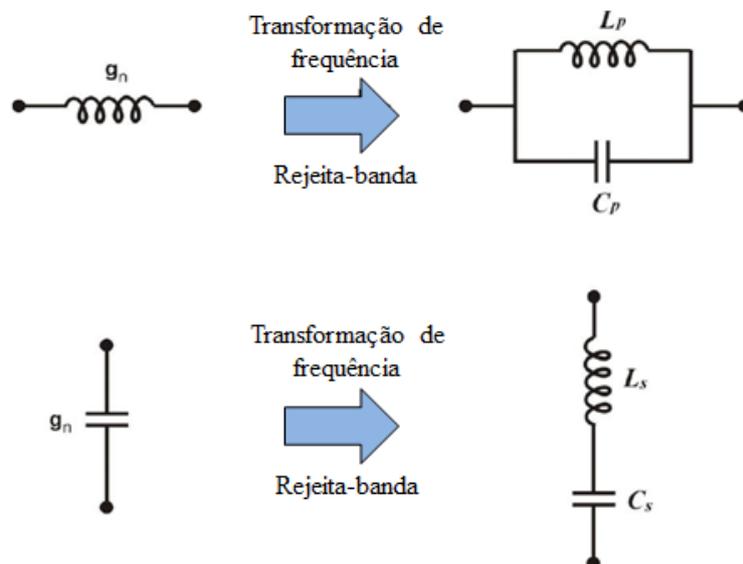
onde  $\Omega$  é a frequência angular do filtro passa-baixa protótipo,  $\omega$  é a variável de frequência angular do filtro rejeita-banda que se deseja projetar,  $\omega_0$  é a frequência angular central da banda rejeitada,  $\omega_1$  e  $\omega_2$  são as frequências angulares de borda inferior e

superior da banda rejeitada, respectivamente, e  $FBW$  é a largura de banda fracional do filtro. A Figura 2.21 mostra a resposta em frequência para a transformação de frequência de passa-baixa para rejeita banda.



**Figura 2.21** – Resposta em frequência para a transformação de frequência de passa-baixa para rejeita banda.

Após a utilização da transformação de frequência para um filtro rejeita-banda, o capacitor do filtro passa-baixas protótipo dá origem a um indutor em série com um capacitor, enquanto que o indutor se transforma em um capacitor em paralelo com um indutor. A Figura 2.22 mostra os efeitos desse tipo de transformação.



**Figura 2.22** – Resposta em frequência para a transformação de frequência de passa-baixa para rejeita banda.

Para encontrar os valores dos componentes podemos aplicar a transformação de frequência para o filtro rejeita-banda em conjunto com transformação de impedância, resultando em:

$$C_s = \frac{FBW \cdot \Omega_c \cdot g_n}{\omega_0 K_0} \quad (2.104)$$

$$L_s = \frac{K_0}{FBW \cdot \Omega_c \cdot \omega_0 \cdot g_n} \quad (2.105)$$

$$C_p = \frac{K_0}{FBW \cdot \Omega_c \cdot g_n \cdot \omega_0} \quad (2.106)$$

$$L_p = \frac{FBW \cdot \Omega_c \cdot g_n \cdot K_0}{\omega_0} \quad (2.107)$$

Os valores de  $g_n$  para um filtro passa-baixa protótipo de Butterworth podem ser encontrados na Tabela 2.5.

**Tabela 2.5** – Elementos de um filtro passa-baixa protótipo de Butterworth ( $g_0=1$ ,  $\Omega_c = 1$  e  $L_{AR} = 3,01$  dB em  $\Omega_c = 1$ ).

<b>n</b>	<b><math>g_1</math></b>	<b><math>g_2</math></b>	<b><math>g_3</math></b>	<b><math>g_4</math></b>	<b><math>g_5</math></b>	<b><math>g_6</math></b>	<b><math>g_7</math></b>	<b><math>g_8</math></b>
<b>1</b>	2,000							
<b>2</b>	1,4142	1,4142	1,0					
<b>3</b>	1,0000	2,0000	1,0000	1,0				
<b>4</b>	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1,0			
<b>5</b>	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0		
<b>6</b>	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	1,0	
<b>7</b>	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450	1,0

## 2.9 Interferômetros

Interferômetros são dispositivos que contém dois caminhos defasados entre si para a passagem do sinal de RF, causando atrasos diferentes no sinal. Este caminho alternativo que provoca atraso de propagação ao sinal que passa por ela é chamado linha de atraso. A Figura 2.23 mostra uma representação típica de um interferômetro [30].

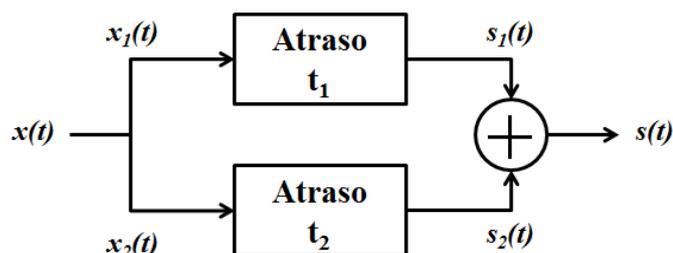


Figura 2.23 – Representação típica de um interferômetro.

O sinal de entrada  $x(t)$  é dividido em dois sinais:  $x_1(t)$  e  $x_2(t)$ . Cada um deles percorre um caminho distinto, com atrasos  $t_1$  e  $t_2$ , gerando os sinais  $s_1(t)$  e  $s_2(t)$ , respectivamente. Estes sinais, que apresentem atrasos de propagação diferentes, são somados, resultando o sinal de saída  $s(t)$ . A diferença de atraso de propagação existente entre os caminhos faz com que os sinais  $s_1(t)$  e  $s_2(t)$  apresentem uma diferença de fase. Devido a essa defasagem,  $s(t)$  possui máximos e mínimos de interferência que dependem da frequência de  $x(t)$ . A Figura 2.24 mostra a resposta em frequência de um interferômetro.

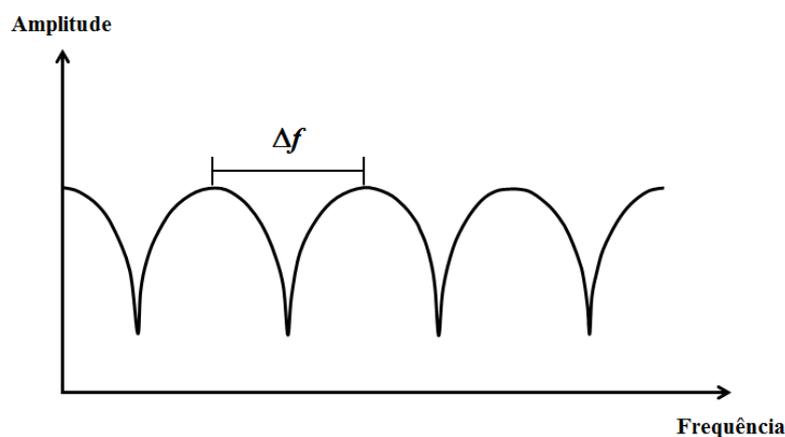


Figura 2.24 – Resposta em frequência de um interferômetro.

## 2.10 Simulação Eletromagnética de Estruturas de Micro-ondas

A evolução dos sistemas computacionais nos últimos anos permitiu o crescimento rápido da implementação de soluções de softwares que empregam métodos numéricos variados para resolver problemas complexos em diferentes áreas do campo científico, incluindo a propagação eletromagnética, dispositivos de micro-ondas planares e em três dimensões como filtros, antenas, interferômetros, entre outros dispositivos.

---

Existem vários softwares no mercado para trabalhar com projetos de circuitos de R.F./micro-ondas, equipados com um pacote de ferramentas gráficas chamadas de CAD (do inglês, *Computer-Aided Design*) que permitem além de “desenhar” a estrutura do dispositivo, realizam a simulação eletromagnética (EM) de onda completa, o que auxilia o teste e a validação do dispositivo a ser projetado [11,13].

A simulação EM de onda completa resolve as Equações de Maxwell com condições de contorno impostas pela estrutura de RF/micro-ondas a ser modelada. Os simuladores comerciais disponíveis no mercado usam métodos numéricos para obtenção da solução. Essas técnicas numéricas incluem [13]:

- Método dos Momentos (MoM, do inglês *Method of Moments*);
- Método do Elemento Finito (FEM, do inglês *Finite-Element Method*);
- Método da Diferença Finita no Domínio do Tempo (FDTD, do inglês *Finite-Difference Time-Domain*);
- Método da Equação Integral (IE, do inglês *Integral Equation*).

Esses simuladores EM dividem a estrutura de R.F./micro-ondas em subseções ou células de 2 ou 3 dimensões (2D ou 3D) para então resolver as Equações de Maxwell sobre essas células. Essas subdivisões formam uma malha de simulação no software chamada de *mesh* em que células maiores implicam em simulações mais rápidas ao custo de erros maiores ou de uma maior imprecisão dos resultados, enquanto que células menores fornecem resultados mais precisos, mas com um maior tempo de simulação e necessidade de maiores recursos de processamento e memória. Grande parte dos erros de simulações EM são devidos ao tamanho das células no processo de criação da *mesh*.

O tamanho da malha de simulação imposta à estrutura durante a análise EM e o ponto de convergência da técnica numérica empregada pelo simulador EM podem ser definidos pelo usuário, influenciando o tempo total para análise do dispositivo e a precisão do resultado final da simulação.

Na prática, o que se faz para aumentar a velocidade de simulação de uma estrutura sem perder precisão (quando o dispositivo possui uma boa simetria) é dividi-la em partes e simular essas partes individualmente. O resultado final da estrutura é baseado nos

---

resultados individuais das partes reagrupadas. A simulação da estrutura inteira pode ser executada para confirmação das respostas da estrutura dividida quando o projeto já estiver mais próximo dos resultados esperados.

São simuladores de onda completa comerciais:

- *CST Microwave Studio*, da *Computer Simulation Technology*
- *HFSS*, da *ANSYS*
- *Sonnet*, da *Sonnet Software Inc.*
- *AWR Microwave Office*, da *AWR Corporation*

Neste trabalho foram utilizados os simuladores de onda completa *HFSS* e o *CST Microwave Studio* para analisar a resposta em frequência dos discriminadores individuais e da integração dos discriminadores em uma única placa. Para a análise do funcionamento do dispositivo foram verificados os parâmetros de espalhamento *S*. As densidades de corrente nos circuitos também foram computadas em diferentes frequências para uma melhor análise do funcionamento do dispositivo.

## 2.11 Microcontroladores

Um Microcontrolador é um pequeno computador **SoC** (do inglês, *System on a Chip*) encapsulado em um único circuito integrado, o qual contém um núcleo de processador, memória, periféricos programáveis e portas de entrada e saída. A memória de dados geralmente é do tipo **RAM** (do inglês, *Random Access Memory*) ou **EEPROM** (do inglês, *Electrically-Erasable-Programmable Read-Only Memory*), onde a memória RAM mantém os dados armazenados apenas enquanto ela está energizada, enquanto que a EEPROM retém os dados mesmo após ter sido desenergizada. A memória de programa é do tipo **PROM** (do inglês, *Programmable Read-Only Memory*) ou FLASH ROM, sendo a segunda mais rápida e mais barata. O tipo e capacidade de cada uma dessas memórias podem variar de acordo com os modelos de Microcontroladores, fabricantes e arquiteturas. Entre os periféricos mais comuns presentes nos microcontroladores estão:

- Temporizadores / Contadores: permitem gerar temporizações diversas ou realizar contagens necessárias para uma determinada tarefa.

- Conversores Analógico/Digital (A/D): fazem a conversão de uma tensão analógica em uma palavra binária;
- Conversores Digital/Analógico (D/A): fazem a conversão de uma palavra binária em uma tensão analógica;
- PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*) ou Modulação por largura de pulso: através da largura do pulso de uma onda quadrada é possível o controle de potência ou velocidade de dispositivos como motores.
- Portas de comunicação: UART (do inglês, *Universal Asynchronous Receiver Transmitter*), I2C (do inglês, *Inter-Integrated Circuit*), SPI (do inglês, *Serial Peripheral Interface*). Estas portas são utilizadas para se comunicar serialmente com dispositivos externos como memórias, data loggers, entre outros.
- Portas de I/O digitais (do inglês, *Input/Output*): portas de entrada e saída digitais individualmente configuráveis.
- Controle de Interrupções: recebem sinais de controle (interrupções) de outros periféricos existentes no Microcontrolador provocando a alteração do fluxo normal do programa. Este tipo de operação altera a posição do ponteiro de programa, otimizando o tratamento das rotinas de cada periférico pela CPU, que podem levar vários ciclos de clock para serem concluídas sem ter que parar o programa esperando a conclusão de uma determinada ação pelo periférico.

Os microcontroladores foram concebidos para aplicações embarcadas, como uso automotivo, automação predial, aparelhos domésticos, entretenimento doméstico, automação industrial, iluminação, smart energy (smartgrid), eletrônicos para dispositivos móveis, periféricos para PC e em Internet das Coisas ou IoT (do inglês, *Internet of Things*) em contraste com os microprocessadores utilizados em computadores pessoais ou aplicações científicas específicas onde o poder de processamento é um pré-requisito importante. A Figura 2.25 mostra o diagrama em bloco de um Microcontrolador.

Existe uma variedade de fabricantes de Microcontroladores, como: Microchip, Atmel, Freescale, Analog Devices, Motorola, Fujitsu, Intel, National Semiconductor, NEC, entre outros. Vamos dar ênfase neste trabalho ao Microcontrolador Atmel ATmega328 que integra a placa Arduino Nano.

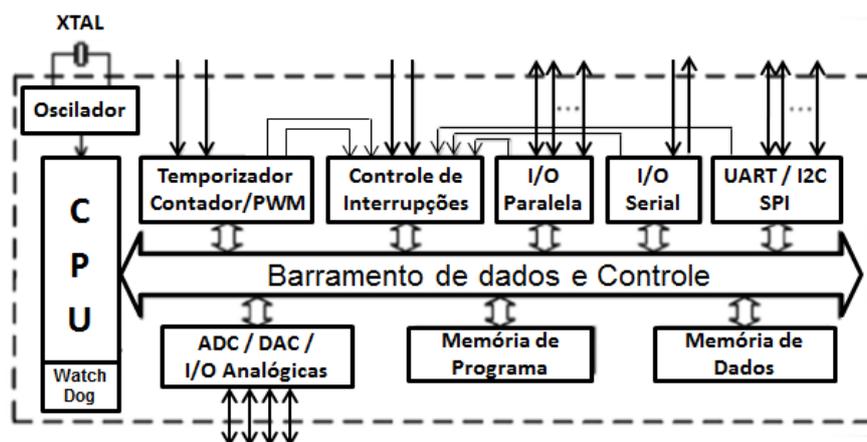


Figura 2.25 – Diagrama em blocos genérico de um Microcontrolador.

### 2.11.1 Arduino

Arduino é uma plataforma de prototipagem de código aberto (do inglês, “*Open Source*”) onde hardware e software são criados de forma a acelerar o desenvolvimento dos mais variados tipos de projetos eletrônicos [8]. Existem várias versões diferentes do Arduino disponíveis, como Due Leonardo, Duemilanove, Mega 2560, Mega ADK, Arduino Ethernet, Mini, Nano, Lilypad, Arduino Bluetooth, entre outras, cada placa com diferentes recursos, como capacidade das memórias de programas e de dados, quantidade de pinos de entrada e saídas, interfaces de comunicação (UART, I2C, SPI), PWM, entre outros.

Neste trabalho foi escolhido o Arduino Nano v3.1, baseado no microcontrolador Atmel ATmega328 devido aos seguintes fatores:

- Facilidade de utilização;
- Tamanho reduzido, se comparado a outras placas da mesma família ou de famílias diferentes de microcontroladores;
- Presença de canais de conversão AD (Analógico/Digital);
- Baixo consumo.

A Figura 2.26 mostra uma vista superior do Arduino Nano versão 3.1. Já a Figura 2.27 mostra uma visão posterior do Arduino Nano versão 3.1.

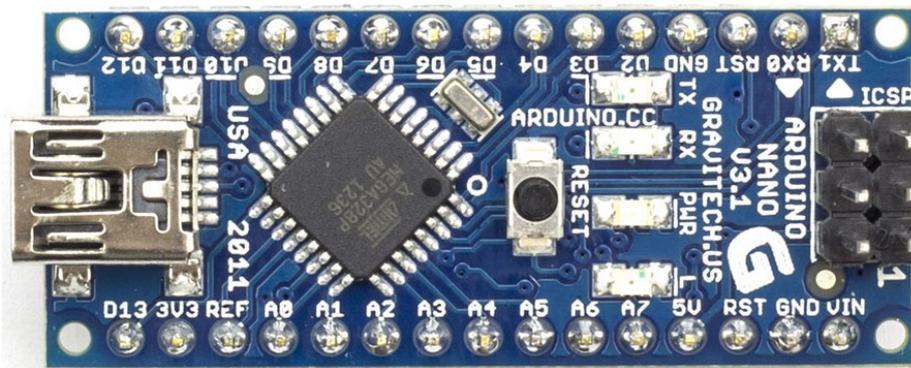


Figura 2.26 – Arduino Nano versão 3.1, vista superior.

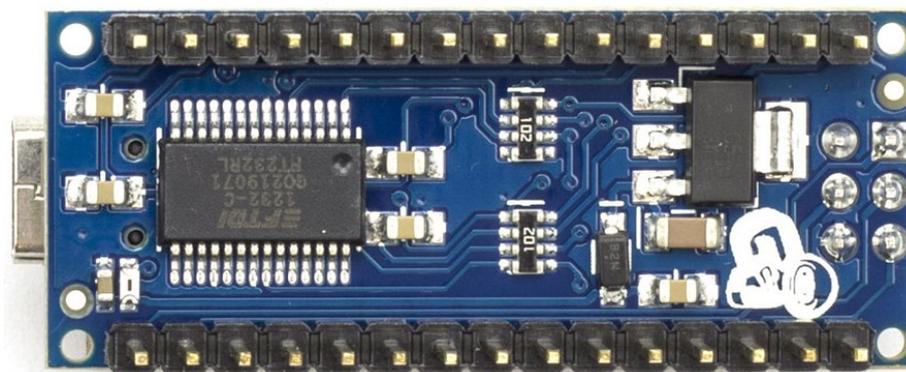


Figura 2.27 – Arduino Nano versão 3.1, vista posterior.

Na Tabela 2.6 está disponível as especificações técnicas do Arduino Nano versão 3.1 que está sendo utilizado neste trabalho. Já na Tabela 2.7 pode ser vista a pinagem do Arduino Nano 3.1. Entre os vários recursos da placa podemos destacar;

- O conversor AD (Analogico-Digital), com um total de 8 canais selecionáveis por software;
- Conexão USB;
- Memória Flash de 32 KB;
- Memória EEPROM de 1K;
- 14 portas digitais de uso geral.

Para acessar o Arduino Nano através de um computador é necessário usar a **IDE** (do inglês, *Integrated Development Environment* ou Ambiente de Desenvolvimento Integrado) do Arduino e conectá-lo ao PC utilizando um cabo USB-Mini-B, conforme mostrado na Figura 2.28. Uma imagem da IDE do Arduino é mostrada na Figura 2.29.

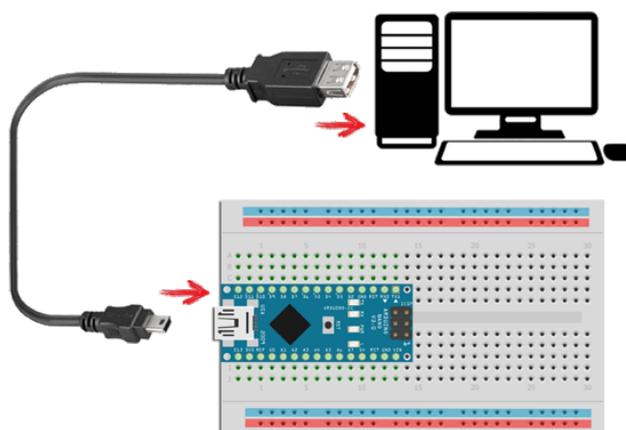
Nela é possível digitar, compilar e transferir (gravar) o programa para a placa do Arduino Nano e outras placas compatíveis e testar o funcionamento do programa.

**Tabela 2.6 – Especificações Técnicas do Arduino Nano 3.1.**

<b>Microcontrolador</b>	Atmel ATmega 328
<b>Tensão de Operação</b>	5V
<b>Tensão de Entrada (recomendado)</b>	7-12 V
<b>Tensão de Entrada (limites)</b>	6-20 V
<b>Pinos de I/O Digital</b>	14 (6 com saída de PWM)
<b>Pinos de Entrada Analógico</b>	8
<b>Corrente DC por pino de I/O</b>	40 mA
<b>Memória Flash</b>	32 KB (2KB usado pelo bootloader)
<b>SRAM</b>	2 KB
<b>EEPROM</b>	1 KB
<b>Velocidade de Clock</b>	16MHz
<b>Dimensões</b>	0.73" X 1.70"
<b>Comprimento</b>	45 mm
<b>Largura</b>	18 mm
<b>Peso</b>	5g

**Tabela 2.7 – Pinagem do Arduino Nano 3.1.**

#Pino	Nome	Tipo	Descrição
1-2, 5-16	D0-D13	I/O	Entrada/Saída Digitais, Portas 0 a 13
3, 28	RESET	Entrada	Reseta o dispositivo (ativo em LOW)
4, 29	GND	Alimentação	Terra da alimentação
17	3V3	Saída	Saída de + 3,3V
18	AREF	Entrada	Referência do Conversor A/D
19-26	A0-A7	Entrada	Entradas Analógicas – Canais 0 a 7
27	+5V	Entrada/Saída	Saída de +5V (vindo do regulador interno) ou Entrada de +5V (vindo de uma fonte externa)
30	VIN	Alimentação	Tensão de Entrada



**Figura 2.28 – Conexão do PC ao Arduino Nano.**

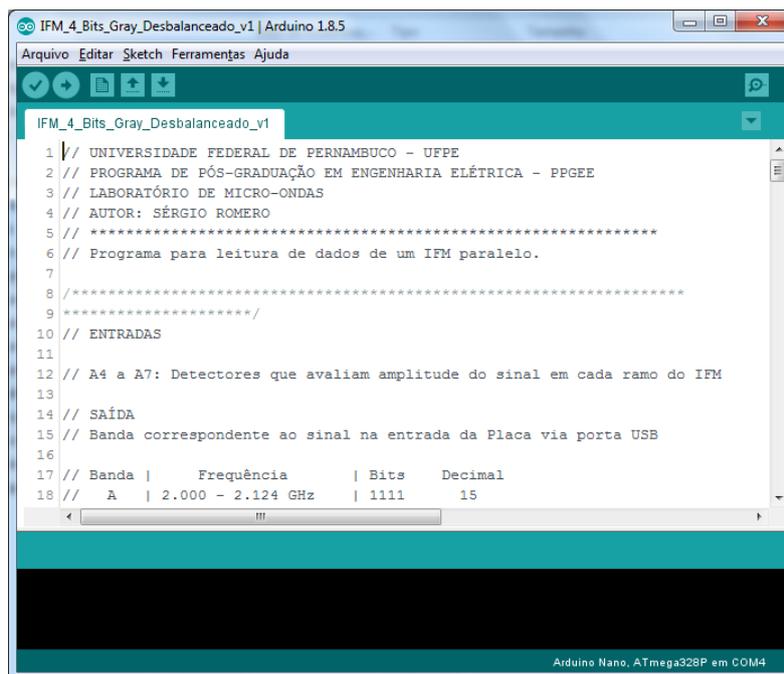


Figura 2.29 – IDE do Arduino.

Na IDE do Arduino é possível escolher a placa do Arduino Nano através do menu “Ferramentas” e em seguida “Placa”, conforme pode ser visto na Figura 2.30. No menu “Ferramentas” ainda é possível carregar o “Monitor Serial”, que é um emulador de Terminal Serial que serve para interagir com a placa, lendo informações mostrando na tela do computador. Outros programas podem ser utilizados como terminal serial, como *Hyper Terminal*, *Putty*, *RealTerm*, entre outros.

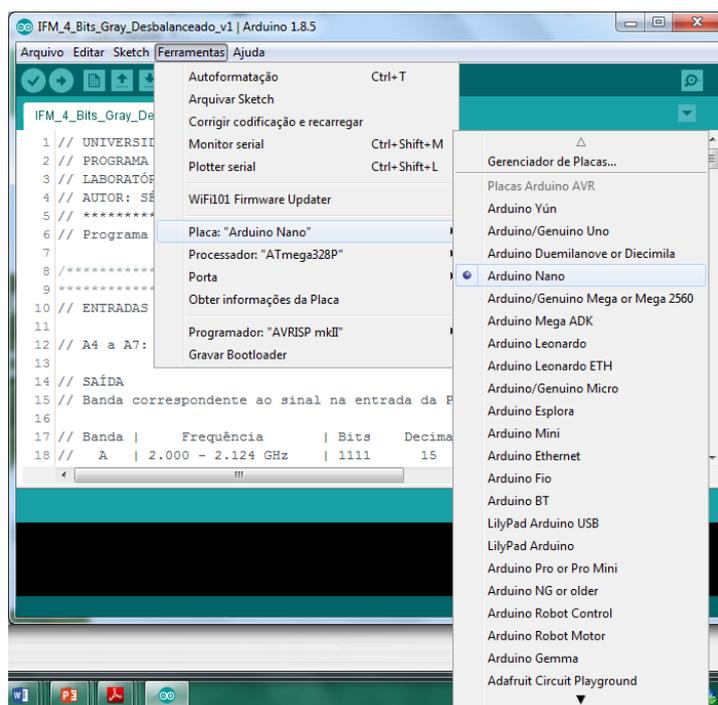


Figura 2.30 – Seleção da Arduino Nano na IDE do Arduino.

### 3 SISTEMA DE MEDIDA DE FREQUÊNCIA INSTANTÂNEA

O IFMS (do inglês, *Instantaneous Frequency Measurement Subsystem*) ou Sistema de Medida Instantânea de Frequência é um sistema que monitora, de forma simultânea, todas as frequências da banda para a qual foi projetado, sem a necessidade de se fazer uma varredura de espectro, detectando instantaneamente os sinais desconhecidos. Ele é largamente usado em dispositivos eletrônicos militares e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos sobre uma larga faixa de frequência, e devido às suas características, possui alta probabilidade de interceptação de sinais em largas bandas de frequência [27],[28].

#### 3.1 Arquitetura

O sistema apresentado neste trabalho consiste de um circuito para medição instantânea de frequência paralelo de 4-bits que opera na faixa de 2,0 a 4,0 GHz. A topologia proposta para o sistema pode ser dividida em duas seções: uma seção de radiofrequência (RF) e uma seção DC. A seção de RF é subdividida em 3 partes: amplificador de RF, divisor de potência de 1:4 e 4 filtros (feitas com ressonadores de loop aberto), preparando sinal para ser discriminado na seção DC. A seção DC do circuito é composta por 4 detectores de sinal RF e 4 conversores A/D responsável pela discriminação da frequência do sinal. A Figura 3.1 mostra a arquitetura de um sistema IFM de 4 bits. Os bits obtidos pela conversão A/D podem ser lidos por um microcontrolador para se determinar a sub-banda de frequência.

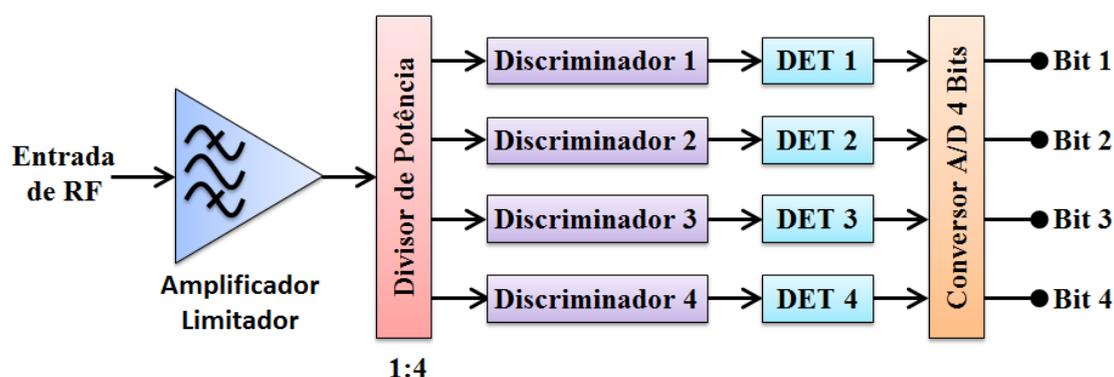


Figura 3.1 – Arquitetura de um sistema IFM de 4 Bits.

A seguir serão descritas a função de cada etapa do Sistema IFM proposto:

- **Amplificador limitador:** localiza-se na entrada do IFM e tem a função de controlar o nível de entrada do sinal, de modo que sinais fortes ou fracos apresentem mesma potência na entrada do divisor de potência. Pode estar associado a um filtro limitador de banda de operação com o objetivo de reduzir o efeito da entrada simultânea de sinais com frequências diferentes. Em algumas situações o amplificador na entrada do Sistema IFM pode ser suprimido, desde que se tenha valores de potência operando dentro de uma faixa controlada.
- **Divisor de Potência:** recebe o sinal de RF do amplificador limitador ou da entrada de RF (caso o amplificador limitador seja suprimido), e o divide em 4 sinais com mesma potência, transmitindo-os aos discriminadores. Neste trabalho está sendo empregado um divisor 1:4 utilizando o método de Divisores Wilkinson [23].
- **Discriminador:** É o componente principal de um Sistema IFM, tendo a função de fornecer em sua saída um sinal periódico com a frequência, de modo que haja uma alternância entre bandas atenuadas e não atenuadas ao longo do espectro de operação. Os sinais de saída dos discriminadores formam um código binário que associa uma palavra binária a uma sub-banda de frequência. Um pouco mais adiante será apresentada a forma desses sinais e como o código binário é formado.
- **Detectores:** tem a função de receber o sinal de RF vindo do discriminador (na faixa de GHz) e convertê-lo em uma tensão proporcional a potência e frequência deste sinal. Neste trabalho será utilizado como detector o ADL5501 da Analog Devices. Suas características serão apresentadas mais à frente. Foi utilizado para fins de comparação um detector coaxial banda larga da Keysight modelo 33330B.

- **Conversores A/D:** têm a função de fazer a conversão da tensão de saída de cada detector em uma palavra binária, de modo a fornecer um sinal com nível lógico alto (valor binário 1) ou baixo (valor binário 0). Neste trabalho os conversores A/D são os canais de conversão analógico-digital presentes no Arduino Nano.

Um sistema IFM divide sua banda de operação em sub-bandas menores. Cada uma dessas sub-bandas é associada a uma e somente uma palavra de um código binário [24, 38]. Para isso, as respostas em frequência dos discriminadores são de grande importância, pois cada saída do conversor A/D está associada à resposta de um discriminador. A saída do conversor A/D referente ao bit 1 ( $B_1$ ) está associada à resposta em frequência do discriminador 1 ( $D_1$ ), a saída  $B_2$  está associada à resposta em frequência de  $D_2$ , e assim sucessivamente, conforme mostra a Figura 3.1.

Para um sistema de IFM de  $n$  bits, temos um total de  $2^n$  sub-bandas. Logo, para um sistema de 4 bits, temos um total de  $2^4 = 16$  sub-bandas. A Figura 3.2 mostra as respostas em frequência esperadas para os discriminadores de um sistema IFM de 4 bits de saída e capacidade de identificação de 16 sub-bandas.  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  são as saídas dos discriminadores 1, 2, 3 e 4, respectivamente.  $V_{TH}$  é a tensão de limiar (do inglês, *Threshold*) de amplitude que diferencia o nível lógico alto do baixo. Em outras palavras, sinais de amplitude maior que  $V_{TH}$  adota-se como sendo nível lógico “1” ou alto, e sinais de amplitude menor que  $V_{TH}$ , como sendo nível lógico “0” ou baixo.

Na Figura 3.3 têm-se as saídas esperadas para o conversor A/D que recebe os sinais provenientes dos detectores e atribui valor “0” (zero ou nível lógico baixo) e “1” (um ou nível lógico alto) para formar a palavra digital de identificação das sub-bandas de frequências.  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$  e  $B_4$  são as saídas digitais do conversor A/D referentes aos bits 1, 2, 3 e 4, respectivamente. Os valores atribuídos pelo conversor A/D em suas saídas dependem de  $V_{TH}$ . Dessa forma, cada discriminador é responsável por um bit da palavra binária de saída do sistema IFM.

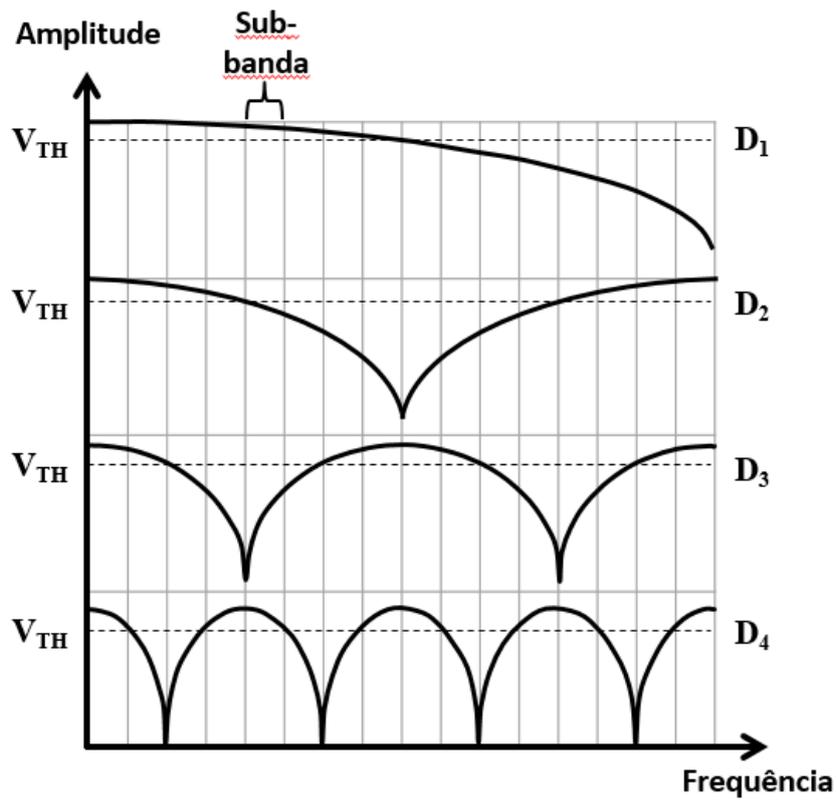


Figura 3.2 – Resposta em frequência de um IFM de 4 bits.

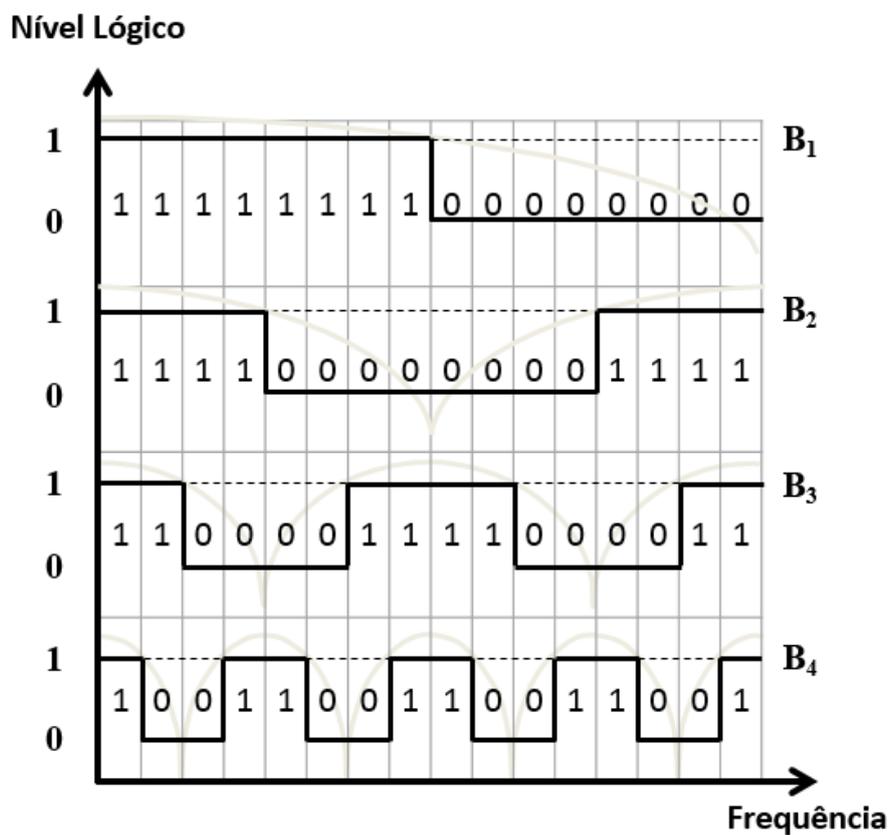


Figura 3.3 – Saída dos conversores A/D de um Sistema IFM de 4 bits.

Observando-se as Figura 3.2 e Figura 3.3 de um Sistema IFM de 4 bits, percebe-se claramente a divisão de sua banda de operação em 16 sub-bandas, e para cada sub-banda está associado uma palavra de 4 bits de um código binário. Dessa forma, a resolução em frequência de um Sistema IFM é a largura de uma sub-banda. Conclui-se que quanto maior o número de bit, mantendo-se uma mesma banda de operação, maior será o número de sub-bandas, e conseqüentemente, melhor será sua resolução.

A

Tabela 3.1 apresenta o código binário associado a cada sub-banda de um Sistema IFM de 4 bits, onde  $B_1$  é o bit mais significativo (MSB) e o  $B_4$  é o bit menos significativo.

**Tabela 3.1 – Atribuição de cada sub-banda ao código binário de 4 bits.**

Banda \ Bit	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16
$B_1$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$B_2$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
$B_3$	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
$B_4$	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1

Analisando a Tabela 3.1 pode-se notar que entre duas bandas sucessivas um único bit é alterado. O código que melhor representa esse conjunto de bits é o Código de Gray na sua forma tradicional.

### 3.2 Amplificador de RF

Dependendo do nível de entrada do sinal de RF pode ser necessário a utilização de um amplificador de RF como primeiro estágio de um IFM. Para incorporar esta facilidade ao projeto foi utilizado um amplificador de RF do fabricante *Mini-Circuits*, modelo ZX60-83LN-S+, conforme pode ser visto na Figura 3.4. Trata-se de um amplificador de baixo ruído cuja faixa de operação está entre 0,5 e 8,0 GHz. O amplificador foi montado em placa de circuito impresso com conectores para ser alimentado através de uma fonte externa, sendo utilizado um circuito de proteção contra inversão de polaridade composto por um diodo e um SCR.



Figura 3.4 – Amplificador de RF utilizado no projeto do IFM.

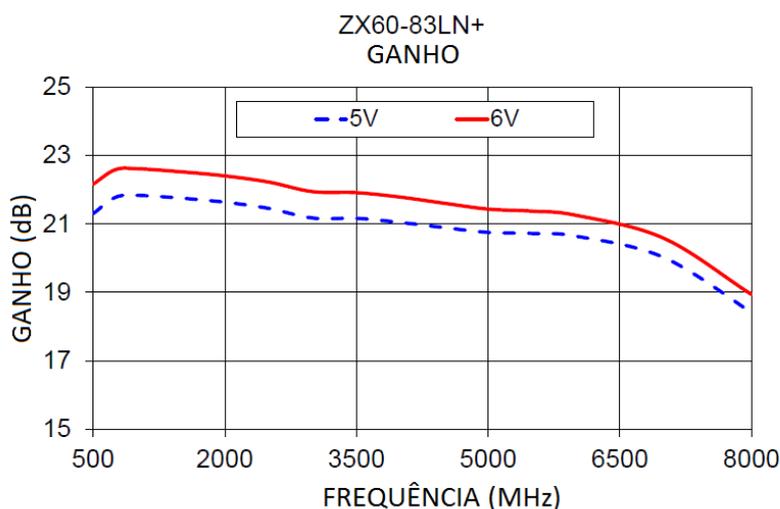
Os valores de ganho, diretividade e VSWR em função da frequência e da tensão de alimentação (5V ou 6V) podem ser encontrados na Tabela 3.2, com um destaque para a faixa de operação de 2,0 a 4,0 GHz.

Tabela 3.2 – Especificações técnicas do amplificador ZX60-83LN-S+.

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)		DIRECTIVITY (dB)		VSWR (:1)			
					5V		6V	
	5V	6V	5V	6V	IN	OUT	IN	OUT
500	21.30	22.16	5.52	5.42	1.54	1.45	1.53	1.60
750	21.77	22.58	4.43	4.41	1.11	1.10	1.46	1.58
1000	21.83	22.61	4.27	4.29	1.16	1.20	1.52	1.65
1500	21.75	22.52	4.44	4.47	1.28	1.31	1.51	1.64
2000	21.63	22.40	4.73	4.74	1.34	1.34	1.41	1.54
2500	21.45	22.22	5.17	5.15	1.39	1.36	1.32	1.43
3000	21.17	21.94	5.79	5.73	1.44	1.38	1.20	1.29
3500	21.16	21.91	5.96	5.88	1.55	1.47	1.10	1.17
4000	21.04	21.78	6.29	6.20	1.62	1.53	1.08	1.10
4500	20.89	21.60	6.59	6.52	1.67	1.58	1.13	1.08
5000	20.75	21.43	6.83	6.78	1.70	1.61	1.19	1.13
5500	20.72	21.37	6.96	6.95	1.75	1.66	1.25	1.18
6000	20.64	21.25	7.12	7.15	1.83	1.75	1.30	1.23
7000	20.02	20.58	8.53	8.58	2.26	2.18	1.42	1.36
8000	18.41	18.94	11.88	11.82	3.50	3.40	1.67	1.61

Na Figura 3.5 encontra-se um gráfico do ganho do amplificador ZX60-83LN-S+ em função da frequência e da tensão de alimentação de 5V e 6V. Pode ser visto que o valor médio do ganho na faixa de 2,0 a 4,0 GHz, que é a banda de operação do IFM é em torno de 21dB quando alimentado com 5V. Durante todos os experimentos, foi mantido 5,8V na entrada da placa onde o amplificador foi montado, o que garante 5V na entrada

do amplificador, pois o diodo de proteção provoca uma queda de 0,7V na tensão da entrada da placa.



**Figura 3.5** – Ganho do Amplificador de RF em função da frequência e da tensão de alimentação.

### 3.3 Divisor de Potência

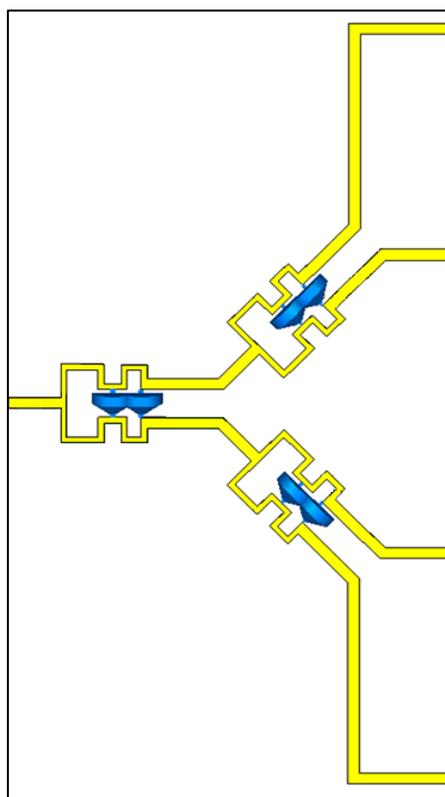
O divisor de potência 1:4 é a etapa seguinte ao amplificador de RF, sendo composto por três divisores de Wilkinson 1:2 de duas seções cada um. O primeiro divisor de potência divide o sinal da entrada da placa em dois, e em cada saída outro divisor de potência de 1:2 é acoplado para entregar um quarto da potência do sinal para cada discriminador, ou seja, 6 dB abaixo do nível da entrada. O divisor de Wilkinson foi escolhido devido as suas características:

- Saídas balanceadas que são capazes de entregar sinais com a mesma fase;
- Menor perda por dissipação entre várias topologias de divisores de potência operando na faixa de micro-ondas;
- Alta isolamento entre as portas de saída.

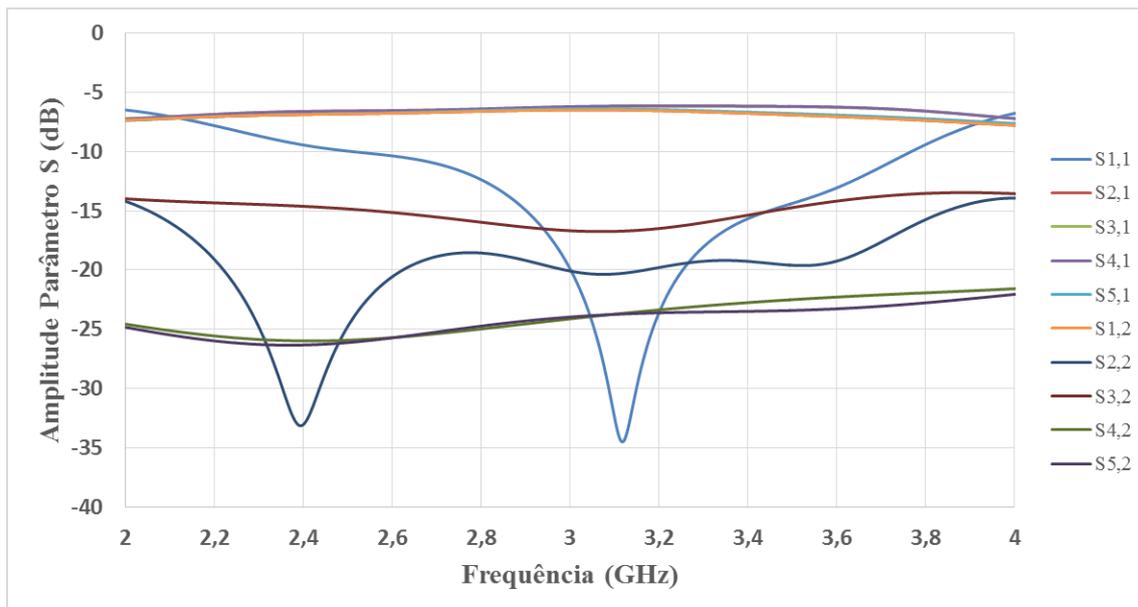
O divisor foi projetado utilizando a abordagem mostrada na seção 2.7, considerando a entrada do divisor com impedância de  $50\Omega$  e os comprimentos do primeiro e do segundo estágio do divisor com um quarto do comprimento de onda para a frequência central de operação do dispositivo (3 GHz). Foram adicionados 2 resistores SMD com encapsulamento 1206 em cada divisor, compatíveis com as dimensões necessários em cada estágio. 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. Esses resistores existem com a finalidade de melhorar a isolamento da porta de saída caso haja retorno de sinal. Essa isolação 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.

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 Figura 3.6 mostra os três divisores 1:2 em cascata formando o divisor de potência completo de 1:4 e a Figura 3.7 mostra a resposta em frequência obtida através da simulação da estrutura.



**Figura 3.6** – Projeto do Divisor de potência de 1:4.



**Figura 3.7** – Resposta simulada para o divisor de Wilkinson de 1:4.

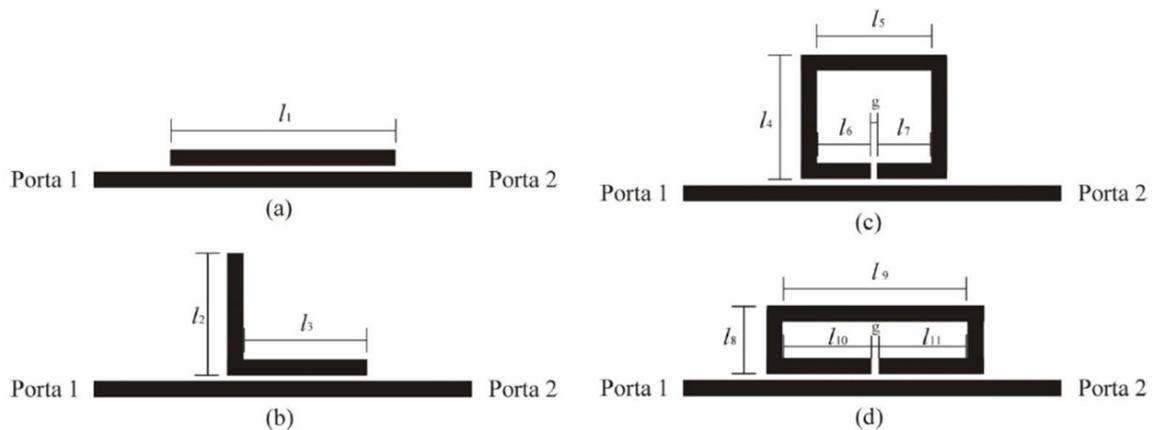
Observando-se os parâmetros de espalhamentos simulados para o divisor de Wilkinson de 1:4, apresentados na Figura 3.7, é possível notar que as perdas por inserção das portas de saída em relação a porta de entrada ( $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  e  $S_{51}$ ) estão em torno do nível esperado para um divisor de potência de 1:4 (-6 dB) na faixa de operação de 2 a 4 GHz, que indica que o divisor está funcionando adequadamente. A perda de retorno da porta 1 ( $S_{11}$ ) está abaixo de -15 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 -20 dB em toda a banda de operação do dispositivo, o que é aceitável.

### 3.4 Ressonadores Acoplados em Microfita

Um ressonador em microfita é uma estrutura capaz de conter pelo menos uma oscilação do campo eletromagnético [4] e são amplamente empregados em projetos de filtros. Entre vários tipos de ressonadores, estão os acoplados de meio comprimento de onda, onde o seu comprimento linear ( $l$ ) é metade do comprimento de onda guiado ( $\lambda_{g0}$ ) na frequência de ressonância fundamental ( $f_0$ ), ou seja:

$$l = \lambda_{g0} / 2 \quad (3.1)$$

No capítulo 2 foi visto que o  $\lambda_{g0}$  é dado pela equação (2.17), que relaciona a frequência de operação e a permissividade efetiva. Outros modos de ressonância ocorrem em  $f = n f_0$ , para  $n = 1, 2, 3 \dots$  [4]. Na Figura 3.8 são apresentadas 4 topologias de ressoadores acoplados em uma linha de transmissão principal: linear, em L, quadrado em loop aberto e retangular em loop aberto.



**Figura 3.8** – Ressonadores de meio comprimento de onda acoplados a uma linha de transmissão em microfita. (a) ressonador linear. (b) ressonador L. (c) ressonador quadrado de loop-aberto. (d) ressonador retangular de loop-aberto.

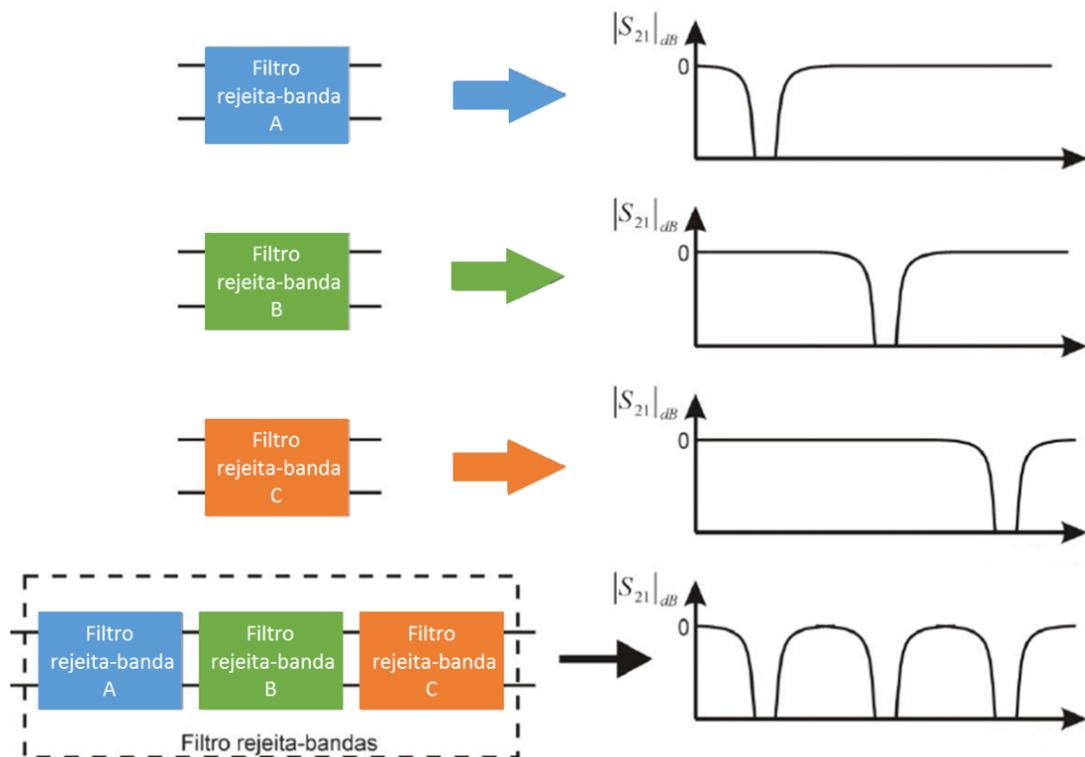
Os ressoadores de loop aberto são uma topologia de filtros em microfita que apresentam uma característica rejeita-banda e uma boa seletividade, bastante desejáveis para o desenvolvimento dos filtros deste trabalho. Eles consistem de ressoadores em anel acoplados a uma linha de transmissão principal em microfita, podendo ser modelados por um circuito LC série com componentes discretos. Quando estão próximos da frequência de ressonância, os ressoadores de micro-ondas apresentam comportamento similar a filtros formados por elementos discretos da teoria básica de circuitos elétricos. A proximidade da linha de transmissão com o ressonador gera um acoplamento magnético do tipo indutivo, que influencia na sua ressonância.

### 3.5 Filtros Rejeita-Banda em Microfita

Os discriminadores em sistemas IFM [14] podem ser implementados utilizando-se interferômetros ou filtros com alternância entre as bandas passantes e rejeitadas, como mostrado na Figura 2.24. Para projetar filtros com essas características é mais viável a

utilização de filtros rejeita-banda, visto que a associação de filtros rejeita-banda em série permite que cada filtro seja responsável por uma banda rejeitada. O mesmo não acontece com a utilização de filtros passa-banda, em que um único filtro deve ser projetado para se obter todas as bandas passantes, o que torna o projeto mais complexo.

A Figura 3.9 mostra na prática o efeito gerado a partir da associação em série de 3 filtros rejeita-banda com diferentes respostas em frequência para formar um filtro rejeita-bandas que apresenta uma banda passante entre duas de suas bandas rejeitadas, com a finalidade de se obter as respostas mostradas na Figura 3.2 para cada discriminador do IFM. Este comportamento pode ser demonstrado utilizando a Matriz  $ABCD$  dos filtros combinados, que é o produto das Matrizes  $ABCD$  individual de cada filtro [1].



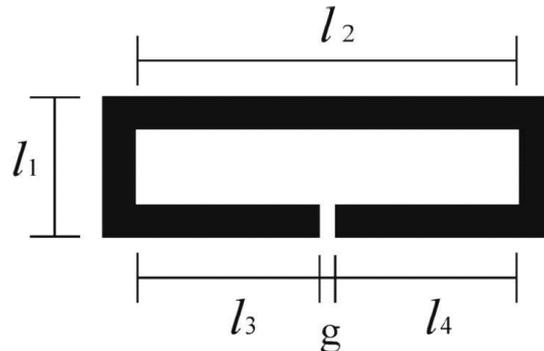
**Figura 3.9** – Associação em série de 3 filtros rejeita-banda.

No projeto dos discriminadores, a utilização de filtros em vez de interferômetros diminui a complexidade do projeto e permite um melhor controle sobre a resolução, pois nos projetos dos filtros é possível obter uma banda rejeitada cada vez mais estreita [23]-[25], sendo que a resolução do discriminador está diretamente relacionada com a largura da banda rejeitada dos filtros.



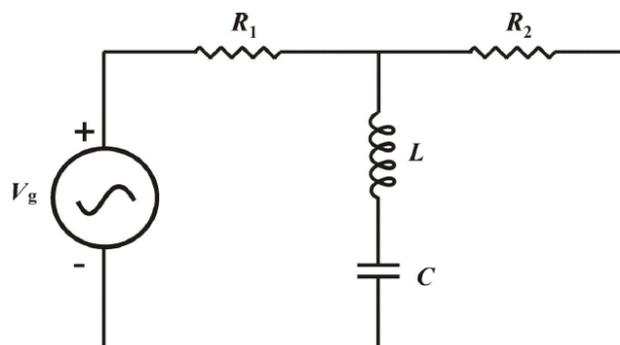
### 3.5.1 Ressonadores de Loop Aberto

Os ressonadores de loop aberto fazem parte de uma classe especial de filtros acoplados em microfita conhecida como ressonadores de meia onda (ressonadores de meio comprimento de onda ou ressonadores de  $\lambda_{g0}/2$ ). Na Figura 3.10 é possível ver com mais detalhes a geometria e as dimensões envolvidas em um ressonador retangular de loop-aberto.



**Figura 3.10** – Ressonador em loop-aberto com indicação das dimensões.

O gap de largura  $g$  está orientado de forma a ficar mais próximo da linha de transmissão, funcionando como um capacitor, enquanto que a sua própria estrutura em anel apresenta uma característica indutiva. Isso faz com que um ressonador de loop aberto apresente uma característica de um circuito LC. A Figura 3.11 mostra o 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. O circuito equivale a um filtro rejeita-banda com um polo, pois possui um zero de transmissão na frequência de ressonância [21]



**Figura 3.11** – Circuito equivalente de um ressonador de meio comprimento de onda acoplados em microfita.

Nos ressoadores, o comprimento linear,  $l$ , é a metade do comprimento de onda guiado na frequência de ressonância fundamental  $f_0$ , ou seja,  $l = \lambda_{g0}/2$ , e existem outros modos de ressonância que ocorrem em  $f \approx nf_0$ , para  $n = 2, 3, 4, \dots$  [4]. Observando a Figura 3.10, pode-se concluir que o comprimento total  $l = 2l_1 + l_2 + l_3 + l_4$ .

No projeto dos filtros rejeita-banda utilizados como discriminadores no Sistema IFM, é importante que apenas o modo de ressonância fundamental esteja dentro da banda de operação, pois desta forma não haverá novas sub-bandas formadas a partir da interação de modos de ressonância secundários dos ressoadores. Outra característica interessante para o filtro é ter uma larga banda passante e uma banda rejeitada mais estreita. A topologia que melhor atende esses dois critérios [19] são os ressoadores retangulares de loop-aberto acoplados a uma linha de transmissão principal em microfita, que neste trabalho terá  $50\Omega$  de impedância. [11][16]25].

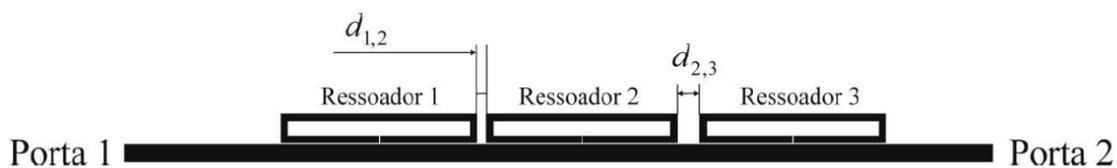
Foi utilizado o substrato AD1000 [26] com constante dielétrica  $\epsilon_r = 10,2 \pm 0,35$ , tangente de perdas de 0,0022, espessura do dielétrico de 1,27 mm e espessura da metalização de cobre de 0,035 mm (35  $\mu\text{m}$ ) em ambas as faces. A espessura da linha de todos os ressoadores foi fixada em 0,5 mm, e estes foram mantidos a uma distância de acoplamento da linha de transmissão principal,  $d = 0,1$  mm. Para que a linha de transmissão principal tenha uma impedância característica  $Z_0 = 50\Omega$ , a espessura da linha,  $W$ , deve ser igual 1,2 mm, conforme visto na seção 2.2. A frequência de ressonância dos ressoadores é ajustada pelo seu comprimento linear, que deve ser metade do comprimento de onda guiado. Para os ressoadores apresentados na Figura 3.8, a Tabela 3.3 encontrar as dimensões utilizando a equação (2.17), considerando um gap  $g = 0,1$  mm para a frequência central  $f_0 = 2$  GHz. Considerando a

**Tabela 3.3** – Dimensões dos ressoadores da Figura 3.8 para  $f_0 = 3$  GHz e  $g = 0,1$ mm

<b>Tipo de Ressorador</b>	<b>Dimensões (mm)</b>
Linear	$l_1 = 29,5$
L	$l_2 = 14,7; l_3 = 14,8$
Quadrado de loop aberto	$l_4 = 7,5; l_5 = 7,3; l_6 = 3,6; l_7 = 3,6$
Retangular de loop aberto	$l_8 = 2,0; l_9 = 12,8; l_{10} = 6,3; l_{11} = 6,4$

A banda de operação do Sistema IFM é de 2,0 a 4,0 GHz, e a resolução é calculada dividindo a largura de banda (2 GHz) por  $2^n$ , onde  $n$  é igual 4, equivalente a quantidade de discriminadores utilizados. Sendo assim, a resolução do IFM deste trabalho é igual a  $\frac{2 \cdot 10^9}{16} = 125 \text{ MHz}$ .

Para aumentar a banda rejeitada de acordo com a resposta desejada de cada discriminador, são feitas associações de ressoadores acoplados, ajustando-se a distância entre eles, conforme mostrado na Figura 3.12.

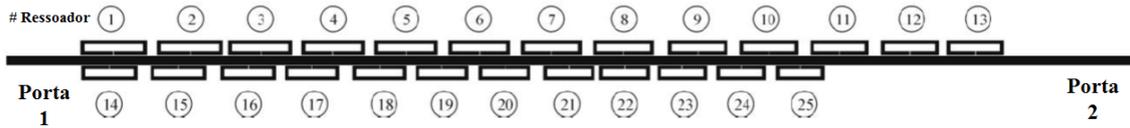


**Figura 3.12** – Associação de três ressoadores com frequências de ressonância próximas.

### 3.5.2 Discriminador 1

Nesse filtro, todos os ressoadores são usados para formar uma única banda rejeitada de 1,0 GHz. A Figura 3.13 mostra a estrutura final do Discriminador 1, cuja resposta em frequência deve ser semelhante àquela mostrada na Figura 3.2 para  $D_1$ . A

Tabela 3.4 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada, enquanto que a Tabela 3.5 contém as dimensões de cada ressoador.



**Figura 3.13** – Estrutura final do Discriminador 1.

**Tabela 3.4** – Distância de acoplamento para o discriminador 1.

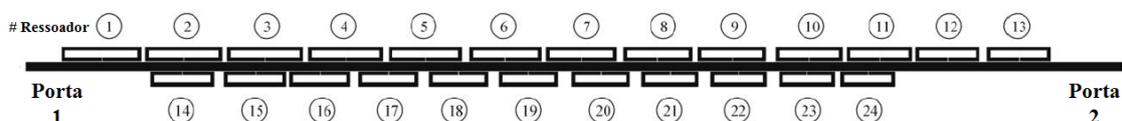
Distância, $d_{i,j}$ , entre o i-ésimo e o j-ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2} = 1,4$	$d_{14,15} = 1,7$
$d_{2,3} = 0,7$	$d_{15,16} = 1,9$
$d_{3,4} = 1,2$	$d_{16,17} = 1,2$
$d_{4,5} = 1,3$	$d_{17,18} = 1,8$
$d_{5,6} = 1,5$	$d_{18,19} = 1,2$
$d_{6,7} = 1,4$	$d_{19,20} = 1,3$
$d_{7,8} = 1,5$	$d_{20,21} = 1,7$
$d_{8,9} = 1,9$	$d_{21,22} = 0,6$
$d_{9,10} = 1,6$	$d_{22,23} = 1,0$
$d_{10,11} = 1,6$	$d_{23,24} = 1,2$
$d_{11,12} = 1,7$	$d_{24,25} = 1,4$
$d_{12,13} = 1,1$	

**Tabela 3.5** – Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 1.

Número do Ressonador	Dimensões (mm)
1	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,9; l_3 = 3,9; l_4 = 3,9; g = 0,1$
2	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,8; l_3 = 3,9; l_4 = 3,8; g = 0,1$
3	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,6; l_3 = 3,8; l_4 = 3,7; g = 0,1$
4	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,5; l_3 = 3,7; l_4 = 3,7; g = 0,1$
5	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,4; l_3 = 3,7; l_4 = 3,6; g = 0,1$
6	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,3; l_3 = 3,6; l_4 = 3,6; g = 0,1$
7	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,2; l_3 = 3,6; l_4 = 3,5; g = 0,1$
8	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,1; l_3 = 3,5; l_4 = 3,5; g = 0,1$
9	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1$
10	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,1$
11	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,4; l_4 = 3,3; g = 0,1$
12	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,7; l_3 = 3,3; l_4 = 3,3; g = 0,1$
13	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1$
14	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1$
15	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,5; l_3 = 3,2; l_4 = 3,2; g = 0,1$
16	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,2; l_4 = 3,1; g = 0,1$
17	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,3; l_3 = 3,1; l_4 = 3,1; g = 0,1$
18	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,2; l_3 = 3,1; l_4 = 3,0; g = 0,1$
19	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,1; l_3 = 3,0; l_4 = 3,0; g = 0,1$
20	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,0; l_3 = 3,0; l_4 = 2,9; g = 0,1$
21	$l_1 = 2,0; l_2 = 5,9; l_3 = 2,9; l_4 = 2,9; g = 0,1$
22	$l_1 = 2,0; l_2 = 5,8; l_3 = 2,9; l_4 = 2,8; g = 0,1$
23	$l_1 = 2,0; l_2 = 5,7; l_3 = 2,8; l_4 = 2,8; g = 0,1$
24	$l_1 = 2,0; l_2 = 5,6; l_3 = 2,8; l_4 = 2,7; g = 0,1$
25	$l_1 = 2,0; l_2 = 5,5; l_3 = 2,7; l_4 = 2,7; g = 0,1$

### 3.5.3 Discriminador 2

A Figura 3.14 mostra a estrutura final do Discriminador 2, cuja resposta em frequência deve ser semelhante àquela mostrada na Figura 3.2 para  $D_2$ . A Tabela 3.6 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores, enquanto que a Tabela 3.7 contém as dimensões de cada ressoador, que formam uma mesma banda rejeitada. Nesse filtro, todos os ressoadores foram usados para formar uma única banda rejeitada de 1,0 GHz deslocada de 500 MHz do início da banda (2,0 GHz).



**Figura 3.14** – Estrutura final do Discriminador 2.

**Tabela 3.6** – Distância de acoplamento para o discriminador 2.

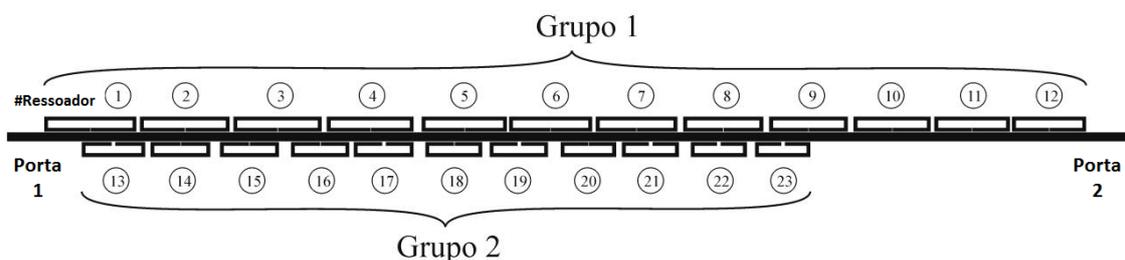
Distância, $d_{i,j}$ , entre o $i$ -ésimo e o $j$ -ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2} = 0,5$	$d_{12,13} = 1,0$
$d_{2,3} = 0,6$	$d_{14,15} = 1,4$
$d_{3,4} = 0,7$	$d_{15,16} = 0,4$
$d_{4,5} = 0,8$	$d_{16,17} = 1,1$
$d_{5,6} = 1,0$	$d_{17,18} = 1,4$
$d_{6,7} = 0,5$	$d_{18,19} = 1,5$
$d_{7,8} = 0,5$	$d_{19,20} = 1,9$
$d_{8,9} = 0,8$	$d_{20,21} = 1,6$
$d_{9,10} = 1,3$	$d_{21,22} = 1,6$
$d_{10,11} = 0,6$	$d_{22,23} = 1,7$
$d_{11,12} = 0,5$	$d_{23,24} = 0,7$

**Tabela 3.7** –Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 2.

<b>Número do Ressonador</b>	<b>Dimensões (mm)</b>
1	$l_1 = 2,0; l_2 = 10,0; l_3 = 5,0; l_4 = 4,9; g = 0,1$
2	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,7; l_3 = 4,8; l_4 = 4,8; g = 0,1$
3	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,5; l_3 = 4,7; l_4 = 4,7; g = 0,1$
4	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,3; l_3 = 4,6; l_4 = 4,6; g = 0,1$
5	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,1; l_3 = 4,5; l_4 = 4,5; g = 0,1$
6	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,9; l_3 = 4,4; l_4 = 4,4; g = 0,1$
7	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,7; l_3 = 4,3; l_4 = 4,3; g = 0,1$
8	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,5; l_3 = 4,2; l_4 = 4,2; g = 0,1$
9	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,4; l_3 = 4,2; l_4 = 4,1; g = 0,1$
10	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,2; l_3 = 4,1; l_4 = 4,0; g = 0,1$
11	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,0; l_3 = 4,0; l_4 = 3,9; g = 0,1$
12	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,8; l_3 = 3,9; l_4 = 3,8; g = 0,1$
13	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,7; l_3 = 3,8; l_4 = 3,8; g = 0,1$
14	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,7; l_3 = 3,8; l_4 = 3,8; g = 0,1$
15	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,6; l_3 = 3,8; l_4 = 3,7; g = 0,1$
16	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,4; l_3 = 3,7; l_4 = 3,6; g = 0,1$
17	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,3; l_3 = 3,6; l_4 = 3,6; g = 0,1$
18	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,2; l_3 = 3,6; l_4 = 3,5; g = 0,1$
19	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,1; l_3 = 3,5; l_4 = 3,5; g = 0,4$
20	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1$
21	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,5$
22	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,4; l_4 = 3,3; g = 0,5$
23	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,7; l_3 = 3,3; l_4 = 3,3; g = 0,2$
24	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1$

### 3.5.4 Discriminador 3

A Figura 3.15 mostra a estrutura final do Discriminador 3, cuja resposta em frequência deve ser semelhante àquela mostrada na Figura 3.2 para  $D_3$ . A Tabela 3.8 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada, enquanto que a Tabela 3.9 contém as dimensões de cada ressoador. Nesse filtro, a largura de cada banda rejeitada é 500 MHz e os ressoadores podem ser agrupados em dois grandes grupos.



**Figura 3.15** – Estrutura final do Discriminador 3.

**Tabela 3.8** – Distância de acoplamento para o discriminador 3.

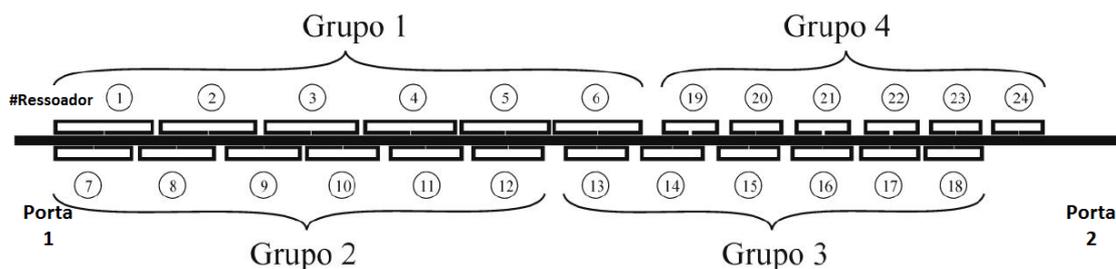
Distância, $d_{i,j}$ , entre o $i$ -ésimo e o $j$ -ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2} = 0,5$	$d_{13,14} = 0,7$
$d_{2,3} = 0,5$	$d_{14,15} = 1,3$
$d_{3,4} = 0,7$	$d_{15,16} = 1,6$
$d_{4,5} = 1,1$	$d_{16,17} = 0,6$
$d_{5,6} = 0,3$	$d_{17,18} = 1,6$
$d_{6,7} = 0,5$	$d_{18,19} = 1,0$
$d_{7,8} = 0,8$	$d_{19,20} = 1,7$
$d_{8,9} = 0,8$	$d_{20,21} = 0,8$
$d_{9,10} = 0,9$	$d_{21,22} = 1,6$
$d_{10,11} = 0,5$	$d_{22,23} = 1,1$
$d_{11,12} = 0,3$	

**Tabela 3.9** – Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 3.

<b>Número do Ressonador</b>	<b>Dimensões (mm)</b>
1	$l_1 = 2,0; l_2 = 11,3; l_3 = 5,6; l_4 = 5,6; g = 0,1$
2	$l_1 = 2,0; l_2 = 11,0; l_3 = 5,5; l_4 = 5,4; g = 0,1$
3	$l_1 = 2,0; l_2 = 10,8; l_3 = 5,4; l_4 = 5,3; g = 0,1$
4	$l_1 = 2,0; l_2 = 10,6; l_3 = 5,3; l_4 = 5,2; g = 0,1$
5	$l_1 = 2,0; l_2 = 10,4; l_3 = 5,2; l_4 = 5,1; g = 0,1$
6	$l_1 = 2,0; l_2 = 10,1; l_3 = 5,0; l_4 = 5,0; g = 0,1$
7	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,9; l_3 = 4,9; l_4 = 4,8; g = 0,1$
8	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,7; l_3 = 4,8; l_4 = 4,8; g = 0,1$
9	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,5; l_3 = 4,7; l_4 = 4,7; g = 0,1$
10	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,3; l_3 = 4,6; l_4 = 4,6; g = 0,1$
11	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,1; l_3 = 4,5; l_4 = 4,5; g = 0,1$
12	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,9; l_3 = 4,4; l_4 = 4,4; g = 0,1$
13	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,5; l_3 = 3,5; l_4 = 3,5; g = 0,5$
14	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1$
15	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,1$
16	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,4; l_4 = 3,3; g = 0,1$
17	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,5$
18	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1$
19	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,2; l_4 = 3,1; g = 0,5$
20	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,2; l_4 = 3,1; g = 0,1$
21	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,1; l_4 = 3,0; g = 0,5$
22	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,5; l_3 = 3,0; l_4 = 3,0; g = 0,5$
23	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,0; l_4 = 2,9; g = 0,1$

### 3.5.5 Discriminador 4

A Figura 3.16 mostra a estrutura final do Discriminador 4, cuja resposta em frequência deve ser semelhante àquela mostrada na Figura 3.2 para D<sub>4</sub>. A Tabela 3.10 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada, enquanto que a Tabela 3.11 contém as dimensões de cada ressonador. Para formar cada banda rejeitada, utilizaram-se seis ressoadores, cuja banda rejeitada é de 250 MHz.



**Figura 3.16** – Estrutura final do Discriminador 4.

**Tabela 3.10** – Distância de acoplamento para o discriminador 4.

Distância, $d_{i,j}$ , entre o $i$ -ésimo e o $j$ -ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2} = 0,6$	$d_{13,14} = 1,4$
$d_{2,3} = 0,8$	$d_{14,15} = 1,6$
$d_{3,4} = 0,5$	$d_{15,16} = 1,3$
$d_{4,5} = 0,3$	$d_{16,17} = 0,7$
$d_{5,6} = 0,2$	$d_{17,18} = 0,4$
$d_{7,8} = 0,6$	$d_{19,20} = 1,3$
$d_{8,9} = 1,2$	$d_{20,21} = 1,4$
$d_{9,10} = 0,4$	$d_{21,22} = 1,6$
$d_{10,11} = 1,1$	$d_{22,23} = 1,2$
$d_{11,12} = 1,1$	$d_{23,24} = 1,1$

**Tabela 3.11** – Dimensão dos ressoadores utilizados no discriminador 4.

Número do Ressoador	Dimensões (mm)
1	$l_1 = 2,0; l_2 = 12,1; l_3 = 6,0; l_4 = 6,0; g = 0,1$
2	$l_1 = 2,0; l_2 = 11,8; l_3 = 5,9; l_4 = 5,8; g = 0,1$
3	$l_1 = 2,0; l_2 = 11,5; l_3 = 5,7; l_4 = 5,7; g = 0,1$
4	$l_1 = 2,0; l_2 = 11,2; l_3 = 5,6; l_4 = 5,5; g = 0,1$
5	$l_1 = 2,0; l_2 = 10,9; l_3 = 5,4; l_4 = 5,4; g = 0,1$
6	$l_1 = 2,0; l_2 = 10,7; l_3 = 5,3; l_4 = 5,3; g = 0,1$
7	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,4; l_3 = 4,7; l_4 = 4,6; g = 0,1$
8	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,1; l_3 = 4,5; l_4 = 4,5; g = 0,1$
9	$l_1 = 2,0; l_2 = 9,0; l_3 = 4,5; l_4 = 4,4; g = 0,1$
10	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,8; l_3 = 4,4; l_4 = 4,3; g = 0,1$
11	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,7; l_3 = 4,3; l_4 = 4,3; g = 0,1$
12	$l_1 = 2,0; l_2 = 8,5; l_3 = 4,2; l_4 = 4,2; g = 0,1$
13	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,5; l_3 = 3,7; l_4 = 3,7; g = 0,1$
14	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,4; l_3 = 3,7; l_4 = 3,6; g = 0,1$
15	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,3; l_3 = 3,6; l_4 = 3,6; g = 0,1$
16	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,2; l_3 = 3,6; l_4 = 3,5; g = 0,1$
17	$l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1$
18	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,1$
19	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,5; l_3 = 3,1; l_4 = 3,0; g = 0,4$
20	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,1; l_3 = 3,0; l_4 = 3,0; g = 0,1$
21	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,0; l_4 = 2,9; g = 0,5$
22	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,3; l_3 = 2,9; l_4 = 2,9; g = 0,5$
23	$l_1 = 2,0; l_2 = 6,0; l_3 = 2,9; l_4 = 2,9; g = 0,2$
24	$l_1 = 2,0; l_2 = 5,8; l_3 = 2,9; l_4 = 2,8; g = 0,1$

A resposta ideal para cada filtro pode ser vista na Figura 3.17, onde o Filtro 1 representa a resposta do bit mais significativo (MSB), e o filtro 4 representa a resposta do bit menos significativo (LSB), sendo as linhas vermelhas uma boa escolha para *threshold* de decisão de um conversor A/D para nível lógico “1” (acima de -5 dBm) ou nível lógico “0” (abaixo de -5 dBm).

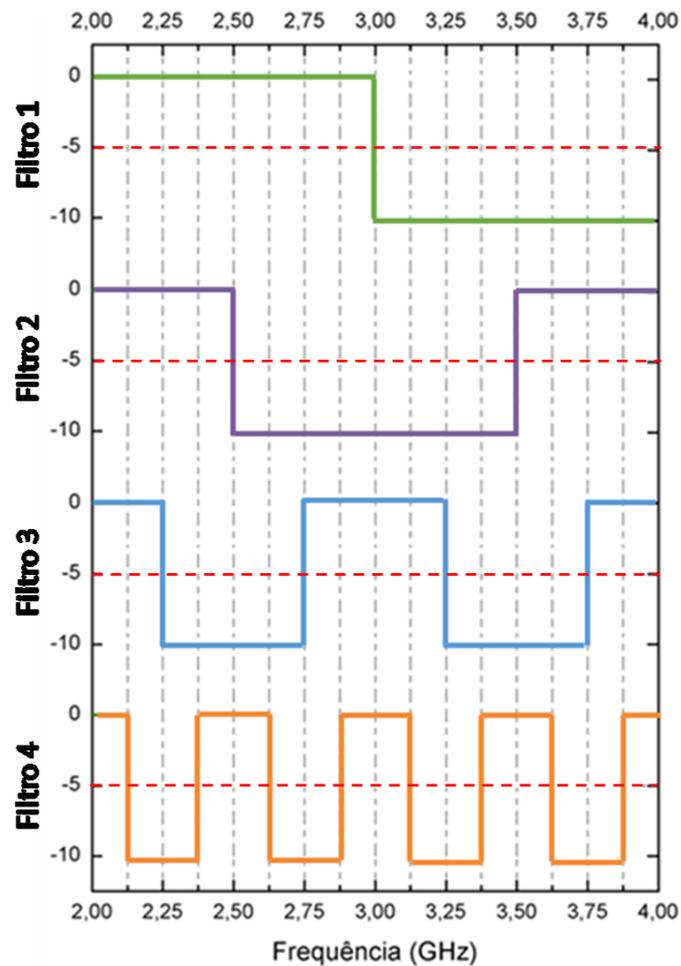


Figura 3.17 – Resposta ideal de cada filtro de um Sistema IFM de 4 bits.

A

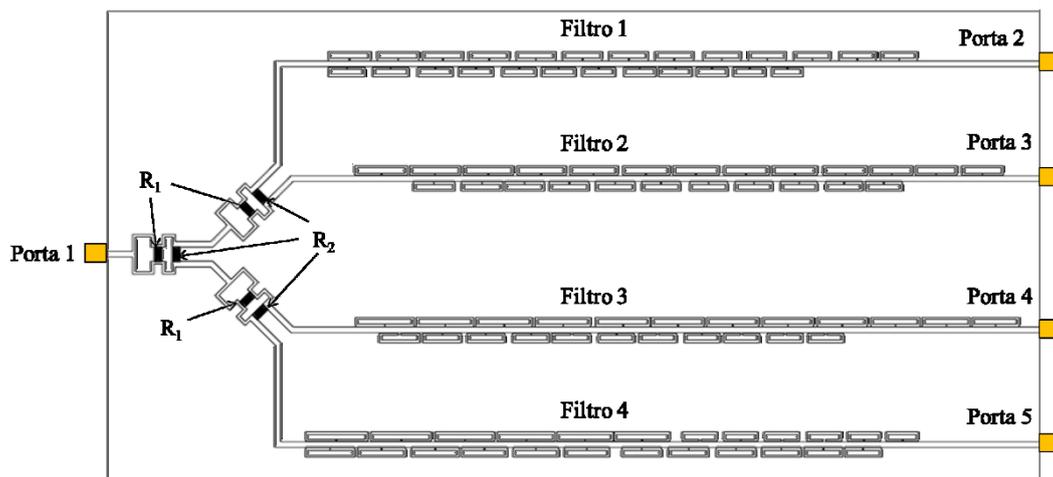
Tabela 3.12 a seguir mostra os valores teóricos para cada sub-banda de frequência de um Sistema IFM de 4 bits, dentro da banda total de operação de 2,0 a 4,0 GHz, gerada a partir da análise da Figura 3.17. Essa tabela seria a ideal, isto é, se cada discriminador tivesse o comportamento apresentado na Figura 3.17.

**Tabela 3.12** - Tabela deal com as sub-bandas e faixas de frequência para um Sistema IFM de 4 bits operando de 2,0 a 4,0 GHz.

Sub-banda	Frequência (GHz)	Bits	Decimal
A	2.000 - 2.124	1111	15
B	2.125 - 2.249	1110	14
C	2.250 - 2.374	1100	12
D	2.375 - 2.499	1101	13
E	2.500 - 2.624	1001	9
F	2.625 - 2.749	1000	8
G	2.750 - 2.874	1010	10
H	2.875 - 2.999	1011	11
I	3.000 - 3.124	0011	3
J	3.125 - 3.249	0010	2
K	3.250 - 3.374	0000	0
L	3.375 - 3.499	0001	1
M	3.500 - 3.624	0101	5
N	3.625 - 3.749	0100	4
O	3.750 - 3.874	0110	6
P	3.875 - 4.000	0111	7

### 3.6 Integração da Etapa de RF do Sistema IFM

A próxima etapa do desenvolvimento do sistema IFM foi a integração entre o divisor de potência 1:4 abordado na seção 3.3 com os 4 discriminadores de RF abordados na seção 3.5 em um único substrato dielétrico. Foram adicionados conectores SMA ao final de cada discriminador para permitir a medida dos discriminadores individualmente. A vista superior da placa pode ser vista na Figura 3.18. No divisor de 1:4 foram utilizados 6 resistores SMD com encapsulamento 1206, com valores  $R_1 = 100 \Omega$  e  $R_2 = 200 \Omega$ , conforme pode ser visto na Figura 3.18.



**Figura 3.18** – Vista superior da placa com a integração da seção de RF de um IFMS de 4 bits.

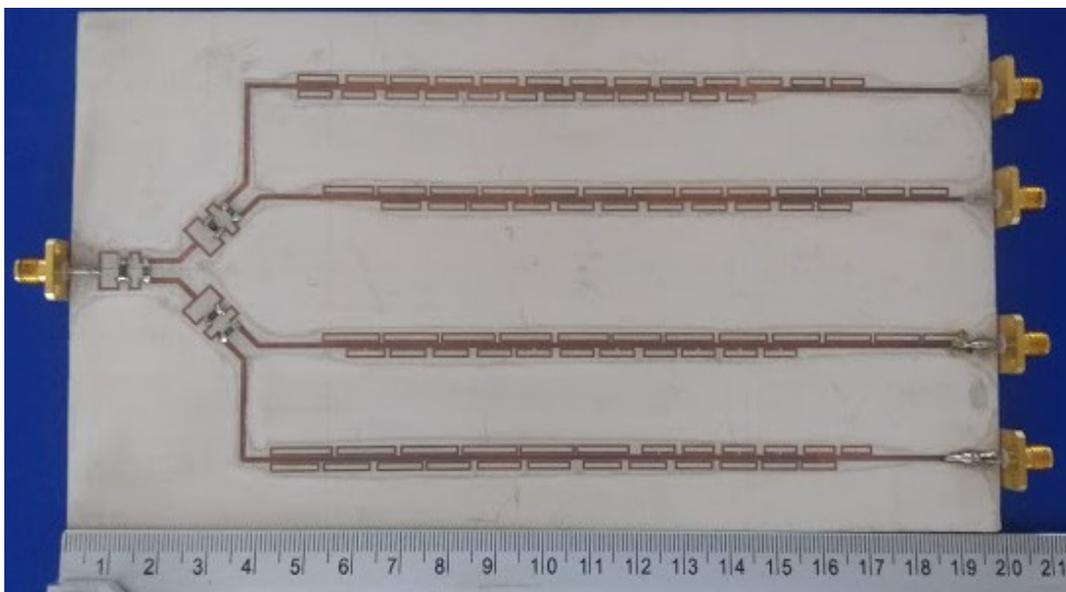
O dispositivo foi fabricado pela máquina de prototipagem de placas de circuitos impressos a laser LPKF Protolaser S Machine existente no CTTC (*Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya*). Uma imagem da máquina de prototipagem PCB pode ser vista na Figura 3.19.



**Figura 3.19** – Máquina de prototipagem a laser LPKF, no laboratório do CTTC.

Um foto da placa fabricada pode ser vista na Figura 3.21. O substrato dielétrico utilizado foi AD1000 do fabricante Rogers Corporation. Este laminado possui constante dielétrica de  $10,2 \pm 0,3$ , tangente de perdas de 0,0022, espessura do dielétrico  $h = 1,27$

mm e espessura da metalização de cobre de 0,035 mm (35  $\mu\text{m}$ ) em ambas as faces. As dimensões finais do dispositivo são de 198 mm de comprimento por 113 mm de largura, e a menor largura de linha ou de espaçamento é de 0,50 mm (500  $\mu\text{m}$ ). Os resultados obtidos serão mostrados no próximo capítulo.



**Figura 3.20** – Foto da placa integrada com a seção de RF de um IFMS de 4 bits.

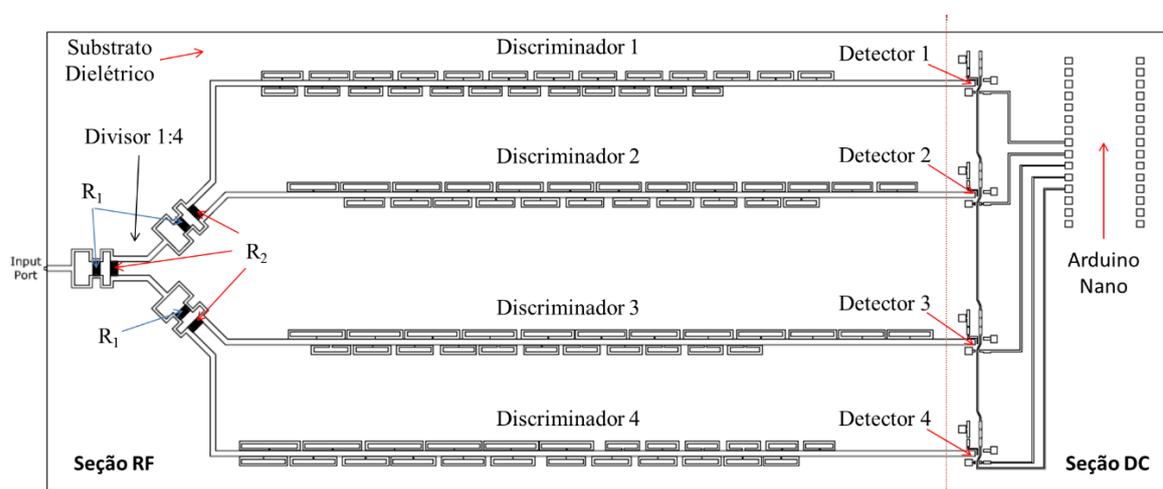
### 3.7 Integração Completa do Sistema IFM

O sistema IFM completo consiste de um circuito para medição instantânea de frequência paralelo de 4-bits que opera entre 2,0 e 4,0 GHz, com resolução de 125 MHz. O Sistema IFM é dividido em duas seções, sendo a primeira seção de radiofrequência (RF) e a segunda relativa à parte DC. A seção de RF, como mostrada na seção 3.6, é subdividida em duas partes principais: o divisor de potência de 1:4 e as linhas responsáveis pela filtragem do sinal (feitas com ressonadores de loop aberto). Essas linhas preparam o sinal para ser discriminado na seção DC. A seção DC do circuito é composta por um detector de sinal RF para cada linha e um conversor A/D, responsável pela discriminação da frequência do sinal e pela comunicação com o computador. Na entrada desta placa foi utilizado um amplificador de RF, alimentado externamente por uma fonte de alimentação, com o intuito de ajustar os níveis de RF na entrada da placa.

Neste trabalho os discriminadores foram implementados com filtros rejeita-bandas em microfita, utilizando-se ressoadores acoplados a linhas de transmissão [19,

22]. A utilização de filtros em vez de interferômetros evita o uso de linhas de atraso, que torna o projeto menos complexo. O uso de filtros também permite um maior controle sobre a resolução do sistema, que está diretamente relacionada com a largura da banda rejeitada.

Para fazer a integração, foram empregados 3 divisores de potência de 3 dB [20] conectados de modo a construir um divisor de potência com 4 saídas balanceadas banda larga em um mesmo substrato dielétrico. Cada um dos quatro discriminadores de fase descritos na seção 3.2 recebem um quarto da potência de entrada, e a saída de cada discriminador entra em quatro detectores de RF, que convertem suas respectivas saídas em um nível DC proporcional ao nível de entrada de RF. As saídas dos detectores chegam a 4 pinos de entrada analógica do Arduino Nano, onde é possível usar o conversor A/D (conversor analógico-digital) para obter uma palavra binária. A Figura 3.21 mostra uma vista superior da placa do IFMS, mostrando a integração no mesmo substrato dielétrico o divisor de potência 1:4, 4 discriminadores formados por filtros rejeita-faixa, 4 detectores de RF e do Arduino Nano. O Sistema IFM de 4 bits mostrado na Figura 3.21 opera na banda de 2,0 a 4,0 GHz com uma resolução de 125 MHz. A seção de RF e a seção DC compartilham o mesmo plano de terra.



**Figura 3.21** – Vista superior da placa integrada do Sistema IFM de 4 bits

Neste trabalho estão sendo utilizados 4 detectores ADL5501 da Analog Devices, que operam de 50MHz a 6GHz e possuem 50Ω de impedância de entrada, com baixo consumo (3,3mW @ 3V<sub>DC</sub>). A Figura 3.22 mostra o diagrama em bloco funcional do

detector, enquanto que a Figura 3.23 mostra a pinagem e o circuito básico para utilização do ADL5501. A entrada de RF do ADL5501 é no pino 3, enquanto a saída é retirada do pino 6. O pino 1 é usado para a alimentação  $+V_{CC}$  (entre 2,7 e 5,5 V), enquanto o pino 4 é o terra do circuito integrado. Os capacitores de desacoplamento da fonte foram utilizados conforme recomendação do fabricante (100 pF e 0.1  $\mu$ F). O pino 5 deve ser ligado ao potencial positivo para que ele possa operar normalmente.

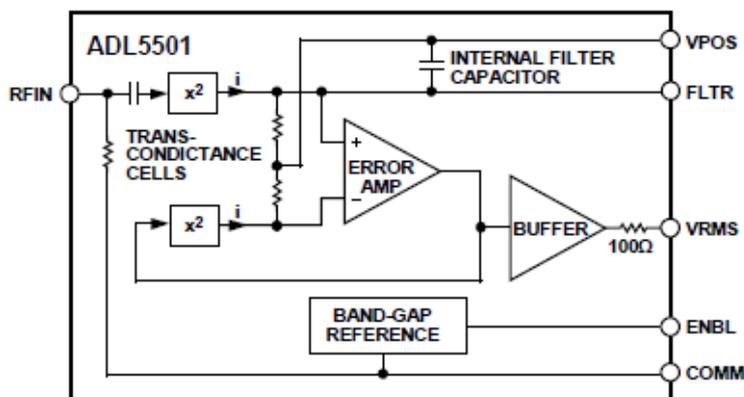


Figura 3.22 – Diagrama em blocos funcional do detector ADL5501.

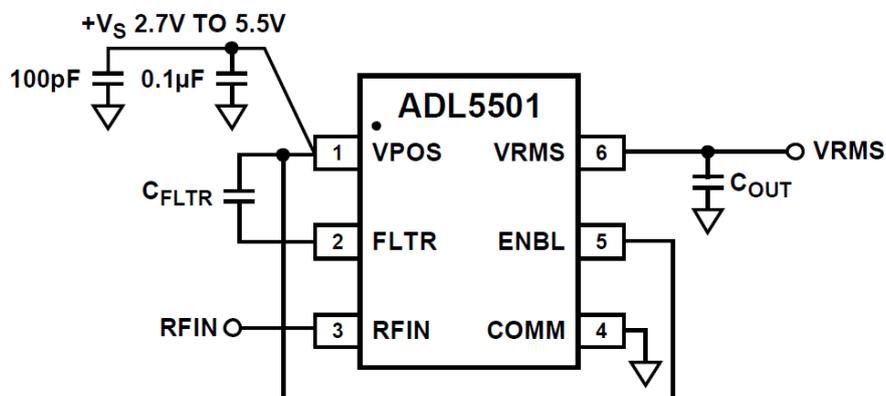
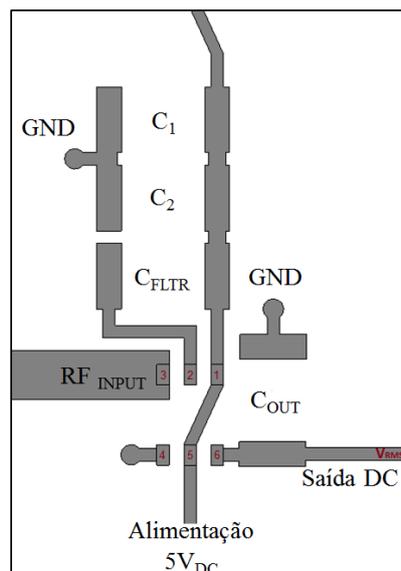


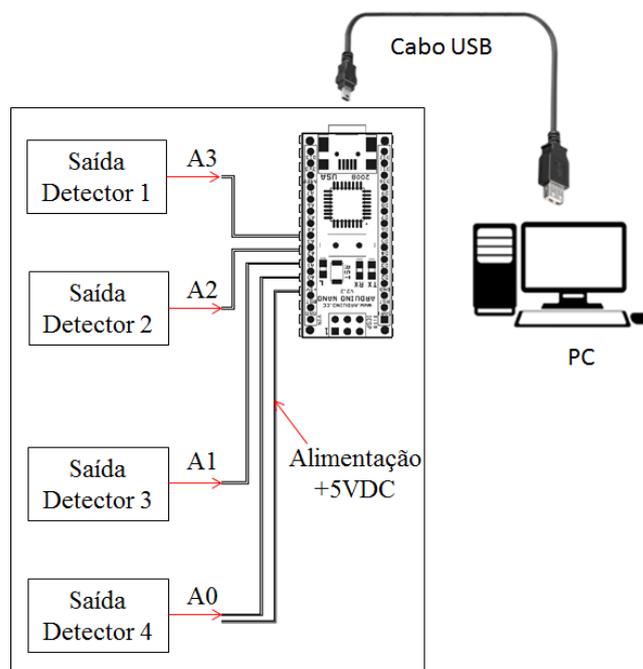
Figura 3.23 – Circuito básico para conexão do detector ADL5501.

A Figura 3.24 mostra no detalhe a ligação do detector à placa do Sistema IFM, exibindo o local para soldagem dos capacitores SMD, a saber:  $C_1 = 100\text{pF}$ ,  $C_2 = 0,1\mu\text{F}$  e  $C_{OUT} = 100\text{nF}$ . A linha de alimentação de  $+5\text{V}_{DC}$  vem do pino 27 do Arduino, sendo o Arduino alimentado pela porta USB do PC. Esta configuração é repetida para a saída de cada discriminador.



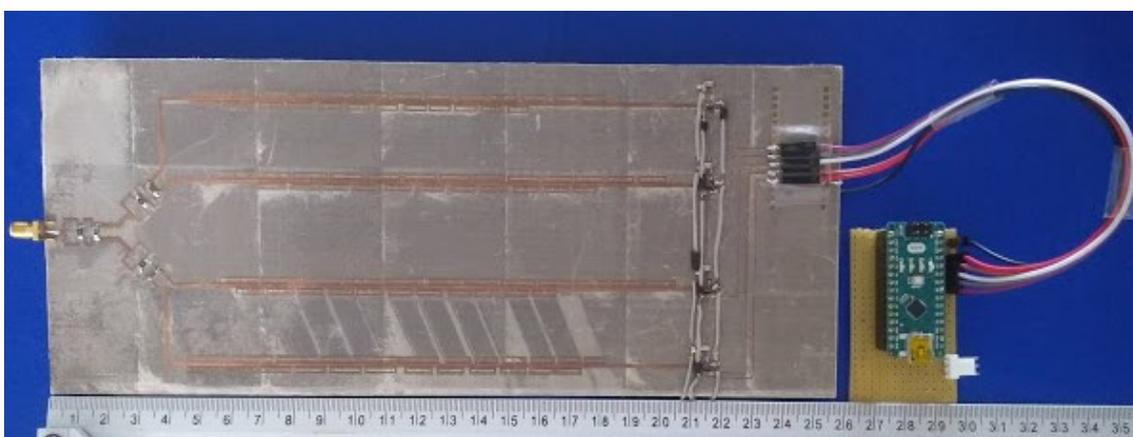
**Figura 3.24** – Detalhe da saída dos detectores para a entrada do Arduino.

No Arduino Nano as portas de entrada analógicas A0 a A3 (pinos 19 a 20, respectivamente) recebem os sinais provenientes dos detectores de RF. O canal de conversão A/D do Arduino Nano fica então varrendo estes pinos, de modo a gerar as saídas digitais, de acordo com os níveis de tensão de cada detector dependendo dos níveis de potência dos sinais vindos dos discriminadores de fase, formados pelos filtros rejeita banda. O PC que está ligado ao Arduino Nano efetua a leitura das palavras binárias recebidas e determina em qual a sub-banda de operação está o sinal de entrada. A Figura 3.25 mostra como é feita a ligação entre o estágio de detecção (formado pelos 4 detectores ADL5501) e o estágio de conversão A/D. O Arduino também é responsável pelo tratamento dos dados obtidos e pela interface de comunicação. Os resultados encontrados são então exibidos em um PC conectado ao Arduino através de uma porta USB.



**Figura 3.25** – Detalhe da saída dos detectores para a entrada do Arduino.

Este segundo dispositivo também foi fabricado pela máquina de prototipagem de placas de circuitos impressos a laser (LPKF Protolaser S Machine) existente no CTTC (*Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya*), e pode ser visto na Figura 3.26. As impedâncias características dos discriminadores são de  $50 \Omega$ , sendo o substrato dielétrico utilizado o AD1000, do fabricante *Rogers Corporation*. Este laminado apresenta a constante dielétrica de  $10,2 \pm 0,3$ , tangente de perdas de 0,0022, espessura do dielétrico de 1,27 mm e espessura da metalização de cobre de 0,035 mm (35  $\mu\text{m}$ ) em ambas as faces. As dimensões finais do dispositivo são de 256,5 mm de comprimento por 113 mm de largura, e a menor largura de linha ou de espaçamento é de 0,50 mm (500  $\mu\text{m}$ ).



**Figura 3.26** – Visão geral do IFM completo fabricado.

O Arduino foi montado em uma pequena placa em separado apenas para facilitar a manipulação, sendo as duas placas interligadas por um conjunto de fios. Os fios cinza foram utilizados para interligar o terra DC ou plano de terra da placa, pois não foi possível no processo de fabricação da placa fazer as vias com furos metalizados interligando os terras.

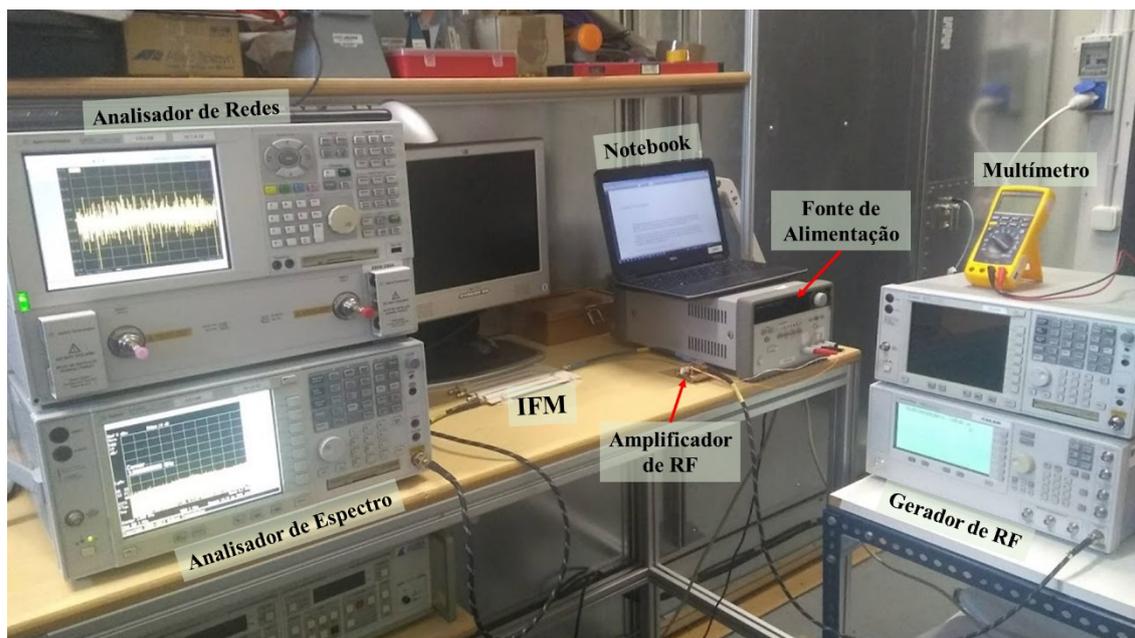
### 3.8 Configuração Experimental para Medidas

Para a realizar a montagem e as medidas dos dispositivos fabricados nesta tese foram utilizados alguns equipamentos disponíveis na Sala de Controle da Câmara Anecoica e no Laboratório de Telecomunicações do CTTC, localizado na cidade de Castelldefels, Região Metropolitana de Barcelona na Espanha, listados na Tabela 3.13. Uma visão geral dos equipamentos utilizados pode ser vista na Figura 3.27.

**Tabela 3.13** – Descrição os equipamentos na medição do sistema.

Fabricante	Modelo	Descrição
JBC	Multi-tool System 9000 series	Estação de Solda formada por 4 partes: Fonte de alimentação, Bloco Padrão, Bomba de dessoldagem e o monitor geral da estação.
Agilent Technologies	E8361A	Analizador de Redes - PNA Series, 10MHz a 67GHz
Agilent Technologies	85052D	Kit de Calibração para Analisador de Redes
Agilent Technologies	E8257D	Gerador de sinais de RF, 250kHz - 20GHz;
Agilent Technologies	E4448A	Analizador de Espectro PSA Series, 3Hz a 50GHz
Agilent Technologies	E3646A	Fonte de Alimentação DC Dupla
Fluke	189 True RMS	Multímetro Digital com Da
Dell	Latitude E7240	Notebook rodando o Arduino IDE 1.8.5, comunicando com o Arduino Nano

A estação de solda multi-ferramenta série MS9000 do fabricante JBC foi utilizada para soldar os componentes SMD (resistores, capacitores e os detectores de RF) e os conectores SMA nas duas placas fabricadas (com e sem a etapa DC integrada). A estação possui várias pontas de prova, cada uma adequada para uma determinada tarefa, com o controle de temperatura feito digitalmente. Um microscópio foi utilizado para checar se as conexões foram feitas adequadamente.



**Figura 3.27** – Visão geral dos equipamentos disponíveis no CTTC, na cidade de Castelldefels, Região Metropolitana de Barcelona, na Espanha.

O analisador de redes (*PNA Network Analyzer*) modelo E8361A do fabricante Agilent Technologies foi utilizado para medição dos parâmetros de espalhamento dos filtros multi-rejeita-banda da seção integrada de RF do sistema, descrita na seção 3.6. Antes da realização das medidas com o Analisador de Redes foi utilizado o kit de calibração modelo 85052D, também da Agilent, que emprega o método **SOLT** (*Short-Open-Load-Thru*) onde uma carga em curto, em aberto e casada, e um trecho curto de linha transmissão são conectados aos cabos que serão utilizados durante a medida com a finalidade de fazer a correta referência de fase.

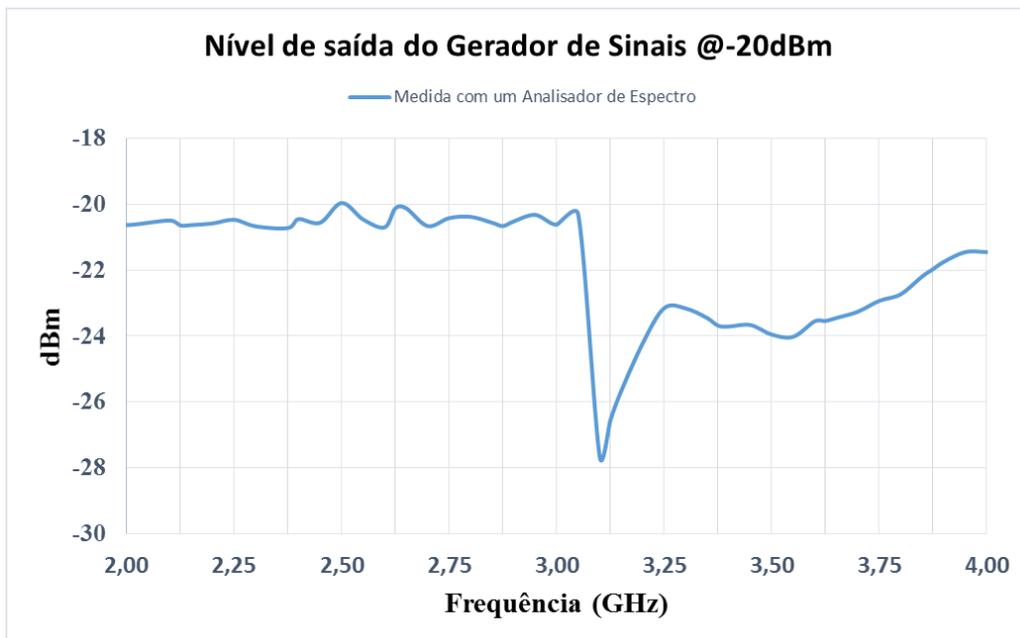
O gerador de sinal de RF do fabricante Agilent modelo E8257D foi utilizado para fornecer à entrada das duas placas um sinal de RF dentro da faixa de 2,0 GHz a 4,0 GHz para caracterização dos dispositivos. Uma medida alternativa foi feita ainda na placa sem a parte DC integrada utilizando um detector coaxial *broadband* modelo 33330B da Keysight Technologies, que opera na faixa de 0,01 a 18 GHz, sendo a tensão DC de saída do detector (em mV) medida utilizando um multímetro digital True-RMS da Fluke, modelo 189. Uma imagem ilustrativa desta medida pode ser vista na Figura 3.28.



**Figura 3.28** – Medida com o detector coaxial de micro-ondas com a placa do Sistema IFM sem a etapa DC integrada.

Uma segunda medida foi feita utilizando o Gerador de Sinal de RF e o Analisador de Espectro Agilent modelo E4448A na placa com a etapa de RF integrada sem a etapa DC, para comparar com os resultados obtidos com o Analisador de Redes.

O Sistema IFM completo foi caracterizado em conjunto com gerador de sinal de RF do fabricante Agilent, modelo E8257D, e um notebook com o Arduino IDE 1.8.5 instalado, variando a frequência de saída do gerador de 2,0 a 4,0 GHz com um nível de potência fixo. Neste ponto vale uma importante observação: o Gerador de Sinal de RF que foi utilizado apresentou uma atenuação do nível de saída não esperada a partir de 3,0 GHz, devido provavelmente a algum problema de calibração. Por isso, foi adotado o nível de  $-20,2$  dBm para a faixa de 2,0 a 2,99 GHz e  $-16,0$  dBm para a faixa de 3,0 a 4,0 GHz. A Figura 3.29 mostra o nível de saída do gerador em função da frequência, onde pode ser visto a atenuação do sinal de saída próximo da frequência de 3,0 GHz.



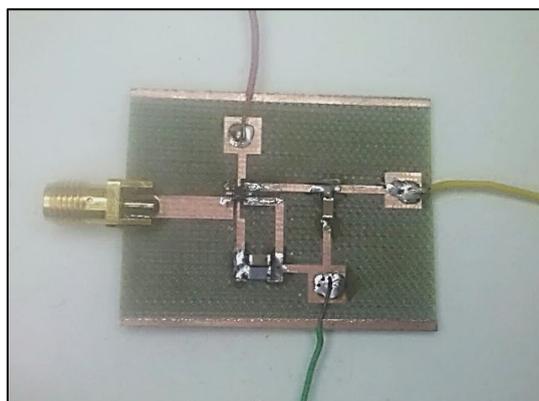
**Figura 3.29** – Medida do nível de saída de RF do Gerador de Sinais, com o valor de saída fixo em -20 dBm.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados simulados para o sistema de medição instantânea considerando os discriminadores de fase projetados com filtros rejeita-bandas. Discussões sobre as respostas teóricas, simuladas também são feitas neste capítulo, sendo ainda apresentadas as conclusões gerais do trabalho.

### 4.1 Caracterização do Detector ADL5501

Para a entender melhor o funcionamento do detector ADL5501 foi necessário desenvolver e fabricar uma pequena placa de teste para a caracterização do dispositivo e avaliar suas características na banda de frequência de interesse (2,0 a 4,0 GHz), baseado no esquema da Figura 3.23. A Figura 4.1 mostra o circuito de caracterização montado, onde o detector é alimentado com 4,73 V diretamente do Arduino Nano (fio vermelho). O fio verde é o terra e o fio amarelo é a saída DC.



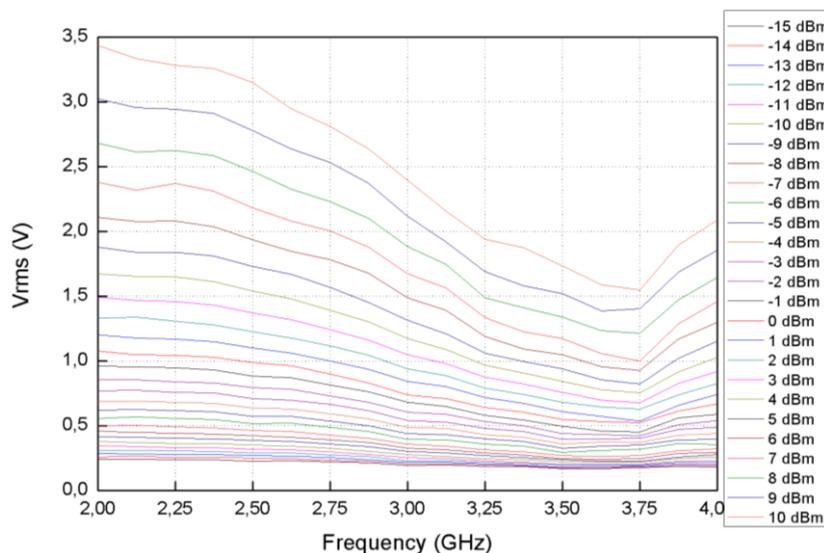
**Figura 4.1** – Circuito de caracterização do ADL5501.

Para o circuito de caracterização do detector ADL5501, foram utilizados um conector do tipo SMA e três capacitores SMD 1206.

**Tabela 4.1** – Descrição dos componentes utilizados na montagem dos circuitos.

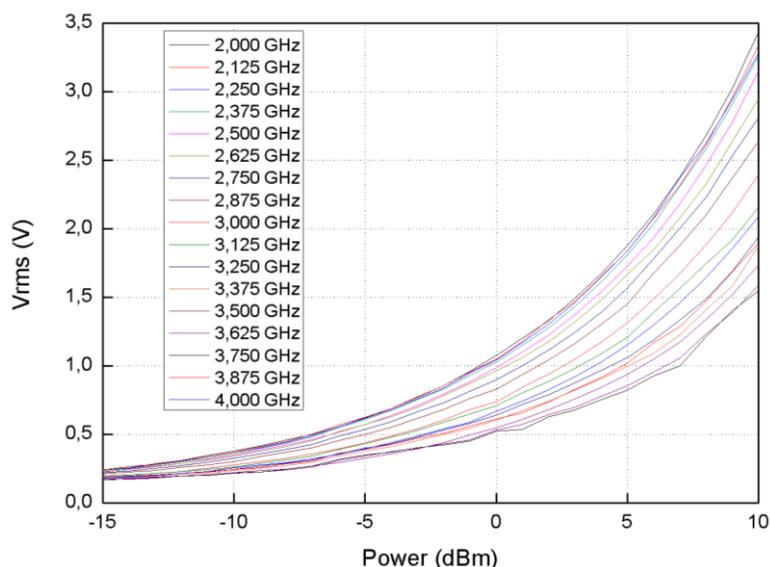
FR-4 (1)	Substrato laminado para circuitos impressos de micro-ondas.
SMA Fêmea (1)	Conector SMA para a entrada de sinal RF.
Capacitor 100pF (1)	Capacitores cerâmicos SMD com encapsulamento 1206.
Capacitor 100nF (2)	Capacitores cerâmicos SMD com encapsulamento 1206.
ADL5501 (1)	Detector de potência para micro-ondas (Analog Devices).
Arduino Nano (1)	Circuito embarcado responsável pelo tratamento dos dados e determinação das sub-bandas.

A primeira caracterização feita foi responsável por avaliar a flutuação da tensão de saída do ADL5501 com a variação da frequência de entrada. Essa medida foi feita para potências de entrada variando de -15 dBm até + 10 dBm, em passos de 1 dBm, e pode ser vista na Figura 4.2.



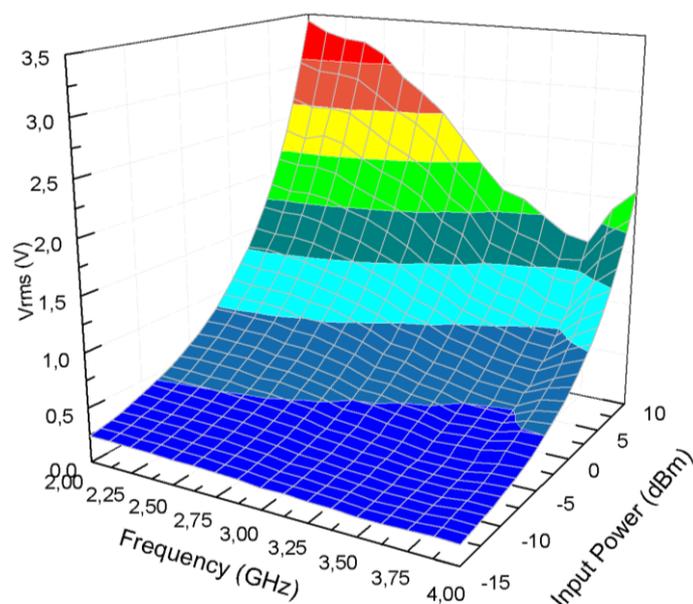
**Figura 4.2** – Tensão de saída do ADL5501 em função da frequência de entrada, variando a potência de entrada.

A segunda caracterização foi responsável por analisar a tensão de saída do ADL5501 com a variação da potência de entrada enquanto a frequência se mantém constante. Esta caracterização foi realizada variando a potência de entrada de -15 dBm até + 10 dBm. A frequência de entrada se mantém constante a cada variação de potência, mudando ao fim de cada ciclo 125 MHz, saindo de 2,0 GHz até 4,0 GHz e pode ser vista na Figura 4.3.



**Figura 4.3** – Tensão de saída do ADL5501 em função da frequência de entrada para várias potências de entrada.

Observando as respostas das Figura 4.2 e Figura 4.3 é possível notar que a tensão de saída varia exponencialmente com a potência, o que é uma característica esperada devido a relação quadrática entre potência e tensão. No entanto, a variação da tensão de saída com a variação da frequência não é previsível, apesar de apresentar uma regularidade. A Figura 4.4 mostra as duas relações em um mesmo gráfico. Nesta figura é possível perceber que o nível de sinal que chega em cada detector depende não apenas da frequência do sinal de entrada, mas também se o sinal é rejeitado ou não nos discriminadores, causando uma alteração nos níveis de tensão de saída do ADL5501. As medições para a caracterização do ADL5501 foram realizadas utilizando o Rohde & Schwarz SMB100A como fonte de sinal RF, um notebook rodando um software de teste, um Arduino fazendo a conversão de A/D e a comunicação via USB com o notebook.



**Figura 4.4** – Variação da tensão de saída em função da frequência e da potência de entrada.

As medidas feitas para a caracterização do ADL5501 foram feitas no Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Engenharia Eletrônica e Sistemas da Universidade Federal de Pernambuco, e utilizaram os recursos listados na Tabela 4.2:

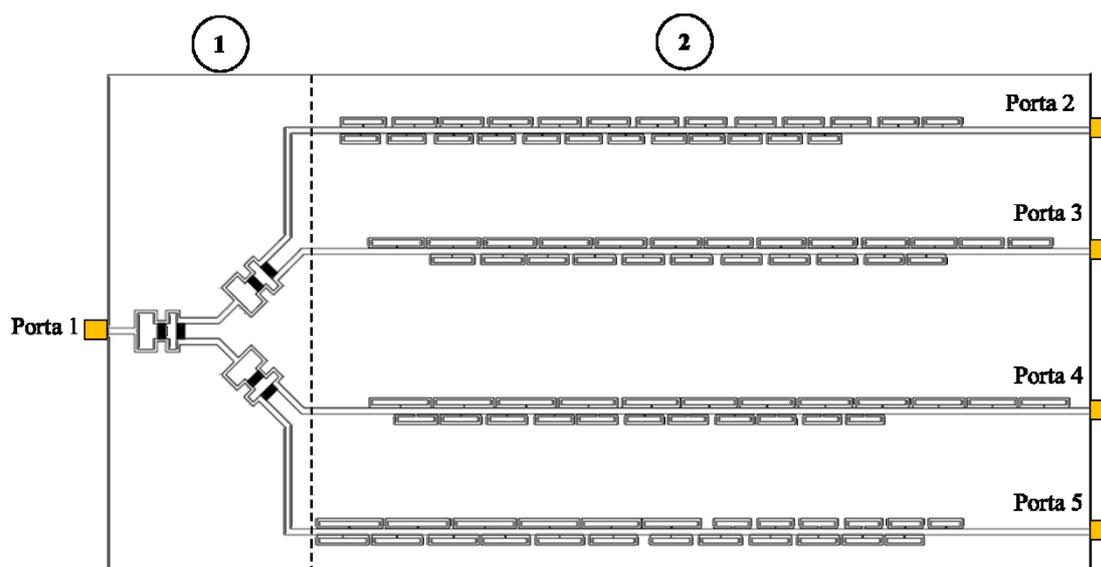
**Tabela 4.2** – Descrição dos equipamentos utilizados na caracterização do ADL5501.

Fabricante	Modelo	Descrição
Agilent	E5071B	Analisador de rede vetorial (VNA).
Rohde & Schwarz	SMB100A	Gerador de sinal RF e de micro-ondas.
Notebook	Dell	Com o Arduino IDE 1.8.5 instalado, comunicando com o Arduino Nano via porta USB.

## 4.2 Sistema IFM sem etapa DC

A placa do IFM sem a etapa DC é mostrada na Figura 4.5. A linha tracejada divide a placa em 2 partes:

- 1: Divisor de RF de 1:4;
- 2: Conjunto de 4 discriminadores;



**Figura 4.5** – Visão geral da placa sem a etapa de detecção de RF e processamento.

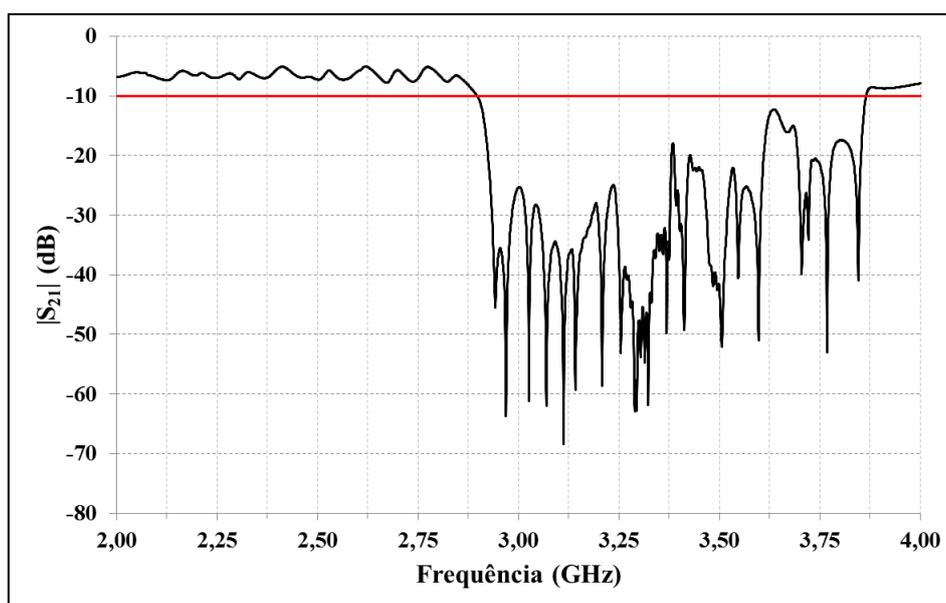
A placa sem a etapa de detecção de RF e processamento de dados foi simulada no software CST *Microwave Studio* 2015, onde um sinal de 0 dBm de potência é aplicado na Porta 1 e obtida a resposta de cada discriminador, cujas saídas são as portas 2, 3, 4 e 5, respectivamente. A frequência de operação do IFM vai de 2,0 a 4,0 GHz, com uma resolução de 125 MHz, de modo a formar as 16 sub-bandas de operação. Na Tabela 4.3 é listado os componentes utilizados na montagem da placa.

**Tabela 4.3** – Descrição dos componentes utilizados na montagem do IFM sem a etapa DC.

AD1000 (1)	Substrato laminado para circuitos impressos de micro-ondas.
SMA Fêmea (5)	Conector SMA para a entrada de sinal RF.
Resistor 100 ohms (3)	Resistor SMD utilizado no divisor 1:4
Resistor 200 ohms (3)	Resistor SMD utilizado no divisor 1:4

A Figura 4.6 mostra o resultado simulado referente à saída do discriminador 1 (Porta 2). O gráfico exibe o módulo do  $S_{21}$  na faixa de 2,0 a 4,0 GHz. É possível ver ainda no gráfico uma linha em vermelho que serve para indicar um possível limiar para a

decisão do nível lógico de um conversor A/D, neste caso está em -10 dBm. É possível observar um deslocamento do  $S_{21}$  para à esquerda em torno de 93 MHz @-10 dBm. Na curva ideal, o módulo do  $S_{21}$  deveria ficar abaixo do -10 dBm a partir de 3,0 GHz, mas na simulação ocorreu em 2,907 GHz. De 3,0 a 4,0 GHz o módulo do  $S_{21}$  não deveria ter um nível acima dos -10 dBm, mas na simulação isso volta a ocorrer em 3,86 GHz, o que não era esperado. A banda total rejeitada que deveria ser de 1,0 GHz ficou em 965 MHz, um erro de 3,5%.



**Figura 4.6** – Resultado simulado para a saída do discriminador 1 (Porta 2).

A Figura 4.7 mostra o resultado simulado referente à saída do discriminador 2 (Porta 3). O gráfico exibe o módulo do  $S_{31}$  na faixa de 2,0 a 4,0 GHz. É possível ver ainda no gráfico uma linha em vermelho que serve para indicar um possível limiar de decisão de nível lógico para um conversor A/D, neste caso está em -10 dBm. Na curva ideal, o módulo do  $S_{31}$  deveria ficar acima de -10 dBm até 2,5 GHz, e voltar a ficar acima de -10 dBm novamente a partir de 3,5 GHz. Na simulação ocorreu um deslocamento para a esquerda de 125 MHz, e o  $S_{31}$  ficou abaixo já a partir de 2,375 GHz, voltando a ficar acima de -10 dBm a partir de 3,41 GHz, um deslocamento de 89 MHz. Houve também o aparecimento de um pico em 2,98 GHz acima de -10 dBm que não era esperado. A banda total rejeitada, que deveria ser de 1,0 GHz, ficou em 1,038 GHz, um erro de 3,8 %.

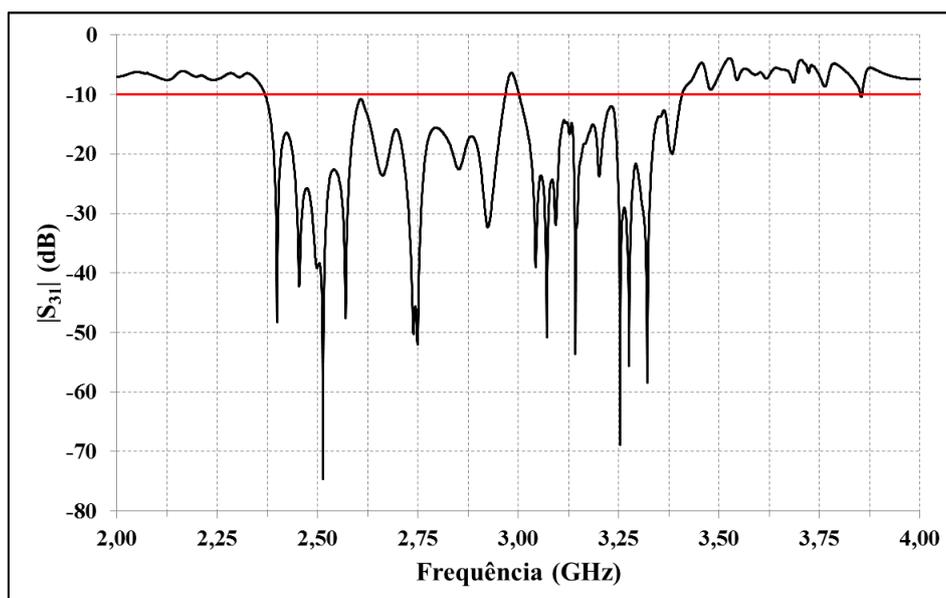


Figura 4.7 – Resultado simulado para a saída do discriminador 2 (Porta 3).

A Figura 4.8 mostra o resultado simulado referente à saída do discriminador 3 (Porta 4). O gráfico exibe o módulo do  $S_{41}$  na faixa de 2,0 a 4,0 GHz, sendo possível ver ainda no gráfico uma linha em vermelho que serve para indicar um possível limite para a decisão do nível lógico do conversor A/D, que neste caso está em -10 dBm. A simulação deveria ter duas bandas rejeitadas, cada uma com 500 MHz de largura. As bandas rejeitadas apresentaram largura de 484 MHz e 490 MHz, um erro de 3,2 % e 2,0 % respectivamente. Ocorreu ainda um deslocamento para a esquerda em torno de 125 MHz para a primeira banda rejeitada, que se propagou para o resto da resposta.

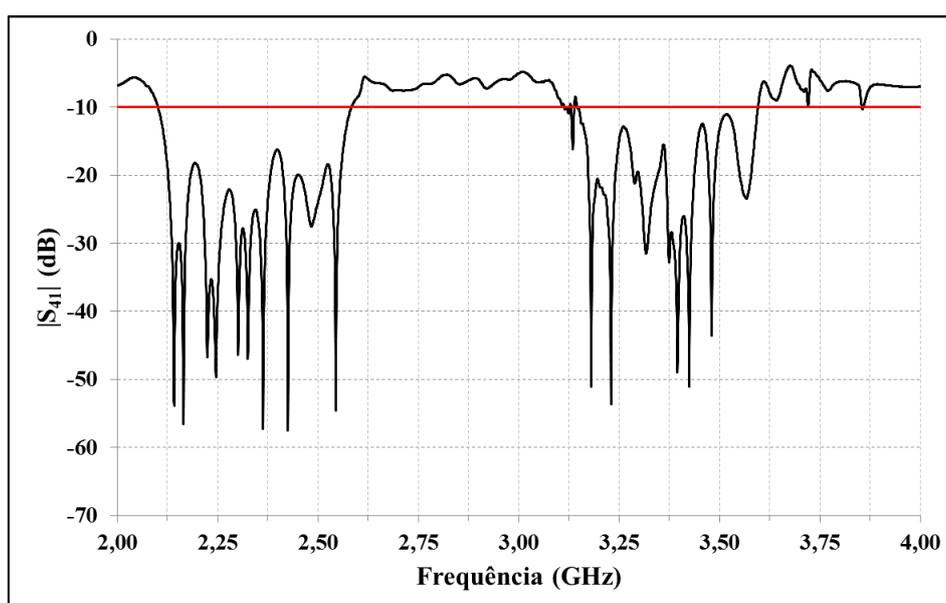
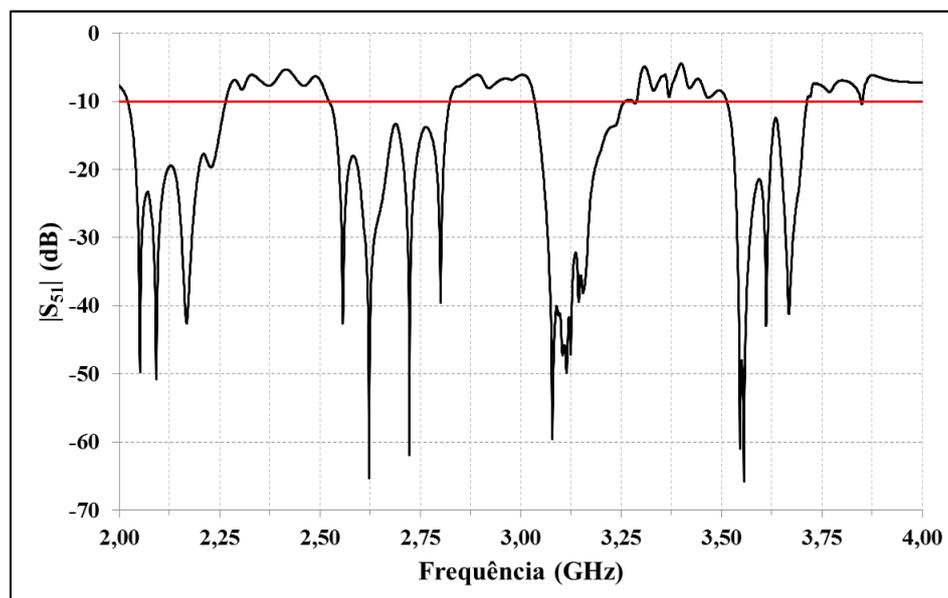


Figura 4.8 – Resultado simulado para a saída do discriminador 3 (Porta 4).

A Figura 4.9 mostra o resultado simulado referente à saída do discriminador 4 (Porta 5). O gráfico exibe o módulo do  $S_{51}$  na faixa de 2,0 a 4,0 GHz. É possível ver ainda no gráfico uma linha em vermelho que serve para indicar um possível limite para a decisão do nível lógico do conversor A/D, neste caso está em -10 dBm. Neste discriminador deve-se ter 4 bandas rejeitadas, cada uma com 250 MHz de largura de banda, com 250 MHz de banda passante entre elas. Na primeira banda rejeitada ocorreu um deslocamento em torno de 100 MHz, que se propagou para as outras bandas rejeitadas. As bandas rejeitadas tiveram as seguintes larguras de banda: 241 MHz, 296 MHz, 263 MHz e 200 MHz. A soma total das bandas rejeitadas, no entanto, foi preservada, ficando em 1,0 GHz como esperado.



**Figura 4.9** – Resultado simulado para a saída do discriminador 4 (Porta 5).

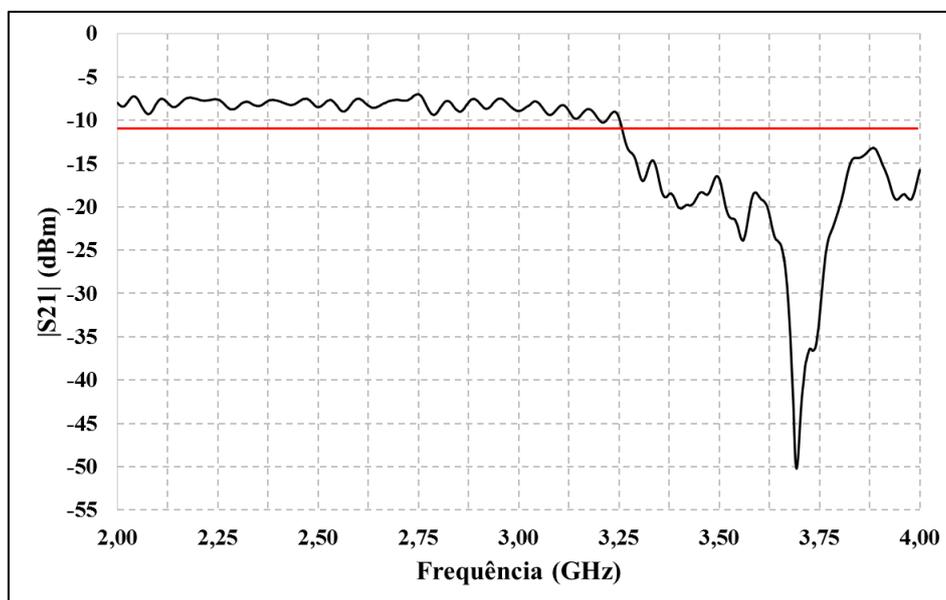
Com as respostas obtidas via simulação, foram extraídas as sub-bandas de frequência, que são apresentadas na

Tabela 4.4. É possível perceber que a palavra binária 1111 se repete no final da banda, o que não era esperado. A largura das sub-bandas sofreu variações, em alguns casos para menos de 125 MHz, em outros casos para mais que 125 MHz.

**Tabela 4.4** - Tabela Simulada de Sub-bandas e faixas de frequência para um Sistema IFM de 4 bits.

Sub-banda	Frequência (GHz)	Bits	Decimal
A	2.000 - 2.020	1111	15
B	2.020 - 2.100	1110	14
C	2.100 - 2.260	1100	12
D	2.260 - 2.370	1101	13
E	2.370 - 2.520	1001	9
F	2.520 - 2.580	1000	8
G	2.580 - 2.820	1010	10
H	2.820 - 2.900	1011	11
I	2.900 - 3.030	0011	3
J	3.030 - 3.120	0010	2
K	3.120 - 3.260	0000	0
L	3.260 - 3.410	0001	1
M	3.410 - 3.510	0101	5
N	3.510 - 3.600	0100	4
O	3.600 - 3.710	0110	6
P	3.710 - 3.860	0111	7
A*	3.860 - 4.000	1111	15

A placa foi então fabricada e medida, e o resultado para o discriminador 1 (Porta 2) é mostrado na Figura 4.10. Em relação ao esperado, houve um deslocamento para a direita em torno de 250 MHz, reduzindo a banda rejeitada para 750 MHz.

**Figura 4.10** – Resultado medido para a saída do discriminador 1 (Porta 2).

O resultado experimental para o discriminador 2 (Porta 3) é mostrado na Figura 4.11. Em relação ao simulado, também ocorreu um deslocamento para a direita em

torno de 250 MHz, provocando um aumento da banda rejeitada de 1,0 GHz para 1.180 MHz.

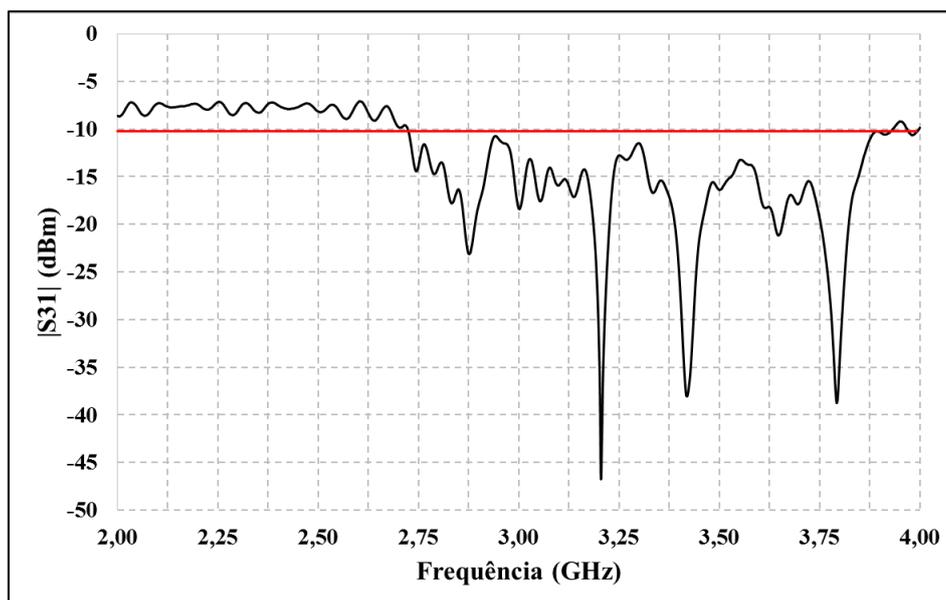


Figura 4.11 – Resultado medido para a saída do discriminador 2 (Porta 3).

O resultado experimental para o discriminador 3 (Porta 4) é mostrado na Figura 4.12. Em relação ao simulado, também ocorreu um deslocamento para a direita em torno de 375 MHz. As duas bandas rejeitadas ficaram com larguras de 615 MHz e 457 MHz, respectivamente.

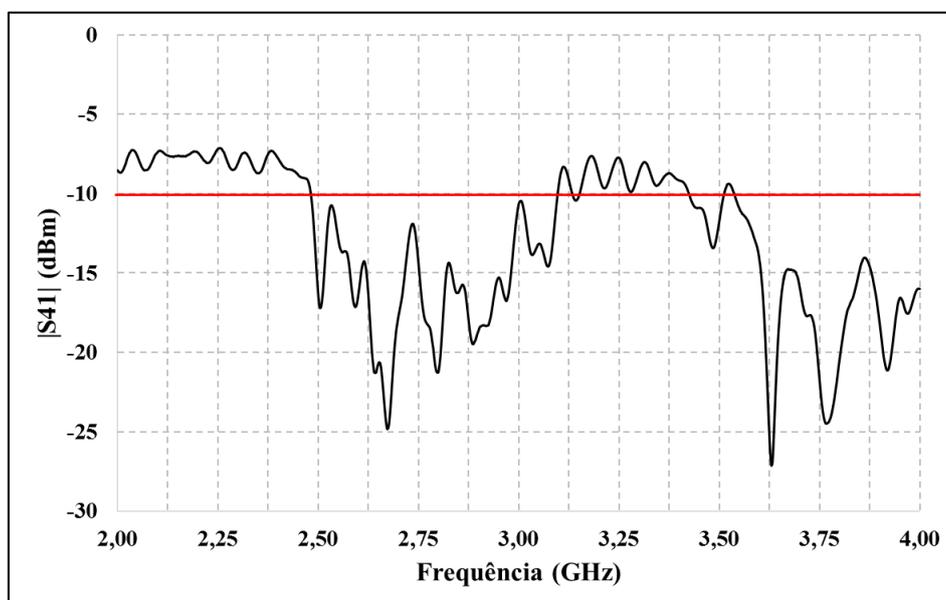


Figura 4.12 – Resultado medido para a saída do discriminador 3 (Porta 4).

O resultado experimental para o discriminador 4 (Porta 5) é mostrado na Figura 4.13. Em relação ao simulado, ocorreu um deslocamento para a direita em torno de 282

MHz, o que se propagou para o resto da medida. Uma das bandas rejeitadas ficou fora da janela de 2,0 a 4,0 GHz, e as outras três bandas rejeitadas tiveram largura de banda de 312 MHz, 263 MHz e 310 MHz.

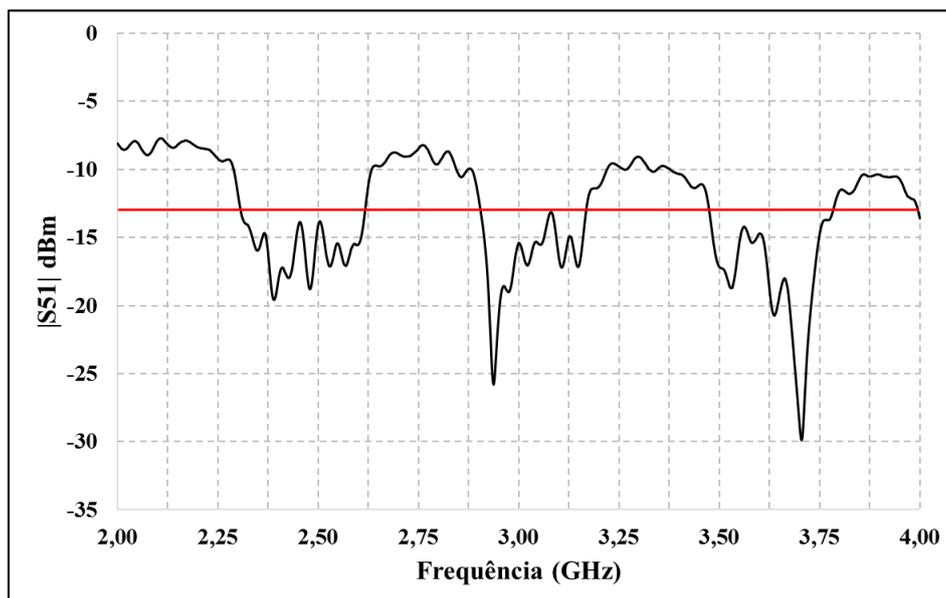


Figura 4.13 – Resultado medido para a saída do discriminador 4 (Porta 5).

Analisando o resultado experimental para os 4 discriminadores é possível determinar as sub-bandas presentes, que são exibidas na Tabela 4.5. É possível notar que os dois últimos códigos binários (0110 e 0111) não foram associados a nenhuma sub-banda de frequência.

Tabela 4.5 – Tabela com as sub-bandas de frequência para o Sistema IFM de 4 bits fabricado.

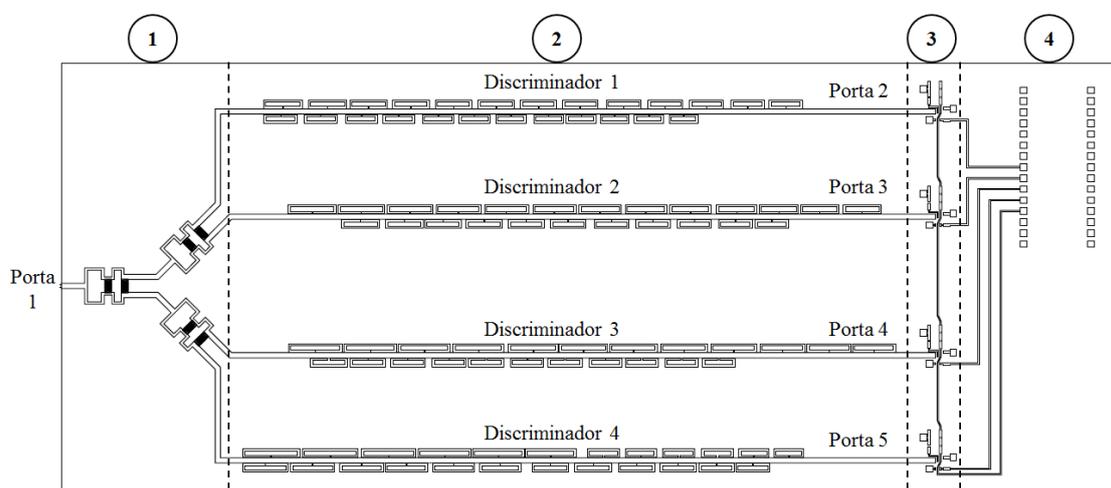
Sub-banda	Frequência (GHz)	Bits	Decimal
A	2.000 - 2.300	1111	15
B	2.300 - 2.490	1110	14
C	2.490 - 2.630	1100	12
D	2.630 - 2.730	1101	13
E	2.730 - 2.900	1001	9
F	2.900 - 3.100	1000	8
G	3.100 - 3.210	1010	10
H	3.210 - 3.260	1011	11
I	3.260 - 3.430	0011	3
J	3.430 - 3.550	0010	2
K	3.550 - 3.840	0000	0
L	3.840 - 3.870	0001	1
M	3.870 - 3.960	0101	5
N	3.960 - 4.000	0100	4
O	-	0110	6
P	-	0111	7

### 4.3 Sistema IFM Completo

A placa completa do Sistema IFM é mostrada na Figura 4.14. As linhas tracejadas dividem a placa em 4 partes:

- 1: Divisor de RF de 1:4;
- 2: Conjunto de 4 discriminadores;
- 3: Conjunto de 4 detectores de RF;
- 4: Microcontrolador, sendo usado como conversor AD, Processamento e interface de comunicação USB com um Notebook.

Apenas para relembrar, a frequência de operação do IFM vai de 2,0 a 4,0 GHz, com uma resolução de 125 MHz, de modo a formar as 16 sub-bandas de operação, de acordo com a Tabela 3.12.



**Figura 4.14** – Visão geral da placa completa do IFM de 4 bits.

Na placa do Sistema IFM completo foi utilizado uma placa AD1000 dupla face, um conector do tipo SMA (para a inserção do sinal de RF na entrada), 18 componentes passivos SMD (6 resistores e 12 capacitores), 4 detectores de RF ADL5501 e 1 Arduino Nano. A lista dos materiais utilizados neste projeto pode ser vista na Tabela 4.6.

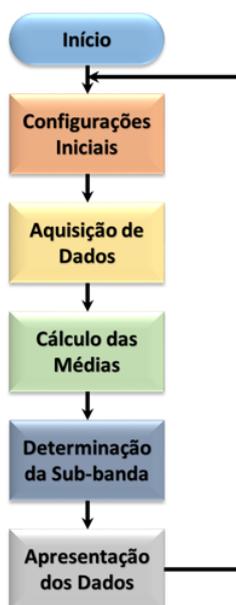
**Tabela 4.6** – Descrição dos componentes utilizados na montagem do IFM completo.

AD1000 (1)	Substrato laminado para circuitos impressos de micro-ondas.
SMA Fêmea (1)	Conector SMA para a entrada de sinal RF.
Resistor 100 ohms (3)	Resistor SMD padrão 1206 utilizado no divisor 1:4
Resistor 200 ohms (3)	Resistor SMD padrão 1206 utilizado no divisor 1:4
Capacitor 100pF (4)	Capacitor SDM padrão 1206 utilizado nos detectores de RF.
Capacitor 100nF (8)	Capacitor SMD padrão 1206 utilizado nos detectores de RF.
ADL5501 (4)	Detector de RF para micro-ondas (Analog Devices).
Arduino Nano (1)	Módulo responsável pela conversão AD, tratamento e comunicação com o Notebook.

#### 4.4 Determinação da Sub-Banda do Sinal de Entrada via Software

O processamento para determinação da sub-banda do sinal de entrada é feito através de um Arduino Nano, como especificado na seção 2.11.1. A utilização do Arduino Nano facilitou a criação do código pois emprega a linguagem de programação C/C++ com algumas modificações e funções proprietárias adequadas ao hardware fornecido. A plataforma Arduino fornece uma IDE no qual é possível programar e monitorar a atividade de seus hardwares, não havendo necessidade do desenvolvimento de circuitos auxiliares que suportem a placa e nem códigos independentes diretamente no microcontrolador.

Para implementação do código de detecção das sub-bandas de frequência do Sistema IFM foi utilizado o **Arduino IDE 1.8.5**. Neste Ambiente de Desenvolvimento foi feito a digitação do código fonte, a compilação, a gravação do arquivo compilado diretamente no microcontrolador através da interface USB e a avaliação dos valores de saída por meio do *Serial Monitor*, que tem por objetivo monitorar os valores enviados via porta USB pelo Arduino, sendo possível exibir e analisar os dados obtidos. A Figura 4.15 mostra o fluxograma adotado na elaboração do programa do Arduino, constando de 5 etapas distintas: Configurações Iniciais, Aquisição dos Dados, Cálculo das médias das leituras efetuadas, Análise e comparação dos valores obtidos para Determinação da sub-banda e Apresentação dos resultados.

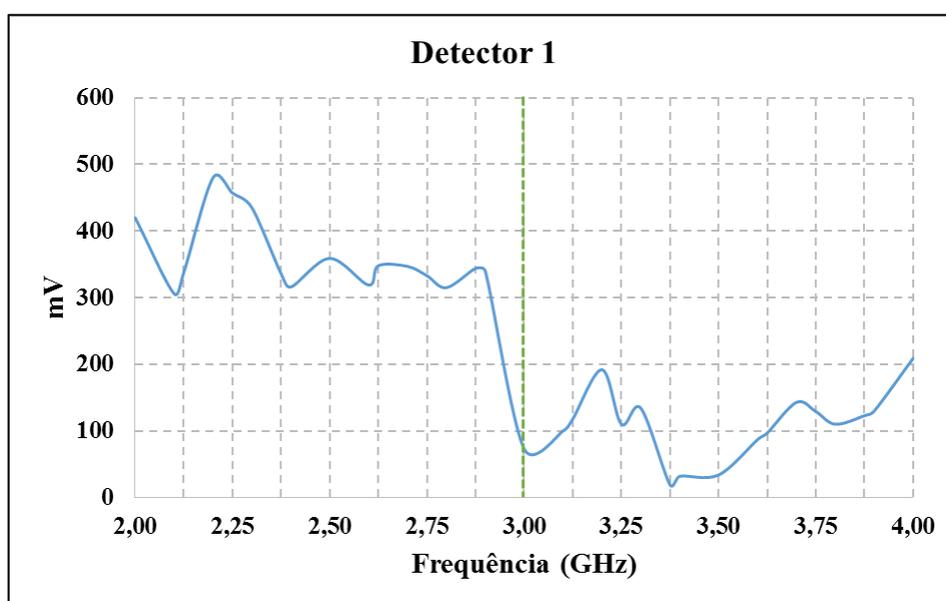


**Figura 4.15** – Algoritmo utilizado para determinação e apresentação da sub-banda do Sistema IFM de 4 bits.

Como visto na seção 3.8, o Sistema IFM completo foi caracterizado em conjunto com gerador de sinal de RF do fabricante Agilent, modelo E8257D, variando a frequência de saída do gerador de 2,0 a 4,0 GHz com um nível de potência fixo. A saída do gerador foi entregue a um amplificador de RF, conforme visto na seção 3.2, com ganho típico de 21 dB na faixa de operação do IFM. Foi adotado como nível de saída do gerador  $-20,2$  dBm para a faixa de 2,0 a 2,99 GHz e  $-16,0$  dBm para a faixa de 3,0 a 4,0 GHz. Com esse setup, o nível de RF entrando na placa ficou em torno de 0 dBm.

Considerando este nível potência de 0 dBm, ao passar pelo divisor de potência de 1:4, o sinal chega aos filtros discriminadores com um nível em torno de  $-6$  dBm. Os sinais precisam ainda passar pelos filtros que, ao rejeitar algumas frequências, diminuirão ainda o nível de potência do sinal, fazendo com que ele chegue aos detectores ADL5501 com uma potência em torno de  $-11$  dBm, com base nas respostas dos discriminadores.

Com o Notebook conectado ao Sistema IFM via porta USB, foram feitas diversas medidas para calibrar a parte do software responsável pela determinação de sub-banda. As Figura 4.16, Figura 4.17, Figura 4.18 e Figura 4.19 mostram os valores medidos para os discriminadores 1 a 4, respectivamente dentro da faixa de operação do Sistema IFM. Os valores medidos estão em mV, e as linhas tracejadas verdes são guias para mostrar onde seriam os pontos de início e fim das sub-bandas. A Figura 4.20 mostra a média dos valores obtidos para os 4 discriminadores, também na faixa de 2,0 a 4,0 GHz.



**Figura 4.16** – Medida do Detector 1 em mV dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.

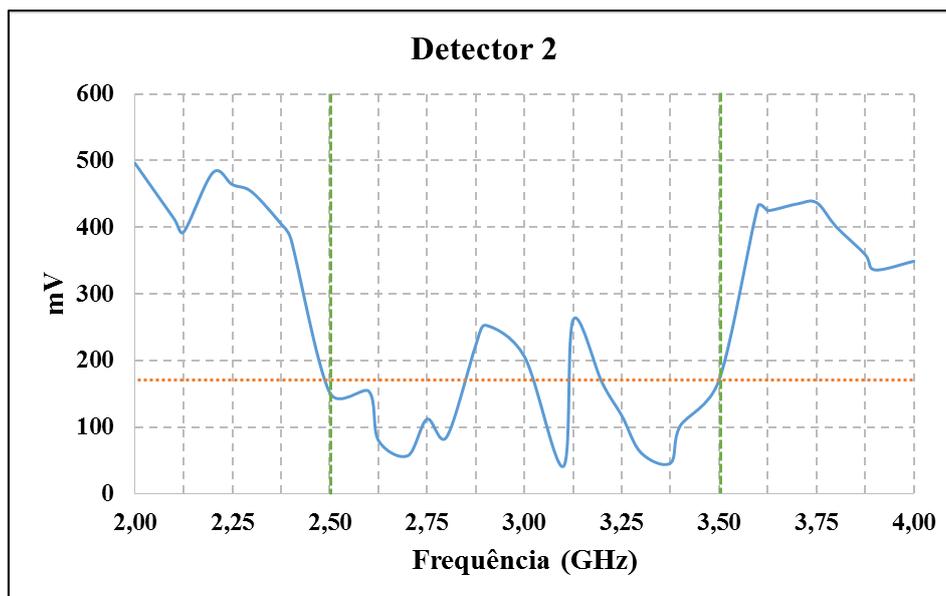


Figura 4.17 – Medida do Detector 2 em mV dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.

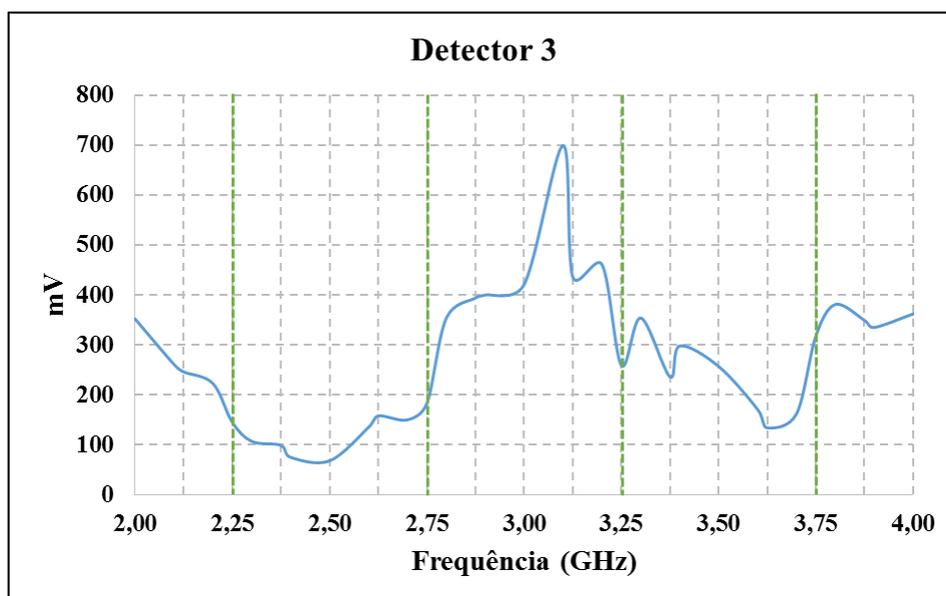


Figura 4.18 – Medida do Detector 3 em mV dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.

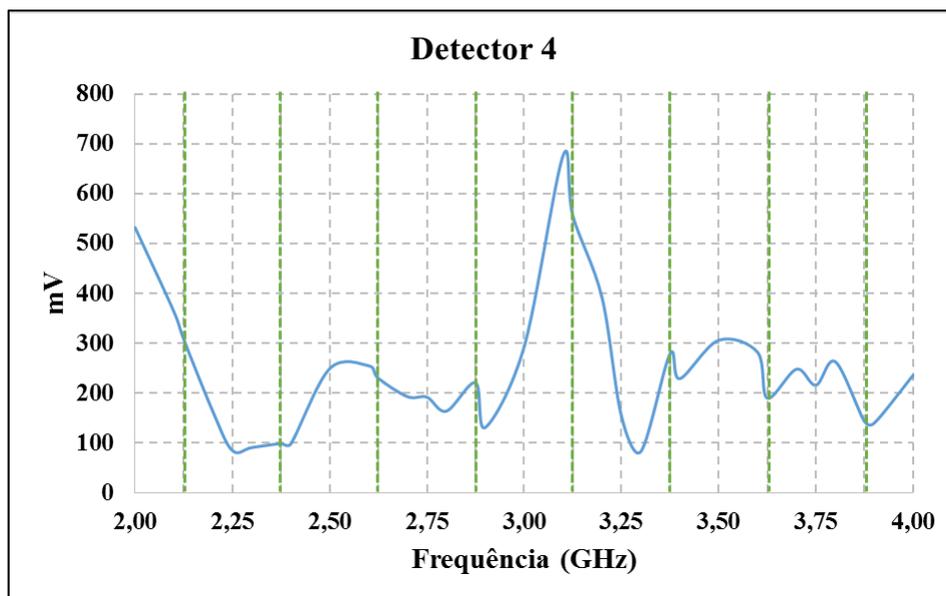


Figura 4.19 – Medida do Detector 4, em mV, dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.

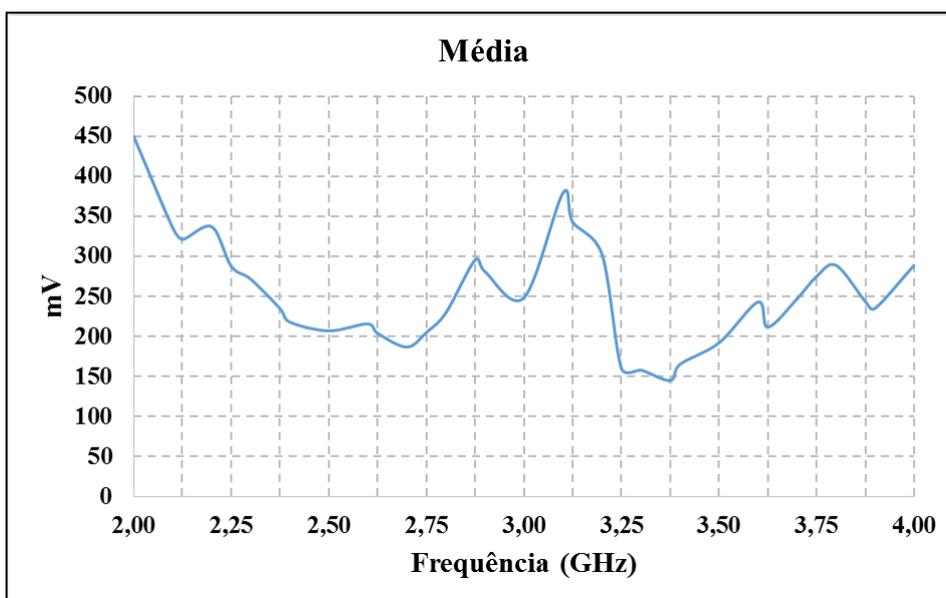


Figura 4.20 – Média da medida dos valores obtidos dos 4 detectores, em mV, dentro da faixa de 2,0 a 4,0 GHz.

A seção seguinte apresenta o código utilizado para leitura, tratamento, detecção e apresentação da sub-banda de frequência do sinal de entrada. Após a apresentação do código ele será explicado.

#### 4.4.1 Código implementado para a detecção da Sub-Banda

1. // UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO - UFPE
2. // PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEE

```

3. // LABORATÓRIO DE MICRO-ONDAS
4. // AUTOR: SÉRGIO ROMERO
5. //
   *****
6. // Programa para leitura de dados de um IFM de 4 bits paralelo.
7. //
   *****
8. // ENTRADAS

9. // A4 a A7: Detectores que avaliam amplitude do sinal em cada
   ramo do IFM
10. // SAÍDA
11. // Banda correspondente ao sinal na entrada da Placa via
   porta USB

12. //          TABELA TEÓRICA (IDEAL)
13. // Banda |      Frequência      | Bits | Decimal
14. //  A   | 2.000 - 2.124 GHz   | 1111 | 15
15. //  B   | 2.125 - 2.249 GHz   | 1110 | 14
16. //  C   | 2.250 - 2.374 GHz   | 1100 | 12
17. //  D   | 2.375 - 2.499 GHz   | 1101 | 13
18. //  E   | 2.500 - 2.624 GHz   | 1001 | 09
19. //  F   | 2.625 - 2.749 GHz   | 1000 | 08
20. //  G   | 2.750 - 2.874 GHz   | 1010 | 10
21. //  H   | 2.875 - 2.999 GHz   | 1011 | 11
22. //  I   | 3.000 - 3.124 GHz   | 0011 | 03
23. //  J   | 3.125 - 3.249 GHz   | 0010 | 02
24. //  K   | 3.250 - 3.374 GHz   | 0000 | 00
25. //  L   | 3.375 - 3.499 GHz   | 0001 | 01
26. //  M   | 3.500 - 3.624 GHz   | 0101 | 05
27. //  N   | 3.625 - 3.749 GHz   | 0100 | 04
28. //  O   | 3.750 - 3.874 GHz   | 0110 | 06
29. //  P   | 3.875 - 4.000 GHz   | 0111 | 07

30. // 0 | Não foi detectado sinal na entrada
31. // 99 | Erro na leitura do sinal

32. /*      TABELA MEDIDA
33. Banda |      Frequência (GHz) | Bits | Decimal
34.  A   | 2.00-2.30             | 1111 | 15
35.  B   | 2.30-2.49             | 1110 | 14
36.  C   | 2.49-2.63             | 1100 | 12
37.  D   | 2.63-2.73             | 1101 | 13
38.  E   | 2.73-2.90             | 1001 | 09
39.  F   | 2.90-3.10             | 1000 | 08
40.  G   | 3.10-3.21             | 1010 | 10
41.  H   | 3.21-3.26             | 1011 | 11
42.  I   | 3.26-3.43             | 0011 | 03
43.  J   | 3.43-3.55             | 0010 | 02
44.  K   | 3.55-3.84             | 0000 | 00
45.  L   | 3.84-3.87             | 0001 | 01
46.  M   | 3.87-3.96             | 0101 | 05
47.  N   | 3.96-4.00             | 0100 | 04
48.  -   | -                     | 0110 | 06
49.  -   | -                     | 0111 | 07
50. /*

51. /* MEDIDA DOS DETECTORES POR BANDA
52. DATA: 04/06/2018
53. LOCAL: CTTC
54. Banda Freq. DET1  DET2  DET3  DET4  MEDIA

```

```

55.      A      2,000 420   496   352   532   450,0
56.      A      2,100 306   413   261   363   335,8
57.      B      2,125 338   393   246   308   321,3
58.      B      2,200 480   482   223   163   337,0
59.      C      2,250 457   464   145   85    287,8
60.      C      2,300 435   453   107   91    271,5
61.      D      2,375 336   405   99    99    234,8
62.      D      2,400 316   383   75    98    218,0
63.      E      2,500 359   152   68    249   207,0
64.      E      2,600 319   154   135   255   215,8
65.      F      2,625 348   80    158   230   204,0
66.      F      2,700 347   57    150   193   186,8
67.      G      2,750 333   112   183   192   205,0
68.      G      2,800 315   85    354   164   229,5
69.      H      2,875 344   223   394   221   295,5
70.      H      2,900 340   253   400   131   281,0
71.      I      3,000 73    206   421   293   248,3
72.      I      3,100 100   41    699   676   379,0
73.      J      3,125 118   261   436   556   342,8
74.      J      3,200 192   166   461   392   302,8
75.      K      3,250 110   117   259   154   160,0
76.      K      3,300 134   61    354   83    158,0
77.      L      3,375 19    46    236   279   145,0
78.      L      3,400 32    102   298   229   165,3
79.      M      3,500 34    171   257   306   192,0
80.      M      3,600 87    432   171   282   243,0
81.      N      3,625 97    425   134   190   211,5
82.      N      3,700 143   435   162   248   247,0
83.      O      3,750 129   437   318   216   275,0
84.      O      3,800 110   401   381   263   288,8
85.      P      3,875 123   359   349   143   243,5
86.      P      3,900 130   336   335   140   235,3
87.      P      4,000 209   349   362   236   289,0
88.      /*

89.      //*****
90.      /* VARIÁVEIS *
91.      //*****

92.      char output = 0; //Saída (codificada acima)
93.      char output_band =0; //Saída codificada considerando a
média
94.      byte output_code = 0x00; //Armazena os bits
correspondentes à saída
95.      byte output_code_media = 0x00; //Guarda os bits
correspondentes à saída baseado no critério da média dos
detectores
96.      String banda = "IFM 4 Bits - Arduino"; //Texto para
apresentação da banda
97.      int printer = 0; //Conta 1 segundo par a entregar um dado
98.      float media1[10] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; //Vetor
média móvel do detector 1
99.      float media2[10] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; //Vetor
média móvel do detector 2
100.     float media3[10] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; //Vetor
média móvel do detector 3
101.     float media4[10] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; //Vetor
média móvel do detector 4
102.     int DISC_1; //Armazena a média móvel do detector 1
103.     int DISC_2; //Armazena a média móvel do detector 2
104.     int DISC_3; //Armazena a média móvel do detector 3

```

```
105.     int DISC_4; //Armazena a média móvel do detector 4
106.     float MEDIA_DISC; //Armazena o valor médio das médias dos
        4 detectores

107.     void setup()
108.     {
109.         Serial.begin(9600); //Determina o Baud Rate
110.         analogReference(INTERNAL); //Configura a referência
        interna para 1.1V
111.     }

112.     void loop()
113.     {

114.         output_code = 0x00; //Limpa o vetor de leitura (para
        armazenar novos valores)

115.         // Lê os valores analógicos dos pinos A4 a A7 e desloca
        para a direita os últimos 9 valores
116.         //PINO A4 --> DETECTOR 1
117.         //PINO A5 --> DETECTOR 2
118.         //PINO A6 --> DETECTOR 3
119.         //PINO A7 --> DETECTOR 4

120.         for (int i = 0; i < 9; i++) medial[i] = medial[i + 1];
121.         medial[9] = analogRead(A4); //Armazena o valor atual

122.         //Cálculo da média móvel e armazena em DISC_1
123.         DISC_1 = (int)((medial[0] + medial[1] + medial[2] +
        medial[3] + medial[4] + medial[5] + medial[6] + medial[7] +
        medial[8] + medial[9]) / 10);

124.         for (int i = 0; i < 9; i++) media2[i] = media2[i + 1];
125.         media2[9] = analogRead(A5);

126.         //Cálculo da média móvel e armazena em DISC_2
127.         DISC_2 = (int)((media2[0] + media2[1] + media2[2] +
        media2[3] + media2[4] + media2[5] + media2[6] + media2[7] +
        media2[8] + media2[9]) / 10);

128.         for (int i = 0; i < 9; i++) media3[i] = media3[i + 1];
129.         media3[9] = analogRead(A6);

130.         //Cálculo da média móvel e armazena em DISC_3
131.         DISC_3 = (int)((media3[0] + media3[1] + media3[2] +
        media3[3] + media3[4] + media3[5] + media3[6] + media3[7] +
        media3[8] + media3[9]) / 10);

132.         for (int i = 0; i < 9; i++) media4[i] = media4[i + 1];
133.         media4[9] = analogRead(A7);

134.         //Cálculo da média móvel e armazena em DISC_4
135.         DISC_4 = (int)((media4[0] + media4[1] + media4[2] +
        media4[3] + media4[4] + media4[5] + media4[6] + media4[7] +
        media4[8] + media4[9]) / 10);

136.         MEDIA_DISC = (DISC_1 + DISC_2 + DISC_3 + DISC_4)/4;
137.         /*

138.         //Cálculo dos Thresholds dos Detectores (Precisou ser
        ajustado na prática)
```

```

139.     if (DISC_1 > 280) bitSet(output_code, 3); //Threshold =
        -10dBm
140.     // if (DISC_2 > 257) bitSet(output_code, 2); //Threshold
        = -12dBm
141.     // if (DISC_3 > 229) bitSet(output_code, 1); //Threshold
        = -13dBm
142.     // if (DISC_4 > 324) bitSet(output_code, 0); //Threshold
        = -10dBm

143.     if (output_code ==8) { //2 a 3GHz, bandas de 1 a 8

144.         //BANDA 1
145.         if (MEDIA_DISC >=330 && MEDIA_DISC<=500 && DISC_4>340 ){
146.             output_band = 'A' ;
147.             banda = "Band A - 2.000 a 2.124 GHz";
148.         }

149.         //BANDA 2
150.         else if (MEDIA_DISC >=300 && DISC_3>220 && DISC_4 <=330 ){
151.             output_band = 'B' ;
152.             banda = "Band B - 2.125 a 2.249 GHz";
153.         }

154.         //BANDA 3
155.         else if (DISC_1>340 && DISC_4<140 && MEDIA_DISC<=305 &&
        MEDIA_DISC >240 ){
156.             output_band = 'C' ;
157.             banda = "Band C - 2.250 a 2.374 GHz";
158.         }

159.         //BANDA 4
160.         else if (MEDIA_DISC >=212 && MEDIA_DISC<=240 && DISC_2>300
        ){
161.             output_band = 'D' ;
162.             banda = "Band D - 2.375 a 2.499 GHz";
163.         }

164.         //BANDA 5
165.         else if (DISC_2 >90 && DISC_3<140 && DISC_4>220 &&
        MEDIA_DISC>185 && MEDIA_DISC <240 ){
166.             output_band = 'E' ;
167.             banda = "Band E - 2.500 a 2.624 GHz";
168.         }

169.         //BANDA 6
170.         else if (DISC_2<100 && DISC_3>=133 && MEDIA_DISC>=167 &&
        MEDIA_DISC<210){
171.             output_band = 'F' ;
172.             banda = "Band F - 2.625 a 2.749 GHz";
173.         }

174.         //BANDA 7
175.         else if (DISC_2<120 && DISC_3>170 && DISC_4 <200 &&
        MEDIA_DISC <230 ){
176.             output_band = 'G' ;
177.             banda = "Band G - 2,750 a 2,874 GHz";
178.         }

179.         //BANDA 8

```

```
180.     else if (DISC_2>=190 && DISC_3>350 && DISC_4<220 &&
MEDIA_DISC >=250){
181.     output_band = 'H' ;
182.     banda = "Band H - 2,875 a 2,999 GHz";
183.     }

184.     else {
185.     output_band='X';
186.     banda = "Forbidden Band! Frequency operation: from 2,0 to
4,0 GHz";
187.     }

188.     }
189.     else { //Cálculo das Bandas acima de 9 a 16, com base no
Detector 1

190.     //BANDA 9
191.     if (MEDIA_DISC >=240 && MEDIA_DISC<=400 && DISC_3>=440 &&
DISC_4 >400 ){
192.     output_band = 'I' ;
193.     banda = "Band I - 3,000 a 3,124 GHz";
194.     }

195.     //BANDA 10
196.     else if (MEDIA_DISC >=220 && MEDIA_DISC<=330 && DISC_2>140
&& DISC_3<450 && DISC_4>350 ){
197.     output_band = 'J' ;
198.     banda = "Band J - 3,125 a 3,249 GHz";
199.     }

200.     //BANDA 11
201.     else if (MEDIA_DISC >=150 && MEDIA_DISC<=180 && DISC_1>100
){
202.     output_band = 'K' ;
203.     banda = "Band K - 3,250 a 3,374 GHz";
204.     }

205.     //BANDA 12
206.     else if (MEDIA_DISC >=130 && MEDIA_DISC<=180 && DISC_1<=97
){
207.     output_band = 'L' ;
208.     banda = "Band L - 3,375 a 3,499 GHz";
209.     }

210.     //BANDA 13
211.     else if (MEDIA_DISC >=175 && MEDIA_DISC<=260 && DISC_4>220
&& DISC_4<310 && DISC_3!=175 ){
212.     output_band = 'M' ;
213.     banda = "Band M - 3,500 a 3,624 GHz";
214.     }

215.     //BANDA 14
216.     else if (MEDIA_DISC >=210 && MEDIA_DISC<=275 && DISC_2>420
){
217.     output_band = 'N' ;
218.     banda = "Band N - 3,625 a 3,749 GHz";
219.     }

220.     //BANDA 15
221.     else if (MEDIA_DISC >=290 && MEDIA_DISC<=350 && DISC_2>450
){
```

```

222.     output_band = 'O' ;
223.     banda = "Band O - 3,750 a 3,874 GHz";
224.     }

225.     //BANDA 16
226.     else if (MEDIA_DISC >=290 && MEDIA_DISC<=330 && DISC_4<200
) {
227.         output_band = 'P' ;
228.         banda = "Band P - 3,875 a 4,000 GHz";
229.         }

230.     else {
231.         //Tratamento para 4GHz
232.         if (MEDIA_DISC>360 && MEDIA_DISC<400 && DISC_1>260 &&
DISC_2 >440 && DISC_3>450 && DISC_4 >270) {
233.             output_band = 'P' ;
234.             banda = "Band P - 3,875 a 4,000 GHz";
235.             }
236.         else{
237.             output_band='X';
238.             banda = "Forbidden Band! Frequency operation: from 2,0 to
4,0 GHz";
239.             }
240.         }
241.     }

242.     //SEM SINAL DE RF
243.     //Quando está sem sinal de RF, a média é igual ou inferior
a 35mV
244.     if (MEDIA_DISC<=35 ) {
245.         output_band = 'Y' ;
246.         banda = "NO RF SIGNAL ON INPUT";
247.         }

248.     if (printer == 1000) {
249.         if (output_band >= 'A' && output_band < 'Z') //Impressão
da saída
250.         {
251.             Serial.println("*****");
252.             Serial.println("*          PPGEE - UFPE - CTTC          *");
253.             Serial.println("*****");
254.             Serial.println("* Author: SERGIO ROMERO SOUZA          *");
255.             Serial.println("* Supervisor: MARCOS TAVARES          *");
256.             Serial.println("* Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS          *");
257.             Serial.println("*****");
258.             Serial.println("*          IFM - 4 BITS - v1.0          *");
259.             Serial.println("*****");
260.             Serial.println();
261.             Serial.print("SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: ");
262.             Serial.print(output_band);
263.             Serial.println();
264.             Serial.print(banda);
265.             Serial.println();
266.             Serial.println();
267.             Serial.println("ADDITIONAL INFORMATION:");
268.             Serial.print("DET1: ");
269.             Serial.print(DISC_1);
270.             Serial.print(" ");
271.             Serial.print("DET2: ");
272.             Serial.print(DISC_2);
273.             Serial.print(" ");

```

```
274.     Serial.print("DET3: ");
275.     Serial.print(DISC_3);
276.     Serial.print(" ");
277.     Serial.print("DET4: ");
278.     Serial.print(DISC_4);
279.     Serial.println();
280.     Serial.print("DETECTOR MEDIA: ");
281.     Serial.print(MEDIA_DISC);
282.     Serial.println();
283.     }
284.     else if (output_band == 'Z')
285.     Serial.println("ERROR WHILE READING INPUT SIGNAL");
286.     else
287.     Serial.println("UNKNOWN ERROR");
288.     printer = 0;
289.     }
290.     else printer = printer + 10;
291.     delay(10); // Realiza a leitura a cada 10 milisegundos
292.     }
```

#### 4.4.2 Descrição do código

Após as definições e configurações iniciais, o código faz com que o Arduino faça a leitura das portas analógicas A4 a A7, onde estão ligadas as saídas dos Detectores de RF dos discriminadores 1 a 4, respectivamente. Com o objetivo de manter um valor de saída relativamente estabilizado, cada leitura feita é salva e a média das últimas 10 leituras é calculada, e trabalha-se então com esse valor médio. Cada discriminador apresenta uma média própria (*DISC\_1 a DISC\_4*). Após o cálculo dos valores médios de cada discriminador, ainda é calculado o valor médio de todos os discriminadores (*MEDIA\_DISC*). A partir desses valores também é identificado se existe RF entrando na placa ou não.

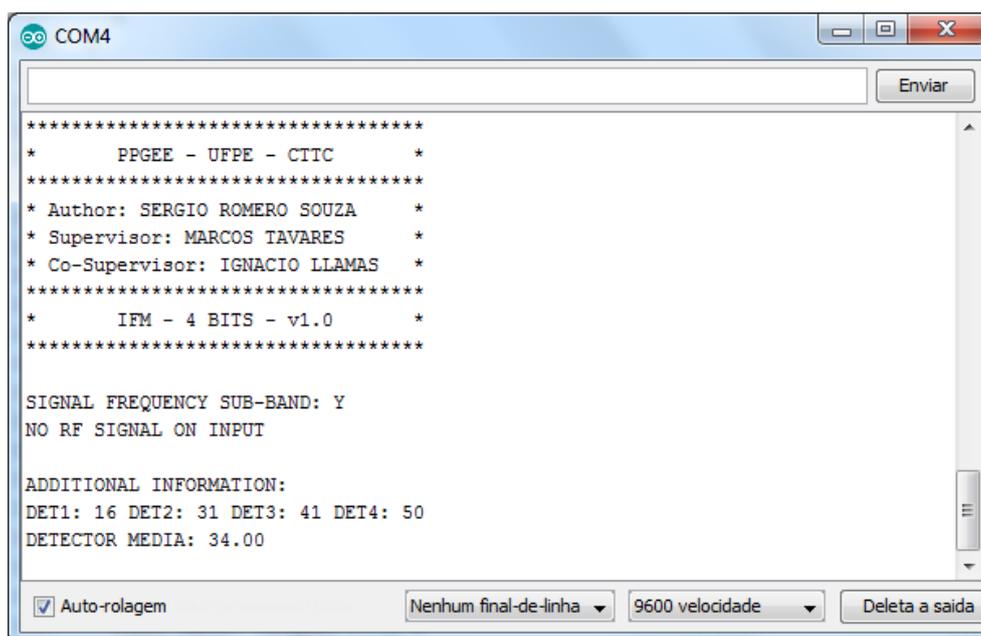
Se as medidas de RF feitas com a Placa sem a etapa DC tivessem indicado a preservação das larguras das sub-bandas rejeitadas e suas posições, neste ponto seria suficiente identificar um nível de *threshold* para cada discriminador e setar o bit correspondente a ele na palavra de 4 bits (onde o discriminador 1 é representa o MSB e o discriminador 4 representa o LSB), comparando o nível lido com esse *threshold*: caso a média de um discriminador estivesse abaixo do nível de *threshold*, o bit da palavra de saída associado a aquele discriminador receberia o nível lógico 0, caso contrário, receberia o nível lógico 1. No entanto, como foi medido no IFM sem a etapa DC algumas variações da largura de banda e da posição das bandas rejeitadas, esse método por si só não apresentaria o melhor resultado, pois iriam aparecer ambiguidades (o mesmo código

para sub-bandas diferentes) ou mesmo não ter a presença de todas as sub-bandas disponíveis (nenhuma sub-banda cujo código seja 0110 (6), por exemplo).

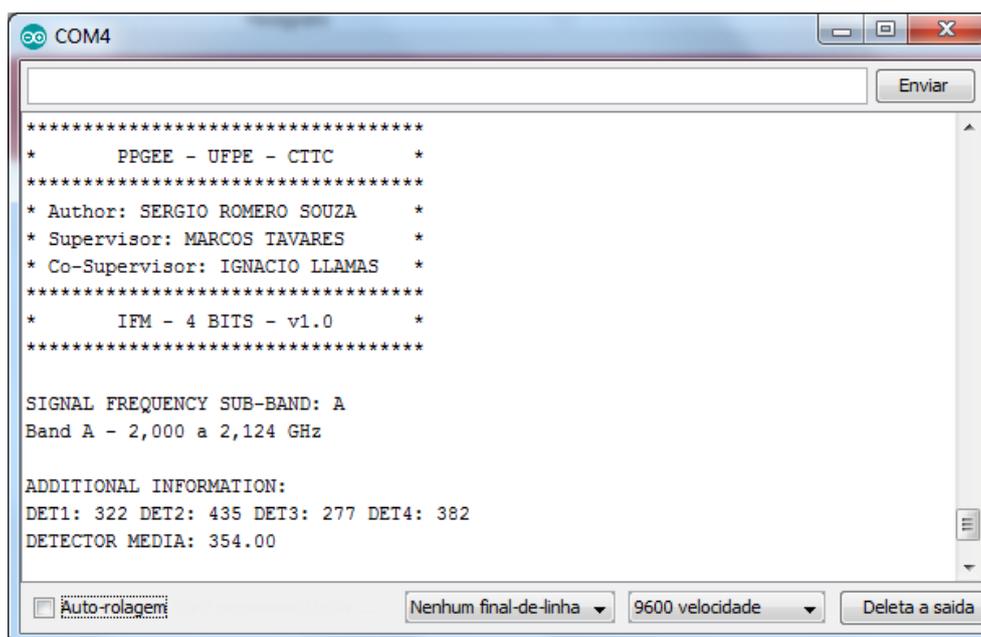
Para corrigir estes valores e mostrar o valor adequado na tela do computador, foi feito um estudo baseado em várias leituras dos níveis obtidos para os detectores de RF dentro de cada sub-banda e a partir desse estudo foi definido valores determinantes que pudessem indicar o início e o fim de cada sub-banda, com largura de 125 MHz, considerando os valores médios obtidos em cada discriminador e na média entre deles.

Dessa forma, a palavra binária de saída é gerada. Essa palavra então é comparada com uma tabela que aponta a sub-banda pertencente ao sinal baseado na palavra binária gerada. Essas sub-bandas tem largura de 125 MHz e são determinadas por letras de A à P. O resultado é entregue serialmente sendo atualizado na tela (*serial monitor*) a cada 1 segundo. Poderia ser utilizado qualquer software terminal com suporte a leitura serial para se comunicar com o Arduino, como *Putty*, *RealTerm*, *HyperTermina* ou *Termite*.

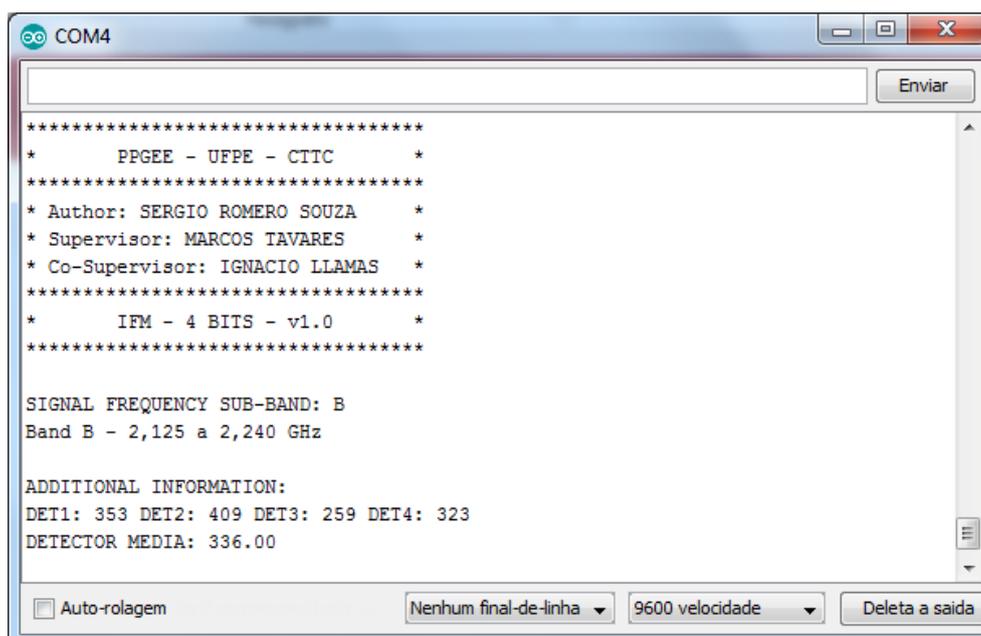
As imagens aqui apresentadas do *Serial Monitor* foram coletadas durante o processo de medidas, após a calibração do software. Elas não foram criadas de forma artificial. Com a utilização desta técnica, todas as bandas puderam ser detectadas com uma boa precisão. A Figura 4.21 mostra uma visão da tela do *Serial Monitor* quando nenhum nível de RF na banda de 2,0 a 4,0 GHz é identificado. A Figura 4.22 e a Figura 4.23 mostram a tela do *Serial Monitor* quando é identificada alguma frequência nas sub-bandas **A** (2,000 a 2,124 GHz) e sub-banda **B** (2,125 a 2,249 GHz).



**Figura 4.21** – Tela do Monitor Serial mostrando a informação “No RF Signal on Input” quando não há RF sendo gerado na entrada da placa.



**Figura 4.22** – Tela do Monitor Serial quando é inserido na placa o sinal entre 2,000 e 2,124 GHz, que corresponde à sub-banda A.



**Figura 4.23** – Tela do Monitor Serial quando é inserido na placa o sinal entre 2,125 e 2,249 GHz, que corresponde à sub-banda B.

A Figura 4.24 mostra as possíveis mensagens que irão aparecer na janela do *Serial Monitor* quando for identificada algum sinal de RF nas frequências de 2,250 a 2,999 GHz (que corresponde às sub-bandas **C** à **H**) na entrada do Sistema IFM completo. A Figura 4.25 mostra as possíveis mensagens que irão aparecer na janela do *Serial Monitor* quando for identificada algum sinal de RF nas frequências de 3,000 a 3,749 GHz (que corresponde às sub-bandas **I** à **N**). A Figura 4.26 mostra as possíveis mensagens que

podem aparecer na janela do *Serial Monitor* quando for identificada algum sinal de RF nas frequências de 3,750 a 4,000 GHz (que corresponde às sub-bandas **O** e **P**).

<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: C Band C - 2.250 a 2.374 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 473 DET2: 480 DET3: 151 DET4: 89 DETECTOR MEDIA: 298.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: D Band D - 2.375 a 2.499 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 329 DET2: 397 DET3: 99 DET4: 94 DETECTOR MEDIA: 229.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: E Band E - 2.500 a 2.624 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 357 DET2: 150 DET3: 68 DET4: 252 DETECTOR MEDIA: 206.00</pre>
<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: F Band F - 2.625 a 2.749 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 320 DET2: 55 DET3: 140 DET4: 179 DETECTOR MEDIA: 173.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: G Band G - 2,750 a 2,874 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 303 DET2: 82 DET3: 341 DET4: 160 DETECTOR MEDIA: 221.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: H Band H - 2,875 a 2,999 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 318 DET2: 235 DET3: 372 DET4: 122 DETECTOR MEDIA: 261.00</pre>

**Figura 4.24** – Telas do Monitor Serial quando é inserido no Sistema IFM um sinal de RF entre 2,250 a 2,999 GHz, que corresponde às sub-bandas C à H.

<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: I Band I - 3,000 a 3,124 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 63 DET2: 35 DET3: 463 DET4: 448 DETECTOR MEDIA: 252.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: J Band J - 3,125 a 3,249 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 188 DET2: 159 DET3: 443 DET4: 375 DETECTOR MEDIA: 291.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: K Band K - 3,250 a 3,374 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 146 DET2: 65 DET3: 384 DET4: 89 DETECTOR MEDIA: 171.00</pre>
<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: L Band L - 3,375 a 3,499 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 33 DET2: 106 DET3: 306 DET4: 233 DETECTOR MEDIA: 169.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: M Band M - 3,500 a 3,624 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 90 DET2: 448 DET3: 177 DET4: 293 DETECTOR MEDIA: 252.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: N Band N - 3,625 a 3,749 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 154 DET2: 466 DET3: 175 DET4: 267 DETECTOR MEDIA: 265.00</pre>

**Figura 4.25** – Telas do Monitor Serial quando é inserido no Sistema IFM um sinal de RF entre 3,000 a 3,749 GHz, que corresponde às sub-bandas I à N.

<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTIC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: O Band O - 3,750 a 3,874 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 129 DET2: 465 DET3: 443 DET4: 303 DETECTOR MEDIA: 335.00</pre>	<pre>***** * PPGEE - UFPE - CTIC * ***** * Author: SERGIO ROMERO SOUZA * * Supervisor: MARCOS TAVARES * * Co-Supervisor: IGNACIO LLAMAS * ***** * IFM - 4 BITS - v1.0 * *****  SIGNAL FREQUENCY SUB-BAND: P Band P - 3,875 a 4,000 GHz  ADDITIONAL INFORMATION: DET1: 277 DET2: 456 DET3: 472 DET4: 308 DETECTOR MEDIA: 378.00</pre>
--	--

**Figura 4.26** – Telas do Monitor Serial quando é inserido no Sistema IFM um sinal de RF entre 3,750 a 4,000 GHz, que corresponde às sub-bandas O e P.

## 5 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado o desenvolvimento completo de um Sistema de Medição Instantâneo de Frequência de 4 bits, com os discriminadores de frequência baseados em filtros rejeita-banda em microfita integrados em uma única placa, que ainda emprega circuitos para detecção de RF, aquisição, tratamento e apresentação da sub-banda de frequência em tempo real, através de um computador ligado ao sistema via porta USB, permitindo a integração prática, real e funcional de um Sistema IFM de 4 bits. O código de Gray em sua forma tradicional foi utilizado como base para geração das palavras de controle do sistema.

A parceria com o CTTC permitiu a fabricação, montagem, medida e o desenvolvimento do programa que fez o reconhecimento das 16 bandas de frequência dentro da faixa de operação de 2,0 a 4,0 GHz. A técnica de software utilizada permitiu identificar corretamente todas as bandas de frequência, apesar de ter ocorrido variações nas larguras de banda e posições de algumas bandas rejeitadas dos filtros. Além disso, a estrutura planar possibilita uma produção comercial em larga escala de forma simples e barata.

Os deslocamentos de frequência e algumas variações da largura de banda dos resultados medidos em relação aos simulados podem ter sido provocados pelas tolerâncias do substrato dielétrico utilizado para fabricação do dispositivo, pelas imperfeições na soldagem dos componentes SMD e dos conectores SMA, criando pontos de reflexão ou dissipação do sinal de micro-ondas, pelo próprio comprimento dos conectores que não foram levados em conta na simulação e por micro-falhas durante o processo de fabricação dos ressoadores de loop aberto, gerando diferenças das frequências de ressonância de cada um. Mesmo com essas variações, foi possível corrigir via software os limites de separação de cada sub-banda, sendo possível detectar com boa precisão sinais de RF dentro do range de operação de projeto, que é de 2,0 a 4,0 GHz.

Espera-se que este trabalho possa trazer contribuições importantes para o desenvolvimento de sistemas de medida de frequência de sinais desconhecidos, podendo ser aplicado na prática também na localização de fontes interferentes à sistemas

protegidos e homologados, como Geradoras de rádio e TV e Estações Rádio-Base de Telecomunicações.

## 5.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, com o objetivo de aprimorar os recursos da placa, pode-se sugerir:

- Novas topologias de filtros podem ser utilizadas, com o objetivo de diminuir o tamanho da placa e facilitar a integração;
- Utilizar a codificação de Gray Balanceado para tentar reduzir a quantidade de ressoadores ao projeto do filtros rejeita-banda;
- Melhoria da resolução, com adição de mais bits ao Sistema IFM;
- Adição de comunicação Ethernet para comunicação com o PC;
- Adição de comunicação sem fio Wi-Fi para comunicação com o PC;
- Adição de um display LCD, botões e acondicionamento da placa em uma caixa, de forma a transformar o projeto em um produto completo, sendo possível ainda a requisição de uma patente;
- Integração do amplificador de RF na mesma placa, com ganho variável via software para permitir trabalhar com níveis distintos.

## REFERÊNCIAS

- [1] GUPTA K.C., RAMESH G., BAHL I.J. e BHARTIA P., “*Microstrip lines and Slotline*”. 2 Ed. Boston: Artech House, 1996.
- [2] BAHL I. J. ; GARG R., “*Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness,*” *Proc. IEEE*, 65, 1977, pp 1611-1612.
- [3] POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 2nd ed. USA : Wiley, 1998.
- [4] HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. “*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*”. 2st ed. Reading : Wiley, 2011.
- [5] BALANIS, CONSTANTINE A., “*Antenna theory: analysis and design*”, 2nd Ed USA, Ed. John Wiley & Sons, 1997.
- [6] CHARLES, E. S. and CHARLES, W. E. “*Ultra-High Frequency System*”, Patented US 2457137 A, Dec. 28, 1948, United States Patent Office, Disponível em: <https://www.google.ch/patents/US2457137?hl=pt-BR>, Acessado em: Agosto/2016.
- [7] HILBERG, W. “*From Approximations to Exact Relations for Characteristic Impedances*”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-17, n. 5, pp. 259-265, May 1969.
- [8] MCROBERTS, MICHAEL. “*Arduino Básico*”, Editora Novatec, 2015.
- [9] CRAMPAGNE, R.; KHOO, G. “*Synthesis of Certain Transmission Lines Employed in Microwave Integrated Circuits*”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-25, n. 5, pp. 440-442, May 1977.
- [10] East, P. W. Fifty years of instantaneous frequency measurement. *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 6, Iss. 2, pp. 112-122, 2012.
- [11] HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. “*Investigation of microstrip pseudo-interdigital band-pass filters using a full-wave electromagnetic simulator.*”
- [12] Barbosa, G. M. “*Discriminador Digital de Frequências para Receptores de Micro-ondas*. Rio de Janeiro, 2005. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Instituto Militar de Engenharia.
- [13] SWANSON, Daniel G., HOEFER, WOLFGANG J. R., “*Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*”, Artech House, 2003.
- [14] CHOONDARAGH, S. E., MASOUMI, N. “*Microstrip Frequency Discriminators Based on Quarter-Wave Band-Stop Filters*”, 2014 7th International Symposium on Telecommunications (IST'2014)

- 
- [15] AZEVEDO, E. S.; OLIVEIRA, B. G. M.; MELO, M. T. MICROSTRIP. “*Power Divider for Integration of an Instantaneous Frequency Measurement System*”. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, pp. 295-297, October/November 2011.
- [16] GORUR, A. “*Bandstop filter with a wider upper passband using microstrip open-loop resonator*”. Asia-Pacific Microwave, Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 527-530, December 2001.
- [17] HAMMERSTARD, E. O. “*Equations for microstrip circuit design*”. In proceedings of the *European Microwave Conference*, Hamburg, Germany, pp. 268-272, 1975.
- [18] Kuo, F. F. Network Analysis and Synthesis. 2nd edition. New York : John Wiley and Sons, 1966..
- [19] SOUZA, M. F. A. “*Discriminadores para IFMS de 5 Bits Baseados em Filtros Rejeita-Banda em Microfita*”. Recife, 2008. Dissertação de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Pernambuco.
- [20] COHN, S. B. "A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, no. 2, February 1968.
- [21] COLLINS, J. H. AND GRANT, P. M. “*A Review of Current and Future Components for Electronic Warfare Receivers*”. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, no. 5, pp. 395-403, 1981.
- [22] OLIVEIRA, B. G. M. “*Interferômetros Coplanares de Micro-ondas para Aplicação em Sistemas de Detecção Instantânea*”. Recife, 2009. Dissertação de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Pernambuco.
- [23] AZEVEDO, E. S.; OLIVEIRA, B. G. M.; MELO, M. T. “*Microstrip Power Divider for Integration of an Instantaneous Frequency Measurement System*”. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, pp. 295-297, October/November 2011.
- [24] OLIVEIRA, B. G. M. “*Integração de Discriminadores de Frequência Para Sistemas IFM*”. Recife, 2014. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Pernambuco.

- 
- [25] CHANG, K.F.; TAM, K.W.; CHOI, W.W.; et. al. “*Novel Quasi-elliptic Microstrip Filter Configuration Using Hexagonal Open-loop Resonators*”. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 3, pp. 863-866, May 2002.
- [26] Rogers Corporation. AD1000 Laminates. Disponível em: <https://www.rogerscorp.com/documents/3269/acs/AD1000-Data-Sheet.pdf>. Acesso em: 10 de maio de 2018.
- [27] SULLIVAN, W. B. “*Instantaneous Frequency Measurement Receivers for Maritime Patrol*”. The Journal of Electronic Defense, vol. 25, no. 10, pp. 1-3, October 2002.
- [28] PANDOLFI, C.; FITINI, E.; GABRIELLI, G.; MEGNA, E. AND ZACCARON, A. “*Comparison of Analog IFM and Digital Frequency Measurement Receivers for Electronic Warfare*”. Proceedings of the 7th European Radar Conference, pp. 232-235, 2010.
- [29] EDWARDS, T. C. Foundations for Microstrip Circuits Design. 2nd edition. Chichester UK : Wiley, 1992.
- [30] MELO, M. T. *High Temperature Superconducting Devices*. Birmingham, 1997. Thesis (Thesis submitted for the degree of DOCTOR OF PHILOSOPHY) – Faculty of Engineering, University of Birmingham.
- [31] E. Wilkinson, “An N-Way Hybrid Power Divider,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, n° 1, p. 116 – 118, 1960

## **LISTA DE PUBLICAÇÕES**

### **ARTIGOS ACEITOS**

SOUZA, S. R. O.; OLIVEIRA, E. M. F. ; PEDROSA, T. L. ; De Oliveira B.G.M. ; de Melo, M. T. ; Ignacio Llamas-Garro . (Invited paper)A Novel Microstrip Frequency Discriminator for IFM Based on Balanced Gray-code. In: IEEE SBMO IMOC2017, 2017, Águas de Lindoia. proceeding of the IEEE SBMO IMOC2017, 2017. v. 1. p. 1-4.

SOUZA, S. R. O.; MELO, Marcos Tavares de ; OLIVEIRA, M. R. T. ; Sívio Ernesto Barbin . Modeling Microwave Devices Using Genetic Algorithms. In: 2014 International Conference on Electromagnetic, 2014, Palma. Anais da ICAA'2014. Palma, 2014. v. 1. p. 345-348.

### **ARTIGOS SUBMETIDOS**

S. R. O de Souza, M. F. A de Souza, L. P. Pontes, M. T. de Melo and Ignacio Llamas-Garro. Fully integrated 4-Bit IFM Subsystem Based on Microstrip Band-Stop Filters. In: 2018 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.