UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM INFORMÁTICA

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA REDE LINEAR DE ANTENAS DE MICROFITA COM FEIXE CHAVEADO E DE UM RECEPTOR HOMÓDINO PARA APLICAÇÃO EM BANDA ISM

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Vinícius Ludwig Barbosa

Santa Maria, RS

2016

Vinícius Ludwig Barbosa

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA REDE LINEAR DE ANTENAS DE MICROFITA COM FEIXE CHAVEADO E DE UM RECEPTOR HOMÓDINO PARA APLICAÇÃO EM BANDA ISM

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Programa de Pós-Graduação em Informática (PPGI), Área de Concentração em Computação, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Ciência da Computação**

Orientador: Prof. Dr. Renato Machado

Coorientador: Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler

Santa Maria, RS
2016

Ludwig Barbosa, Vinícius

Estudo e Desenvolvimento de uma Rede Linear de Antenas de Microfita com Feixe Chaveado e de um Receptor Homódino para Aplicação em Banda ISM / por Vinícius Ludwig Barbosa. – 2016.
131 p.: 21 x 29,7 cm.

Orientador: Renato Machado
Coorientador: Marcos Vinício Thomas Heckler
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Informática, RS, 2016.

1. Rede de Antenas. 2. PSO. 3. Feixe Chaveado. 4. Homódino. 5. Banda ISM. I. Machado, Renato. II. Thomas Heckler, Marcos Vinício. III. Título.

© 2016
Todos os direitos autorais reservados a Vinícius Ludwig Barbosa. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.
E-mail: viniciuslbar@gmail.com

Vinícius Ludwig Barbosa

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA REDE LINEAR DE ANTENAS DE MICROFITA COM FEIXE CHAVEADO E DE UM RECEPTOR HOMÓDINO PARA APLICAÇÃO EM BANDA ISM

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Programa de Pós-Graduação em Informática (PPGI), Área de Concentração em Computação, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Ciência da Computação**

Aprovada em 9 de Março de 2016:

Renato Machado, Dr.
(Presidente/Orientador)

Bartolomeu Uchôa-Filho, Dr. (UFSC)

Natanael Rodrigues Gomes, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2016

AGRADECIMENTOS

Após dois anos dedicados a este trabalho, muitas pessoas deixaram a sua contribuição de alguma forma. Reconhecer e registrar meus agradecimentos é uma pequena, mas justa, forma de gratidão que eu não poderia deixar de prestar.

- Primeiramente, a toda minha família. Como em tantos momentos da vida, mais uma vez todos tiveram importância fundamental nesta fase. De forma representativa a cada um de meus familiares, gostaria de fazer um agradecimento especial à minha mãe, Cladis, por sempre se fazer presente e me apoiar nas mais diferentes situações de minha vida. A minha namorada, Nathalie, por toda sua compreensão, paciência e carinho desde o início desta etapa. Sendo perto ou longe, sempre estiveram comigo;

- Aos professores, orientadores deste trabalho, Renato Machado e Marcos Vinício Thomas Heckler, por compartilharem toda sua *expertise*, pela confiança dedicada e pela oportunidade de crescimento profissional e pessoal ao longo desses dois anos;

- A banca examinadora desta dissertação, composta pelos professores Bartolomeu Uchôa-Filho e Natanael Rodrigues Gomes, por aceitarem o convite de avaliar este trabalho e por todos os comentários e sugestões enriquecedoras.

- Aos amigos Edson Rodrigo Schlosser, Lucas Santos Pereira e sua esposa Clarissa Vessozi, por toda a hospitalidade de me receberem em suas casas, pela amizade e disponibilidade para me ajudar sempre que preciso.

- Aos amigos e colegas de Alegrete, Marcelo Magalhães, Daniel Lemes e Juner Vieira, pela parceria e diversos momentos de alegrias proporcionados.

- Aos técnicos, Cleiton Lucatel e Diego Fumagalli, pelo suporte eficiente e altamente qualificado na implementação prática deste trabalho.

- Aos amigos e colegas de grupo de pesquisa de Santa Maria, Cristiano Santos, Juliano Rafael Andrade e Tiago Mantay, pela amizade, convívio diário e muitos litros de café.

- Aos amigos de longa data, Bruno Fontana e Maristela Ozaki, pelas conversas e opiniões engrandecedoras, pelo apoio e motivação em todos os momentos e por compartilharem a rotina de mestrandos.

A todos, o meu muito obrigado.

“Não me perguntes onde fica o Alegrete...”
(NICO FAGUNDES)

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Informática
Universidade Federal de Santa Maria

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA REDE LINEAR DE ANTENAS DE MICROFITA COM FEIXE CHAVEADO E DE UM RECEPTOR HOMÓDINO PARA APLICAÇÃO EM BANDA ISM

AUTOR: VINÍCIUS LUDWIG BARBOSA
ORIENTADOR: RENATO MACHADO
COORIENTADOR: MARCOS VINÍCIO THOMAS HECKLER
Local da Defesa e Data: Santa Maria, 9 de Março de 2016.

Este trabalho apresenta o projeto de uma rede linear de quatro antenas de microfita com *patch* E e o projeto de um *front-end* para receptor Homódino, ambos com aplicação na banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*). No contexto da antena, apresentam-se o projeto de otimização do *patch* E e o projeto de otimização e construção do protótipo da rede de quatro elementos. Esta dissertação também apresenta o algoritmo utilizado para otimizar os apontamentos desejados. Assim, este documento também inclui a discussão sobre o método de Otimização por Enxame de Partículas (PSO), seu desenvolvimento e aplicação na síntese de quatro apontamentos em um setor de 60° para a rede de antenas projetada. No contexto do *front-end*, o trabalho apresenta o projeto e caracterização de um receptor Homódino, além da construção dos protótipos de cada estágio do canal. Tanto a rede quanto o *front-end* do receptor têm seus protótipos medidos e os resultados avaliados, podendo-se constatar a bem sucedida validação destes protótipos quando comparados com resultados teóricos e simulados.

Palavras-chave: Rede de Antenas. PSO. Feixe Chaveado. Homódino. Banda ISM.

ABSTRACT

Master Thesis
Post-Graduate Program in Informatics
Federal University of Santa Maria

ANALYSIS AND DESIGN OF A SWITCHED-BEAM LINEAR MICROSTRIP ANTENNA ARRAY AND HOMODYNE RECEIVER FOR ISM BAND APPLICATION

AUTHOR: VINÍCIUS LUDWIG BARBOSA
ADVISOR: RENATO MACHADO
COADVISOR: MARCOS VINÍCIO THOMAS HECKLER
Place and Date of Presentation: Santa Maria, March 9th, 2016.

Considering a scenario of switched-beam system aiming to cover a 60° sector provided by four distinguished radiation patterns and control of sidelobe levels, this work presents the design of a four-element linear antenna array and a homodyne front-end for application in ISM Band. For the antenna array, the project flow is detailed for the optimization of the single E-shaped microstrip anntenna which composes the linear array. Additionally, this document presents the optimization method applied for the radiation pattern synthesis. The Particle Swarm Optimization (PSO) is described, including algorithm flow, parameters and implementation for sets of excitation coeficients that provide the radiation patterns required. Regarding the front-end, this document presents the design procedure to define each receiver stage and receiver chain for a homodyne receiver. The prototype of the antenna array and front-end channel were built and measured data were compared to theorical and simulation results. Very good agreement between the results validates the prototypes.

Keywords: PSO. ISM Band. Microstrip Antenna. Antenna Array. Switched-Beamforming. Homodyne.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Alocação de canais para os protocolos IEEE 802.11b e IEEE 802.11g. 27
Figura 2.1 – Estrutura da microfita 32
Figura 2.2 – Linhas de campo na estrutura da microfita 33
Figura 2.3 – Estrutura do Guia de Onda Coplanar 33
Figura 2.4 – Estrutura do Guia de Onda Coplanar Aterrado (CPWG) 34
Figura 2.5 – Dispositivo de 2 portas 38
Figura 2.6 – Rede atenuadora 3 dB 39
Figura 3.1 – Topologia do receptor Homódino 42
Figura 3.2 – Topologia do receptor Super-Heteródino 43
Figura 3.3 – Canal composto por dois dispositivos associados em série 45
Figura 3.4 – Compressão de ganho 48
Figura 3.5 – Símbolo e comportamento do filtro Passa-Baixa 50
Figura 3.6 – Símbolo e comportamento do filtro Passa-Alta 50
Figura 3.7 – Símbolo e comportamento do filtro Passa-Banda 51
Figura 3.8 – Símbolo e comportamento do filtro Rejeita-Banda 52
Figura 3.9 – Resposta matemática para o filtro Butterworth 53
Figura 3.10 – Circuitos para o filtro Butterworth 54
Figura 3.11 – Atenuação na faixa de rejeição para filtro Butterworth 55
Figura 3.12 – Comportamento simulado do filtro Butterworth de sexta ordem projetado ... 56
Figura 3.13 – Filtro de Linhas Paralelas Acopladas 57
Figura 3.14 – Estrutura do filtro interdigital 59
Figura 3.15 – Mixer no modo *down-convertion* 61
Figura 3.16 – Frequência Imagem no modo *down-convertion* 62
Figura 3.17 – Simbologia para um amplificador/ LNA 63
Figura 4.1 – Formatos canônicos de *patches* mais comumente utilizados para projeto de antenas de microfita 66
Figura 4.2 – Geometria do *patch* E 66
Figura 4.3 – Comparativo entre *patch* retangular e com formato E 67
Figura 4.4 – Rede de Antenas: Geometria Linear e Planar 69
Figura 4.5 – Comportamento de exploração e convergência do enxame de abelhas 73
Figura 4.6 – Abordagens para restrição do espaço de soluções 76
Figura 4.7 – Fluxograma do Método de Otimização por Enxame de Partículas 77
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema 79
Figura 5.2 – Estrutura do elemento E 80
Figura 5.3 – Vista superior do elemento E 81
Figura 5.4 – Vista superior do elemento E para banda ISM 82
Figura 5.5 – Parâmetro S_{11} para o elemento E simulado (HFSS) 82
Figura 5.6 – Ganhos simulados para o elemento E 83
Figura 5.7 – Vista superior e lateral da rede de elementos E 84
Figura 5.8 – Esquema simplificado dos feixes comutáveis composto por quatro apontamentos. 85
Figura 5.9 – Desvio de apontamento na aplicação de defasagem progressiva para rede de elementos não-isotrópicos 88
Figura 5.10 – Canal Homódino implementado 90
Figura 5.11 – Vista superior da seção do CPWG 91

Figura 5.12 – Impedância característica da CPWG 92
Figura 5.13 – Atenuação da linha CPWG 92
Figura 5.14 – Resposta simulada do filtro passa-baixa com valores projetados e comerciáveis 94
Figura 5.15 – Estrutura do filtro interdigital projetado 95
Figura 5.16 – Comparativo dos parâmetros *S* do Filtro Interdigital projetado e otimizado .. 96
Figura 5.17 – Filtro interdigital de terceira ordem otimizado 97
Figura 5.18 – Análise teórica de figura de ruído para o canal Homódino 98
Figura 6.1 – Ganhos simulados para a rede linear de antenas com *patch* E 101
Figura 6.2 – Protótipo da rede linear de antenas de microfita com *patch* E 102
Figura 6.3 – Comparativo de parâmetros *S* entre resultados de simulação e protótipo da rede de antenas 102
Figura 6.4 – Medição da rede de antenas no medidor de campo próximo 103
Figura 6.5 – Comparativo entre campo irradiado normalizado simulado e medido por elemento no plano azimutal. 104
Figura 6.6 – Comparativo do campo elétrico normalizado da rede de antenas: Simulado (HFSS) e Medido (Nearfield) 105
Figura 6.7 – Fluxograma do método de otimização por enxame de partículas 107
Figura 6.8 – Comparativo entre os diagramas sintetizados para diferentes abordagens 108
Figura 6.9 – Placa de teste do filtro passa-baixa 109
Figura 6.10 – Processo de validação do filtro passa-baixa..... 111
Figura 6.11 – Placa de teste do filtro interdigital 112
Figura 6.12 – Comparativo entre os resultado simulado e medido para o filtro interdigital.. 112
Figura 6.13 – Placa de teste do amplificador LNA 113
Figura 6.14 – Medidas de parâmetros *S* para a placa de teste do amplificador de baixo ruído HMC374E. 113
Figura 6.15 – Placa de teste do mixer 114
Figura 6.16 – Espectro analisado para o mixer ADE-R272MH+ 115
Figura 6.17 – Placa de teste do amplificador..... 115
Figura 6.18 – Medição de parâmetros *S* da placa de testes do amplificador Gali-55+..... 116
Figura 6.19 – Placa de canal completo 117
Figura 6.20 – Canal de *Front-end* do receptor Homódino 118
Figura 6.21 – Bancada de teste do canal de *front-end* 120
Figura 6.22 – Frequência do sinal RF em 2450 MHz e LO em 2470 MHz..... 121
Figura 6.23 – Teste com frequências de IF na banda de rejeição do filtro passa-baixa 121
Figura 6.24 – Teste para frequência de IF próximas da banda-base. 122

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Valores normalizados dos componentes para o filtro Butterworth ($g_o = 1$, $\omega_c = 1$). 54
Tabela 5.1 – Direção de máxima irradiação para os apontamento sintetizados. 86
Tabela 5.2 – Resumo dos parâmetros da Otimização por Enxame de Partículas 89
Tabela 5.3 – Componentes do filtro Butterworth de sexta ordem 93
Tabela 5.4 – Resumo dos parâmetros calculados e otimizados no projeto do filtro interdigital 95
Tabela 6.1 – Conjunto de coeficientes para a síntese dos diagramas de irradiação. 107
Tabela 6.2 – Defasagem progressiva para as soluções sintetizadas 107
Tabela 6.3 – Componentes para filtro Butterworth de sexta ordem 110

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BPF	Filtro Passa-Banda
BSF	Filtro Rejeita-Faixa
CPW	*Coplanar Waveguide*
CPWG	*Coplanar Waveguide Grounded*
DC	Corrente Contínua
DSSS	Modulação por Espalhamento Espectral
FPGA	*Field Programmable Gate Array*
GA	Algoritmo Genético
GND	Plano de Terra
HPF	Filtro Passa-Alta
IF	Frequência Intermediária
IM	Frequência Imagem
ISM	*Indutrial, Scientific and Medical*
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas
LNA	Amplificador de Baixo Ruído
LPF	Filtro Passa-Baixa
LO	Oscilador Local
PCB	*Printed Circuit Board*
PPGI	Programa de Pós-Graduação em Informática
PSO	Otimização por Enxame de Partículas
RF	Radiofrequência
SLL	Nível de Lóbulos Secundários
SNR	Razão Sinal-Ruído
SMD	*Surface-Mount Device*
SQP	Programação Sequencial Quadrática
SIR	Filtro Ressonante de Impedância Degrau
UFSM	Universidade Federal de Santa Maria

UIR	Ressonante de Impedância Uniforme
Wi-Fi	*Wireless Fidelity*
WLAN	*Wireless Local Area Network*

LISTA DE SÍMBOLOS

Z_0	Impedância característica
H	Espessura do laminado
ε_r	Constante dielétrica relativa
W	Largura da linha de microfita
ε_{eff}	Constante dielétrica efetiva
ε_{ar}	Constante dielétrica do ar
λ	Comprimento de onda
W_{cpwg}	Largura do condutor central de um CPWG
s_{gap}	Largura do espaçamento entre condutor e plano de terra de um CPWG
$K(k)$	Integral elíptica completa de tipo 1
N	Número de portas de um dispositivo
V^+	Tensão incidente
V^-	Tensão refletida
T	Coeficiente de reflexão
Γ	Coeficiente de transmissão
Z_{in}	Impedância de entrada
P^+	Potência incidente
P^-	Potência refletida
RL	Perda de retorno
T_k	Temperatura em Kelvin
N_o	Potência de ruído térmico
G	Ganho de um dispositivo
k	Constante de Boltzmann
B	Largura de banda
F	Figura de ruído
SNR_i	Razão sinal-ruído de entrada
SNR_o	Razão sinal-ruído de saída
S_{in}	Potência do sinal de entrada
S_{out}	Potência do sinal de saida
T_o	Temperatura ambiente em Kelvin
N_{in}	Potência do ruído de entrada
N_{out}	Potência do ruído de saída

T_e	Temperatura equivalente em Kelvin de um dispositivo
P_{1dB}	Ponto de compressão de 1 dB
V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
IP_{1dB}	Ponto de compressão em relação à entrada
OP_{1dB}	Ponto de compressão em relação à saída
P_{inc}	Potência incidente da fonte
P_{carga}	Potência aplicada a carga
P_r	Potência refletida
ω_c	Frequência de corte
ω_o	Frequência central
$\Delta\omega$	Largura de banda
IL	Perda de inserção
P_{LR}	Taxa de perda de potência
N'	Ordem de um filtro
R_o	Impedância característica de uma fonte
λ_g	Comprimento de onda guiada
g	Coeficiente normalizado para projeto de filtros
FBW	Fração da banda de passagem
Y_t	Admitância do *tap*
Y_0	Admitância característica
C_{tap}	Capacitância do *tap*
Z_{0e}	Impedância característica mútua no modo par
Z_{0o}	Impedância característica mútua no modo ímpar
ε^e_{eff}	Constante dielétrica efetiva no modo par
ε^o_{eff}	Constante dielétrica efetiva no modo ímpar
ΔL_i	Redução do comprimento da linha de microfita com terminação não-aterrada
ΔL_c	Acréscimo do comprimento de linha de microfita para carregar C_{tap}
L_t	Distância entre ponto de aterramento e *gap*
K	Constante de atenuação
f_{RF}	Frequência da portadora
f_{LO}	Frequência do oscilador local
L_s	Comprimento da fenda na geometria *patch* E
W_s	Largura da fenda na geometria *patch* E

P_s	Posição das fendas em relação ao ponto de alimentação na geometria *patch* E
N_a	Número de antenas da rede
E_T	Campo elétrico resultante irradiado pela rede de antenas
k_o	Constante de propagação no espaço livre
d	distância entre elementos da rede de antenas
β	Defasagem progressiva
AF	Fator de rede
E_o	Campo elétrico irradiado por um elemento isolado
a	Coeficiente de excitação
v	Velocidade final
v_o	Velocidade inicial
α	Aceleração
t	Tempo
α_p	Aceleração influenciada pela memória individual da partícula
α_c	Aceleração influenciada pela memória coletiva
p	Coordenada da partícula
p_{best}	Melhor memória individual
g_{best}	Melhor memória coletiva
c_1	Coeficiente de memória individual
c_2	Coeficiente de memória coletiva
w_i	Coeficiente de inércia
$\tan\delta$	Tangente de perdas
K_m	Fator de escalonamento
f_v	Frequência não-otimizada
f_n	Frequência otimizada
M_1, M_2	Fatores multiplicativos da função custo
ϕ_{opt}	Direção otimizada de apontamento
ϕ_{max}	Direção de máxima irradiação
w_{max}	Coeficiente de inércia máximo
w_{min}	Coeficiente de inércia mínimo
N_l	Número total de lóbulos

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 27
1.1 Objetivos 28
1.2 Contribuições do Trabalho 28
1.3 Organização do Trabalho 29
2 CONCEITOS DE MICRO-ONDAS 31
2.1 Linhas de Transmissão e Guias de Onda 31
2.1.1 Microfita 31
2.1.2 Guia de Onda Coplanar (*Coplanar Waveguide*) 33
2.2 Análise de Redes de Micro-ondas 35
2.2.1 Matriz Espalhamento 36
3 FRONT-END DE RECEPTORES: TOPOLOGIAS, BLOCOS E CARACTERIZAÇÃO 41
3.1 Topologia de Receptores 41
3.1.1 Homódino (Conversão Direta) 41
3.1.2 Super-Heteródino 42
3.2 Parâmetros de Caracterização e Não-Linearidade 43
3.2.1 Figura de Ruído 44
3.2.1.1 Análise de Canal 45
3.2.2 Ponto de Compressão de 1 dB (P_{1dB}) 46
3.3 Dispositivos de Radiofrequência 47
3.3.1 Filtro 48
3.3.1.1 Filtro Butterworth 52
3.3.1.2 Filtro de Elementos Distribuídos 57
3.3.1.2.1 Filtro Interdigital 58
3.3.2 Mixer 60
3.3.3 Amplificadores 63
4 ANTENAS DE MICROFITA 65
4.1 Conceitos Gerais 65
4.2 *Patch* E 65
4.3 Rede de Antenas 68
4.4 Métodos de Otimização para Síntese de Diagramas de Irradiação 71
4.4.1 Otimização por Enxame de Partículas (PSO) 72
5 DESENVOLVIMENTO DOS BLOCOS DE UM SISTEMA DE FEIXE CHAVEADO 79
5.1 Rede Linear de Antenas com Formato E 79
5.2 Síntese de Diagrama de Irradiação 83
5.2.1 Otimização por Enxame de Partículas (PSO) 86
5.3 *Front-end* de Receptor Homódino 88
5.3.1 Guia de Onda Coplanar 90
5.3.2 Filtros 92
5.3.2.1 Filtro Passa-Baixa 93
5.3.2.2 Filtro Passa-Banda 93
5.3.3 Demais Dispositivos 97
5.3.4 Caracterização do *Front-end* 98

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E VALIDAÇÃO DOS COMPONENTES PROJETADOS 101
6.1 Rede Linear de Antenas com *patch* E 101
6.1.1 Protótipo 101
6.2 Síntese de Diagrama de Irradiação 105
6.2.1 Otimização sem restrição de potência 105
6.2.2 Otimização com restrição de potência 106
6.2.3 Abordagem Alternativa 106
6.3 *Front-end* de Receptor Homódino 108
6.3.1 Filtro Passa-Baixa 109
6.3.2 Filtro Passa-Banda 110
6.3.3 LNA 111
6.3.4 Mixer 113
6.3.5 Amplificador 115
6.3.6 Canal de *Front-end* Homódino 116
6.3.6.1 Caracterização do Canal 116
6.3.6.2 Validação do canal do *front-end* 119
7 CONCLUSÃO 125
REFERÊNCIAS 127

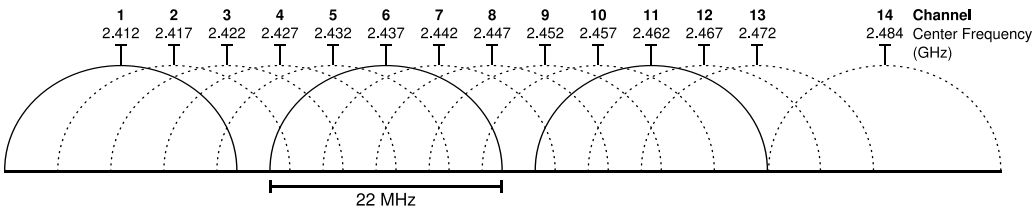
1 INTRODUÇÃO

A chamada banda de frequências conhecida como ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) é internacionalmente reservada para desenvolvimento livre no âmbito industrial, científico e médico (FCC, 1996). No Brasil, esta banda de frequência não requer licenciamento junto à Anatel. Entretanto, os equipamentos devem atender a limites quanto à potência máxima do transmissor (ANATEL, 2008).

As tecnologias sem fio mais difundidas que operam na faixa de $2,4$ GHz são o Bluetooth e a Wi-Fi (*Wireless-Fidelity*). Estas tecnologias possuem como característica a aplicação em serviços de interconexão de periféricos e transferência de dados e voz na faixa de distâncias compreendidas para WLAN (*Wireless Local Area Network*) - equivalente à faixa entre 1 e 100 metros.

Dos diferentes protocolos de Wi-Fi, os protocolos IEEE 802.11b e IEEE 802.11g operam na banda ISM e empregam a técnica de modulação por espalhamento espectral (*Direct Sequency Spread Spectrum* - DSSS) (CISCO, 2008). Nestes protocolos, a banda de frequência ISM é dividida em 14 canais de 22 MHz. A Figura 1.1 apresenta a alocação destes canais (IEEE, 2003).

Figura 1.1 – Alocação de canais para os protocolos IEEE 802.11b e IEEE 802.11g.



Fonte: (ICTP, 2013).

A cobertura que provê um determinado serviço pode ter de atender diferentes requisitos a serem atendidos, dependendo da aplicação em que este está inserido. A cobertura de uma rede local sem fio em uma área restrita - como em um andar de um prédio ou campus de uma universidade - é destes possíveis requisitos. Neste contexto, pode-se fazer necessária a substituição de antenas omnidirecionais por outros tipos de antenas, as quais apresentam diagrama de irradiação característico e que facilite a cobertura setorizada buscada pela aplicação (KITTIYANPUNYA; KRAIRIKSH, 2014),(RAO; NIKITIN; LAM, 2005). Entretanto, nem sempre é possível garantir os requisitos de cobertura empregando apenas um elemento radiador. Nestas

situações, os elementos irradiadores podem ser combinados espacialmente - conceito definido como rede de antenas - para permitir o projeto de diferentes diagramas de irradiação, tornando o sistema melhor adaptado quanto ao ganho resultante da rede; e empregando de forma mais coerente a potência irradiada nas direções de interesse.

Com um nível maior de adaptabilidade aos cenários na qual estão inseridas, as redes de antenas podem ser integrantes de um sistema que garanta mais de um diagrama de irradiação, com diferentes formatos previamente definidos ou sintetizados em tempo real, conforme sejam as demandas onde se deseja prover a cobertura.

Ao se introduzir o conceito de antenas inteligentes, que garante a adaptabilidade da rede de antenas, passa-se a considerar um sistema que não é mais exclusivamente dependente das características de seus irradiadores. A aplicação se torna mais abrangente e passa a contar com a implementação de métodos de otimização, que ponderem as características da rede de antenas aplicada e sintetize de diferentes conformações.

Além disso, faz-se necessária a aplicação de circuitos de radiofrequência, ou *front-end*, que possam realizar um interfaceamento da rede de antenas com a unidade de processamento responsável por manipular digitalmente os parâmetros envolvidos na aplicação, como os coeficientes de excitação das antenas, e assim garantir a característica de adaptabilidade das características de irradiação da rede de antenas (POPP; LOPEZ, 2015), (CHRYSSOMALLIS, 2000).

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é apresentar uma solução em rede de antenas e em *front-end* de receptor que sejam factíveis de implementação em aplicações na banda ISM, englobando o conceito de otimização de síntese de diagramas de irradiação. Estas soluções visam compor um sistema de rede de antenas inteligentes com feixe chaveado a ser combinada com uma unidade de processamento digital, tal como uma FPGA (*Field-Programmable Gate Array*).

1.2 Contribuições do Trabalho

Como contribuições deste trabalho salienta-se: o projeto, construção e validação da rede de antenas de quatro elementos e com operação na banda ISM, voltada para aplicações com setorização; a implementação do algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas com aplicação na síntese de apontamentos e concepção e validação de um receptor homódino -

contemplando o projeto de um filtro passa-banda construído em microfita (filtro distribuído).

Parte destas contribuições foram apresentadas nas publicações realizadas no *International Journal of Antenna and Propagation* e no Simpósio Brasileiro de Telecomunicações. O primeiro apresenta uma análise da melhor combinação entre número de elementos e de bits de controle - que seleciona os diferentes diagramas de irradiação disponíveis - com a finalidade de maximizar a razão sinal-ruído no receptor (LUDWIG-BARBOSA et al., 2015).

O segundo considera o uso do algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas para a síntese de quatro diagramas de irradiação de uma rede linear de quatro antenas de microfita com patch no formato E (LUDWIG-BARBOSA et al., 2015), contemplando o controle de direção de apontamento e de nível de lóbulos secundários.

Além disso, as análises e resultados ainda não contemplados nos artigos anterior serão compartilhados com a comunidade acadêmica em novas publicações a serem submetidas a congressos e revistas científicas.

1.3 Organização do Trabalho

Os próximos três capítulos apresentam uma abordagem expositiva de conceitos gerais que fundamentam o desenvolvimento e contribuem para a compreensão da proposta apresentada pelo trabalho. O Capítulo 2 destina-se a fazer uma breve apresentação dos conceitos de Linha de Transmissão e Guia de Ondas, com foco nas estruturas aplicadas ao longo desta dissertação. No mesmo capítulo, ainda é discutido o método de caracterização de redes e circuitos de micro-ondas por meio da Matriz Espalhamento.

O Capítulo 3 apresenta o conceito de *front-end* no contexto de receptores, apresentando duas topologias clássicas. A sequência deste capítulo se detém à caracterização dos blocos que constituem o canal do *front-end* de um receptor e à discussão dos procedimentos de projeto de filtros com elementos condensados e distribuídos.

O Capítulo 4 encerra a porção conceitual do trabalho abordando o tópico de Antenas de Microfita, com foco no elemento com patch em formato E, e a teoria de Redes Lineares de Antenas. Além disso, neste ponto do documento é introduzido o conceito de síntese de diagramas de irradiação, um dos pilares desta proposta.

As últimas duas partes dessa dissertação apresentam o desenvolvimento e execução das diferentes etapas deste projeto. O Capítulo 5 apresenta a otimização do elemento irradiador que constitui a rede de antenas. Neste mesmo capítulo, a implementação do algoritmo de Otimi-

zação por Enxame de Partículas, no contexto da síntese de diagramas de irradiação, é descrita. Referente ao *front-end* do receptor, o capítulo trata do projeto dos filtros e a definição dos componentes que compõem cada um de seus estágios. A caracterização do *front-end* projetado, que condensa o comportamento dos diferentes blocos em um modelo equivalente, também é discutida. Por sua vez, o Capítulo 6 resume-se à apresentação e validação dos protótipos da rede de antenas, das placas de teste dos estágios do receptor e do canal completo.

Por fim, o Capítulo 7 revisita os objetivos alcançados com este trabalho e salienta os pontos ainda pendentes a serem investigados e desenvolvidos em trabalhos futuros.

2 CONCEITOS DE MICRO-ONDAS

Este capítulo apresenta uma revisão de conceitos de Engenharia de Micro-ondas, entendidos como essenciais para a compreensão do projeto e desenvolvimento deste trabalho. As primeiras seções introduzem os conceitos de linhas de transmissão em Microfita, CPW (*Coplanar Waveguide*) e sua variação CPWG (*Coplanar Waveguide Grounded*), contemplando o detalhamento das estruturas, suas características, equacionamento das linhas e aplicações. Por fim, a análise de redes de micro-ondas é apresentada utilizando o conceito de matriz de espalhamento, uma ferramenta importante para caracterização de diferentes dispositivos apresentados ao longo do trabalho.

2.1 Linhas de Transmissão e Guias de Onda

Pode-se definir as linhas de transmissão e guias de ondas como meio para a propagação de ondas eletromagnéticas em dispositivos e sistemas de micro-ondas. A função de um guia de onda, simplificadamente, é a mesma de condutores convencionais de cobre, como os utilizados na rede elétrica. Porém, estes meios condutores apresentam mais peculiaridades em suas definições e aplicações. Para se analisar os efeitos de perdas e interferências em guias de onda para aplicação em alta frequência (micro-ondas), torna-se necessário a compreensão de conceitos da teoria de linhas de transmissão (POZAR, 2005).

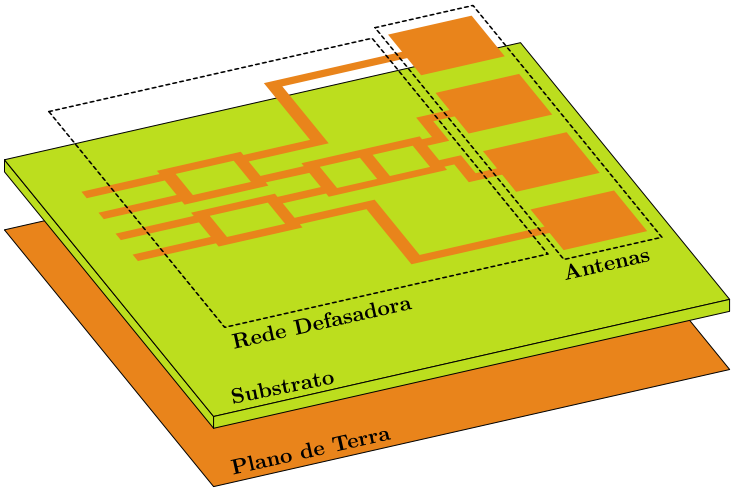
Em geral, deseja-se que a dissipação de potência no guia de onda seja baixa. As linhas de transmissão planares apresentadas nesta seção são meios atrativos para garantir tais requisitos. São estruturas compactas, de baixo custo e capazes de serem facilmente integradas com outros dispositivos e circuitos de radiofrequência.

2.1.1 Microfita

A estrutura de uma linha de transmissão de microfita remete a uma PCB (*Printed Circuit Board*), onde existem linhas de cobre sobre um substrato e um plano de terra. Além de servir como condutor, a estrutura de microfita pode ser empregada na construção de componentes passivos em aplicações de micro-ondas, tais como divisores de potência, defasadores e transformadores de impedância. Além disso, as estruturas de microfita possibilitam a construção de filtros de elementos distribuídos e antenas. A Figura 2.1 apresenta uma estrutura que engloba

alguns desses elementos construídos em microfita.

Figura 2.1 – Estrutura da microfita



Fonte: (Autoria própria). A estrutura é composta por linhas de cobre separada do plano de terra por um substrato. Neste exemplo estão destacados uma rede defasadora e uma rede de antenas.

Para proporcionar a máxima transferência de potência e evitar reflexões do sinal, o casamento entre linhas e dispositivos deve ser previsto. Os parâmetros que definem a impedância característica (Z_0) de uma linha de microfita são a espessura (H) e a constante dielétrica do laminado (ε_r), além da própria largura da linha (W). A impedância característica é dada pelas equações a seguir (POZAR, 2005).

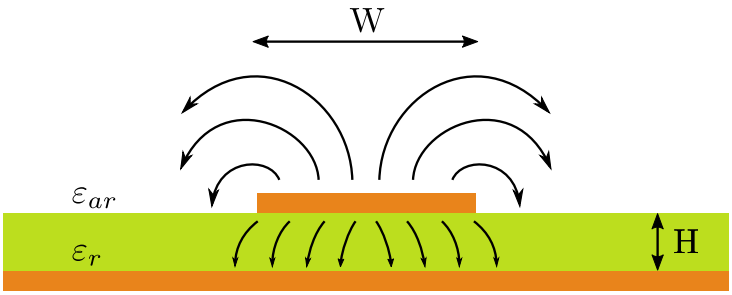
$$\frac{W}{H} < 1 \quad \rightarrow \quad Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H}\right) \quad (\Omega), \tag{2.1}$$

$$\frac{W}{H} \geq 1 \quad \rightarrow \quad Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}\left[\frac{W}{H} + 1,393 + \frac{2}{3}\ln\left(\frac{W}{H} + 1,444\right)\right]} \quad (\Omega). \tag{2.2}$$

Na prática, a largura do condutor possui relação inversamente proporcional com a impedância. Para os mesmos valores de altura do laminado e constante dielétrica, a impedância característica da linha será maior à medida que sua largura é reduzida, e menor à medida que a largura da linha é aumentada.

O termo constante dielétrica efetiva (ε_{eff}) está associado à configuração transversal do campo eletromagnético na estrutura de microfita, que está presente em parte no substrato (ε_r) e em parte no ar (ε_{ar}). A Figura 2.2 apresenta as linhas de campo na estrutura da microfita. O termo ε_{eff} é definido como (POZAR, 2005)

Figura 2.2 – Linhas de campo na estrutura da microfita



Fonte: (Autoria própria).

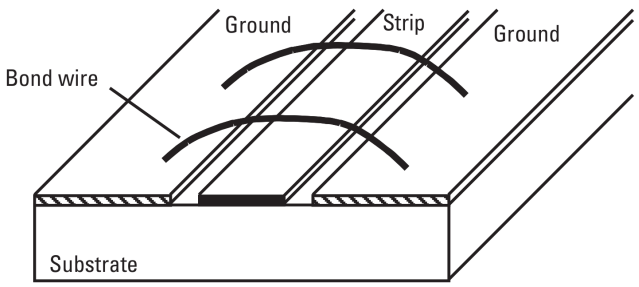
$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-1/2}. \tag{2.3}$$

2.1.2 Guia de Onda Coplanar (*Coplanar Waveguide*)

O Guia de Onda Coplanar, ou CPW, possui diferenças estruturais significativas em relação à microfita. Enquanto o sinal e o plano de terra estão em diferentes planos na microfita, estes estão presentes no mesmo plano no CPW, sendo assim coplanares (HOLZMAN, 2006).

Esta característica torna a aplicação do CPW atrativa em PCBs, já que componentes podem ser facilmente conectados ao plano de terra (GND). Outra possibilidade é a construção de layouts mais densos, já que todas as linhas adjacentes são separadas por plano de terra. Isso garante menores interações, ou acoplamento mútuo, indesejáveis entre os condutores (WEN, 1969). A Figura 2.3 apresenta a estrutura do Guia de Onda Coplanar.

Figura 2.3 – Estrutura do Guia de Onda Coplanar

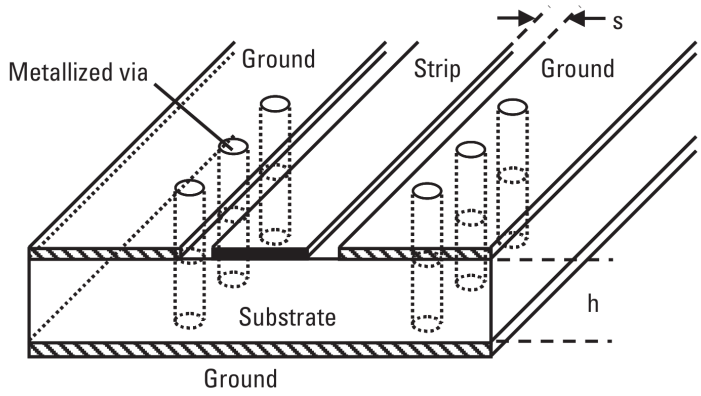


Fonte: (HOLZMAN, 2006). Estrutura composta por um condutor (*strip*) central interrompendo o plano de terra (*ground*), os quais são equipontecializados por conexões (*bond wire*). As estruturas de cobre encontram-se sobre a camada de substrato (*subtrate*).

Um ponto crítico para esta estrutura é manter ambos os planos de terra que acompanham o condutor central no mesmo potencial, garantindo uma distribuição de corrente homogênea ao longo da estrutura. Para isso, devem-se prever conexões entre os planos de terra ao longo da estrutura com espaçamento recomendado de no mínimo um quarto do comprimento de onda ($\lambda/4$) da frequência do sinal presente no condutor central (HOLZMAN, 2006).

Outra abordagem possível é o CPWG (*Coplanar Waveguide Grounded*). A diferença desta estrutura para o CPW convencional está na presença de um plano de terra na parte inferior do substrato. Para manter o mesmo potencial entre os planos de terra, vias metálicas são dispostas ao longo do condutor. Esta abordagem garante uma menor dispersão das ondas conduzidas e, consequemente, maior isolação do sinal. Além disso, o plano de terra inferior contribui para uma melhor dissipação de calor, principalmente quando a aplicação envolve dispositivos ativos (SIMONS, 2001). A Figura 2.4 detalha a estrutura do CPWG.

Figura 2.4 – Estrutura do Guia de Onda Coplanar Aterrado (CPWG)



Fonte: (HOLZMAN, 2006) A estrutura da CPWG apresenta planos de terra (*ground*) em ambas as faces do subtratro. A equipotencialização destas áreas de cobre é garantida por vias metálicas (metalized vias).

Em ambas as estruturas, a largura do condutor central (W_{cwpg}), a largura (s_{gap}) do espaçamento entre condutor e planos de terra, a espessura (H) e permissividade dielétrica do substrato utilizado (ε_r) são os parâmetros que definem a permissividade dielétrica efetiva, a impedância característica da linha e a respectiva atenuação produzida. A equação para estimação de ε_{eff} é dada por (Hong, J-S; Lancaster, M.J, 2001)

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1 + \varepsilon_r \dfrac{K(k')}{K(k)} \dfrac{K(k_2)}{K(k_2')}}{1 + \dfrac{K(k')}{K(k)} \dfrac{K(k_2)}{K(k_2')}}, \tag{2.4}$$

sendo:

$$k = W/(W + 2s),$$

$$k_2 = \tanh(W[\pi/4h])/\tanh([W + 2s][\pi/4h]),$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2},$$

$$k'_2 = \sqrt{1 - k_2^2}$$

e $K(k)$ a integral elíptica completa de tipo 1, dada por:

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}}. \tag{2.5}$$

Por fim, pode-se calcular a impedância característica Z_0 da linha a partir da constante dielétrica efetiva calculada

$$Z_0 = \left(\frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\right) \cdot \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_2)}{K(k'_2)}}. \tag{2.6}$$

Analisando as Equações (2.4) e (2.6) percebe-se, que para uma dada altura e constante dielétrica do laminado, tem-se a impedância característica dependente da largura do condutor central e do espaçamento entre o plano de terra. Sendo assim, existem diversas combinações possíveis para se obter determinada impedância.

As dimensões da estrutura de uma CPWG podem ser facilmente obtidas usando um software de cálculo de linhas de micro-ondas, como o *TX Line*, ou qualquer calculadora semelhante encontrada na internet. A validação da estrutura pode ser realizada por um software de simulação eletromagnética de onda completa, como o *Ansys HFSS*.

2.2 Análise de Redes de Micro-ondas

As conhecidas Leis de Kirchhoff das tensões e correntes para análise de circuitos elétricos se aplicam a arranjos ou redes de elementos interconectados e submetidos a sinais de baixa frequência. Nestes casos, o comprimento de onda dos sinais de tensão e corrente aplicados à rede é muito maior que as dimensões do circuito. Com isso, despreza-se a variação de fase destes sinais ao longo do circuito por conta de sua propagação.

Na verdade, as Leis de Kirchhof são uma simplificação das soluções das equações de Maxwell para condições quase-estáticas de um circuito (POZAR, 2001). Sendo assim, para

casos onde o comprimento de onda está na mesma ordem de grandeza ou inferior às dimensões dos circuitos, as soluções generalizadas pelas Leis de Kirchhoff deixam de representar corretamente o comportamento do circuito. Entretanto, existem outros métodos de análise de redes voltados para aplicações em micro-ondas que simplificam o processo, fazendo com que não seja necessário empregar as equações de Maxwell para tal tarefa. A seção a seguir apresenta o método de análise utilizando a Matriz Espalhamento, ou Matriz *S*.

2.2.1 Matriz Espalhamento

O método de análise empregando a Matriz Espalhamento, ou matriz S, é uma ferramenta matemática que permite a análise de redes complexas, tratando-as com um nível de abstração equivalente a reduzir este arranjo de elementos interconectados como uma caixa preta. Neste contexto, a matriz espalhamento serve como a representação matemática do comportamento da rede sob análise ao relacionar as tensões incidentes e refletidas em cada porta. Vale salientar que a matriz *S* é função da frequência. Ou seja, um dispositivo de micro-ondas apresentará diferentes matrizes ao longo de uma varredura em frequência (POZAR, 2001).

A matriz *S* é composta de N^2 coeficientes complexos, sendo N o número de portas da rede avaliada. O sistema utilizando a matriz *S* é representado por

$$\begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix},$$

ou na forma simplificada

$$[V^+]\,[S(\omega)] = [V^-]. \tag{2.7}$$

Os termos V_k^+ e V_k^- são referentes às tensões incidente e refletida, respectivamente, na porta $k = 1 \ldots N$. Sendo assim,

$$V_k = V_k^+ + V_k^-. \tag{2.8}$$

Os coeficientes da matriz *S* são dados por

$$S_{ij} = \left.\frac{V_i^-}{V_j^+}\right|_{V_k^+ = 0\ \forall\ k \neq j}, \tag{2.9}$$

podendo a amplitude ser representada na forma natural (magnitude) ou em decibel,

$$S_{ij}(\text{dB}) = 20\log(|S_{ij}|). \tag{2.10}$$

A Equação (2.9) define que o coeficiente S_{ij} é a relação entre a tensão na porta de saída i (V_i^-) e a tensão aplicada na porta (ou entrada) j (V_j^+). As demais portas são consideradas como estando devidamente casadas, evitando reflexões. Os termos S_{ij}, uma vez que representam a relação de transmissão do sinal de tensão, são usualmente denominados coeficientes de transmissão (T_{ij}). Os termos da diagonal principal da matriz *S* (S_{ii}) são denominados coeficientes de reflexão (Γ_i), já que relacionam a tensão refletida a partir da tensão aplicada na própria porta.

$$S(\omega) = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & T_{12} & \cdots & T_{1N} \\ T_{21} & \Gamma_2 & \cdots & T_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_{N1} & T_{N2} & \cdots & \Gamma_N \end{bmatrix}.$$

Os coeficientes de reflexão podem ser definidos também por

$$\Gamma^{(k)} = \frac{Z_{in}^{(k)} - Z_0}{Z_{in}^{(k)} + Z_0}, \tag{2.11}$$

sendo $Z_{in}^{(k)}$ a impedância vista a partir da porta k, considerando as demais portas casadas com Z_0^k. Os coeficientes de transmissão são parâmetros importantes para relacionar a transferência de potências entre portas, dada por

$$P_i^- = |S_{ij}|^2 P_j^+ \ \therefore \ |S_{ij}|^2 = |T_{ij}|^2 = \frac{P_i^-}{P_j^+}, \tag{2.12}$$

sendo P^+ a potência incidente e P^- a potência refletida.

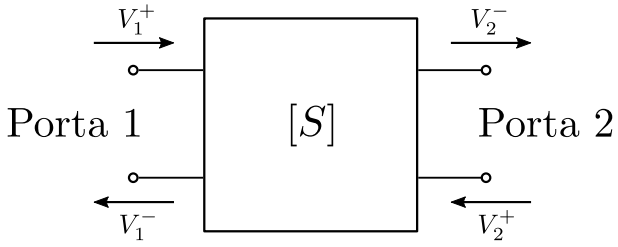
A matriz *S* e seus coeficientes são características exclusivamente dependentes dos elementos que compõem a rede e de suas interconexões. As impedâncias conectadas e os sinais aplicados às portas não têm influência nos coeficientes da matriz. Entretanto, estes parâmetros possuem influência direta nos coeficientes de transmissão e reflexão. Estes serão iguais aos termos da matriz *S*, caso as impedâncias conectadas nas portas estejam casadas com as impedâncias características (Z_0) das portas.

Por exemplo, considere um dispositivo composto por duas portas, tal como um filtro, com a seguinte matriz *S*:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0,25\angle 0 & 0,9\angle -20^\circ \\ 0,8\angle 20^\circ & 0,1\angle 0^\circ \end{bmatrix}.$$

A Figura 2.5 apresenta o dispositivo em questão. A primeira observação a ser feita é a diagonal principal da matriz *S* não-nula. Esta constatação é um indício de que os coeficientes de reflexão das portas não necessariamente serão iguais aos termos S_{ii}. Para o caso de terminal da

Figura 2.5 – Dispositivo de 2 portas



Fonte: (Autoria própria).

porta 2 estar devidamente casado, tem-se por definição da Equação (2.9), $V_2^+ = 0$ para a porta casada, que o coeficiente de reflexão será equivalente ao parâmetro S_{11},

$$\Gamma^{(1)} = S_{11} = \left.\frac{V_1^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=0} = 0,25\angle 0.$$

Pode-se expressar o coeficiente de reflexão em termos de perda de retorno (RL), dada por

$$RL = -20\log|\Gamma| = -20\log(0,25) = 12,04\,\text{dB}. \tag{2.13}$$

Os valores de $\Gamma^{(1)}$ e $\Gamma^{(2)}$ não-nulos conduzem à conclusão de que parte da potência aplicada à porta 1 é transmitida para a porta 2 e outra parte é perdida na forma de reflexão.

Considerando o segundo caso onde temos a porta 2 curto-circuitada e a partir da Equação (2.8) da tensão V_2, tem-se que

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- \xrightarrow{V_2=0} V_2^+ = -V_2^-.$$

Por definição, esta condição já invalida a aplicação da equação do coeficiente S_{11}. Com isso, é necessário aplicar primeiramente a condição de curto-circuito na porta 2, da seguinte forma

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ - S_{22}V_2^- \rightarrow V_2^- = \frac{S_{21}}{1+S_{22}}.$$

Dividindo a equação de V_1^-, dada pelo sistema matricial, por V_1^+, para retornar à relação que define S_{11} levando em consideração a terminação em curto da porta 2,

$$\begin{aligned}
\Gamma^{(1)} = \frac{V_1^-}{V_1^+} &= S_{11} - S_{12}\frac{V_2^-}{V_1^+} = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1+S_{22}}, \\
&= 0,25 - \frac{(0,9\angle -20)(0,8\angle -20)}{1+0,1} \\
\Gamma^{(1)} = \frac{V_1^-}{V_1^+} &= -0,404.
\end{aligned}$$

Portanto, a perda de retorno na condição de curto-circuito da porta 2 é

$$RL = -20 \log |0,404| = 7,86 \,\text{dB}.$$

O exemplo apresentado torna explícita a influência da impedância conectada nos terminais no comportamento geral do dispositivo. Além disso, pode-se generalizar a equação do coeficiente de reflexão para os casos onde a matriz não possui a diagonal principal nula e terminações não casadas.

$$\Gamma^{(i)} = S_{i1} - S_{i2}\frac{V_2^-}{V_1^+} - S_{i3}\frac{V_3^-}{V_1^+} - \cdots - S_{iN}\frac{V_N^-}{V_1^+} \tag{2.14}$$

Por fim, a relação de potência entre as portas 1 e 2 é dependente do coeficiente S_{21} e dada por

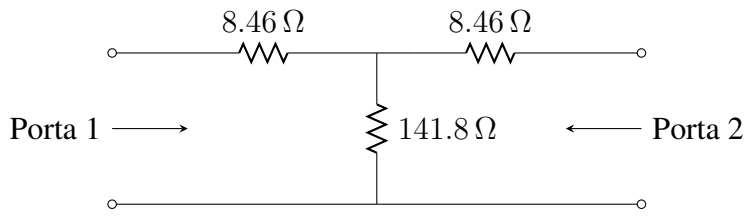
$$\frac{P_2^-}{P_1^+} = |S_{21}|^2 = (0,8)^2 = 0,64. \tag{2.15}$$

Ou seja, a potência disponível na porta 2 é igual a 64% da potência incidente na porta 1.

O método de análise pela matriz *S* também evidencia algumas propriedades importantes para o entendimento do funcionamento de dispositivos. O primeiro deles, o da reciprocidade, define que a rede apresenta a mesma dissipação de potência entre duas portas, independente da direção. A Figura 2.6 apresenta uma rede de 2 portas com reciprocidade, a qual é garantida para qualquer rede com matriz *S* simétrica, equivalente a

$$S = S^T. \tag{2.16}$$

Figura 2.6 – Rede atenuadora 3 dB



Fonte: (Autoria própria). A reciprocidade é garantida em redes com simetria.

A matriz *S* apresentada no exemplo não possui simetria ($S \neq S^T$). Logo o dispositivo não apresenta a propriedade de reciprocidade.

A segunda propriedade evidenciada pela matriz *S* de um dispositivo é a característica de sua rede não dissipar potência, ou ser uma rede sem perdas. Essa propriedade é característica

de redes puramente imaginárias e que suas matrizes S possuem produto interno unitário. Sendo assim, as equações a seguir são válidas para redes sem-perdas.

$$\sum_{k=1}^{N} S_{ki} S_{ki}^{*} = 1, \tag{2.17}$$

$$\sum_{k=1}^{N} S_{ki} S_{kj}^{*} = 0. \tag{2.18}$$

Novamente, para a matriz *S* do exemplo apresentado anteriormente, percebe-se que a Equação (2.17) não é válida para a primeira coluna,

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = (0,25)^2 + (0,8)^2 = 0,7 \neq 1. \tag{2.19}$$

Logo, o dispositivo não satisfaz as propriedades de uma rede sem perdas.

Os coeficientes da matriz *S* e suas definições são conceitos importantes e empregados para caracterizar e validar a operação de dispositivos - tais como as antenas, filtros, mixers e amplificadores - que integram o protótipo apresentado ao longo dos próximos capítulos.

3 FRONT-END DE RECEPTORES: TOPOLOGIAS, BLOCOS E CARACTERIZAÇÃO

O *front-end* de radiofrequência é um dos subsistemas mais críticos que compõem um sistema de comunicação, já que sua performance e sua confiabilidade estão diretamente relacionadas com a performance geral do sistema. Pode-se definir o *front-end* como o conjunto de blocos entre a antena, ou rede de antenas, receptora e o subsistema digital de demodulação em banda-base (BOWICK; AJLUNI; BLYLER, 2011). Amplificadores de Baixo Ruído, Amplificadores IF, Mixers e Filtros são os principais blocos presentes em um *front-end* de receptor.

Sua função básica é realizar um pré-processamento do sinal analógico captado em alta frequência pelas antenas receptoras - englobando filtragem, conversão em frequência e amplificação - a fim de prepará-lo para etapas de demodulação e demais processamentos digitais necessários.

Ao longo deste capítulo são apresentadas as topologias básicas de *front-ends* para receptores. Alguns conceitos importantes para caracterização dos blocos que constituem esse subsistema são apresentados na sequência. Por fim, as definições de filtros, mixers e amplificadores são discutidas.

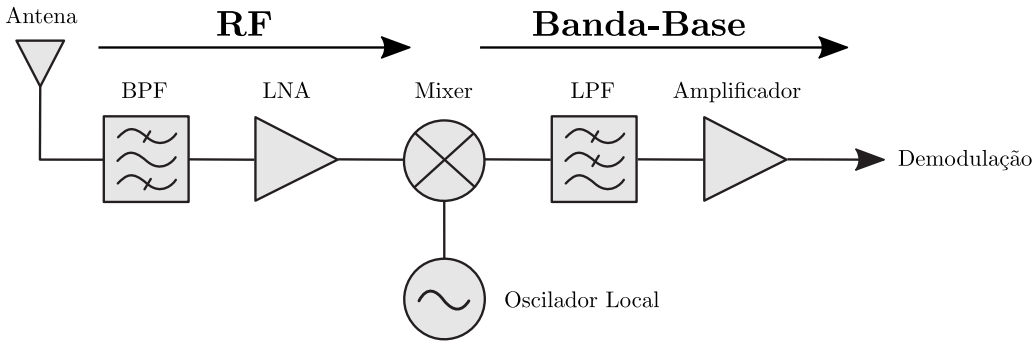
3.1 Topologia de Receptores

As topologias de receptor Homódino e Super-Heteródino são apresentadas a seguir. Seus princípios de operação, características, vantagens e limitações são tópicos que serão englobados na discussão.

3.1.1 Homódino (Conversão Direta)

O receptor homódino apresenta a característica de apenas um estágio de conversão de frequência para transladar o sinal de sua portadora para um sinal em banda-base. Para isso, o sinal radiofrequência (RF) é sincronizado com outro de mesma frequência ou muito próxima, proveniente de um oscilador local (LO). Esta característica de misturar dois sinais em portadoras semelhantes, ou muito próximas, define o receptor como sendo Homódino. Ao final do receptor, o sinal está adequadamente preparado para ser detectado, demodulado e processado. A Figura 3.1 apresenta a topologia do receptor.

Figura 3.1 – Topologia do receptor Homódino



Fonte: (Autoria própria).

A topologia Homódina é constituída de um primeiro estágio de filtragem, composto por um filtro passa-banda, com a finalidade de realizar uma pré-seleção da banda de sinal de interesse e rejeitar possíveis fontes de ruído em bandas adjacentes. Na sequência, a razão sinal-ruído (SNR) do sinal é elevada por um estágio de amplificador de baixo ruído (LNA), que visa aplicar um ganho no sinal enfraquecido devido à propagação no ar, acrescentando baixo nível de ruído característico do bloco ao sinal. Posteriormente, o sinal passa pela conversão direta em frequência, resultado do produto entre a frequência de RF e oscilador local. Por fim, o sinal em banda-base passa por mais um estágio de filtragem para remover parte do produto indesejado de frequência resultante do estágio de mixer (RAZAVI, 1997). Uma vantagem a ser destacada da topologia Homódina é sua simplicidade. O número reduzido de dispositivos analógicos que constituem o canal facilita a integração do circuito.

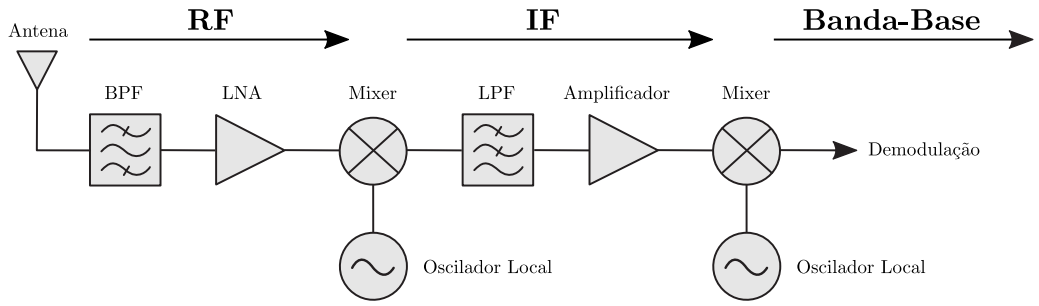
Como limitações e possíveis desvantagens, pode-se destacar o processo de conversão direta em si como ponto crítico. A possível baixa isolação entre as portas de RF e LO do mixer podem possibilitar acoplamentos entre estes sinais e produzir um *offset* no sinal resultante da conversão, resultando em interferências não previstas no canal. O fato de o sinal resultante da conversão ser em banda-base agrava este cenário, visto que este pode ser facilmente corrompido por ruído rosa (*Flicker Noise*) (PEDRO; GOMES; CARVALHO, 2010).

3.1.2 Super-Heteródino

O conceito do receptor Homódino contribui para a definição do receptor Heteródino ou Super-Heteródino. A diferença básica entre as duas topologias está nas frequências produzidas pelos osciladores locais, as quais são misturadas com o sinal em banda-passante. Para o receptor

Heteródino, o processo de conversão em frequência é dividido em um ou mais estágios, sendo que o sinal RF é sincronizado com outro em diferente frequência, produzindo um sinal em frequência intermediária (IF). A Figura 3.2 apresenta a topologia do receptor Super-Heteródino.

Figura 3.2 – Topologia do receptor Super-Heteródino



Fonte: (Autoria própria).

A topologia Super-Heteródina apresenta boa seletividade - permitindo melhor controle ao se isolar a banda de interesse de sinais de outras faixas de frequências - e possibilita a operação com menor nível de potência de entrada no canal - já que possui boa SNR, consequência da possibilidade de melhor distribuição dos estágios de amplificação ao longo do canal.

Porém, o fato de realizar a conversão de frequência com RF $\neq$ LO possibilita o surgimento de possíveis interferências de sinais presentes na frequência de imagem. O cancelamento dessa possível fonte de ruído não é tarefa simples, visto que é necessário empregar filtros com alta seletividade. Além disso, o canal é mais complexo por ser composto por mais dispositivos, complicando a integração do receptor.

Outras topologias, sendo algumas variações destas apresentadas, podem ser encontradas em (DER; RAZAVI, 2001), (ELMALA; EMBABI, 2004), (CROLS; STEYAERT, 1998).

3.2 Parâmetros de Caracterização e Não-Linearidade

Os parâmetros destacados a seguir são conceitos importantes na caracterização de dispositivos e sistemas de micro-ondas, abrangendo a degradação de sinal ao longo de um canal e compressão de ganho em dispositivos ativos.

3.2.1 Figura de Ruído

Além das fontes de ruído e interferência captadas do ambiente por antenas, todo e qualquer dispositivo de um circuito receptor ou transmissor apresenta a característica de produzir um ruído de fonte térmica no sinal aplicado em suas portas. O parâmetro ruído é mensurado em termos de potência e pode ser representado fisicamente pelo comportamento de um resistor em uma temperatura (T_k). Para essa abordagem, o nível de ruído equivalente de um sistema ou dispositivo é denominado Potência de Ruído Térmico, sendo sua equação definida por (POZAR, 2005)

$$N_o = GkT_kB \quad \Leftrightarrow \quad T_k = \frac{N_o}{kGB}, \tag{3.1}$$

sendo:

G o ganho do dispositivo;

k a constante de Boltzmann ($1,38 \text{ x } 10^{-23} J/K$);

B a largura de banda avaliada.

A Equação (3.1) evidencia que a Potência de Ruído Térmico não depende da frequência do sinal e sim da faixa de frequência de operação do dispositivo. A equação também considera a temperatura equivalente de ruído.

Uma forma alternativa e bastante utilizada para caracterização de dispositivos e sistemas de radiofrequência é realizada através da análise de Figura de Ruído (*F*), a qual expressa a degradação parcial em termos de SNR produzida por um dispositivo ou a degradação geral presente no canal de um receptor (AGILENT, 2002). Esta degradação é equacionada como a razão entre a SNR de entrada (SNR_i) e a SNR de saída (SNR_o), sendo expressa como

$$F_{Watt} = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} = \frac{SNR_i}{SNR_o}, \tag{3.2}$$

$$F_{dB} = 10 \log \left(\frac{SNR_i}{SNR_o} \right), \tag{3.3}$$

sendo S_{in} e S_{out} a potência do sinal de entrada e saída; e N_{in} e N_{out} a potência do ruído de entrada e saída.

Considerando o cenário de um receptor com perdas, ambos sinal e ruído serão amplificados ou atenuados na mesma proporção. Entretanto, cada estágio acrescentará uma parcela de ruído à SNR_o inevitavelmente. Sendo assim, tem-se que a SNR_o será sempre menor que

SNR_i. Logo, a Figura de Ruído sempre será maior ou igual que a unidade ($F \geq 1$). Por exemplo, um dispositivo ativo, como um amplificador, ao amplificar tanto ganho e ruído de um sinal estará simultaneamente acrescentando uma parcela de ruído característica de sua operação.

$$F = \frac{S_{in}/N_{in}}{GS_{in}/G(N_{in} + N_{amp})} = \frac{SNR_i}{SNR_o}. \tag{3.4}$$

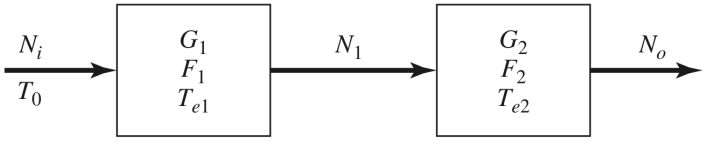
O mesmo acontece com elementos passivos, como atenuadores e filtros. Entretanto, estes dispositivos apenas inserem mais perdas no sinal aplicado em seus terminais. Logo, sua atenuação, ou perda de inserção (*IL*), equivale à sua Figura de Ruído.

A análise de Figura de Ruído de um sistema de radiofrequência, como um receptor, é de grande importância, visto que estes sistemas lidam com níveis muito baixos de potência. Consequentemente, fontes de ruído com nível de potência mais elevado podem facilmente degradar o sinal de interesse a tal ponto que impossibilite a recuperação deste sinal. De forma geral, o nível total de ruído presente em um sistema definirá qual será a potência mínima do sinal de interesse necessária para que este não seja completamente degradado.

3.2.1.1 Análise de Canal

Frequentemente, existe a necessidade de se avaliar a degradação resultante de um sinal ao longo da associação sucessiva de diferentes dispositivos com a finalidade de se obter uma figura de ruído representativa desta associação, ou seja, condensar o efeito de vários dispositivos na representação de um bloco equivalente. O conceito de potência de ruído térmico é a base para a dedução da figura de ruído resultante, mostrando a direta relação entre os dois conceitos. O canal apresentado na Figura 3.3 serve como exemplo para a análise.

Figura 3.3 – Canal composto por dois dispositivos associados em série



Fonte: (POZAR, 2001).

Considerando N_{in} a potência do ruído de uma carga casada em temperatura ambiente ($T_o = 290K$), tem-se que a potência de ruído N_1 será a soma da potência de ruído da carga casada e do próprio ruído inserido pelo primeiro bloco, ambos escalonados por G_1. A mesma

lógica é aplicada para se determinar a potência de ruído de saída do sistema N_{out}. A obtenção destes termos é dada por

$$N_1 = N_i k G_1 B T_0 + N_1 k G_1 B T_{e1}; \tag{3.5}$$

$$N_o = N_1 G_2 + N_0 k G_2 B T_{e2}. \tag{3.6}$$

Substituindo N_1 na Equação (3.6) e realizando as fatorações possíveis, obtém-se

$$N_o = G_1 G_2 k B \left(T_0 + T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} \right). \tag{3.7}$$

Com isso, define-se a temperatura equivalente do ruído do canal como

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1}. \tag{3.8}$$

O próximo passo é substituir a Equação (3.7) em (3.2), relacionando os conceitos de figura de ruído e temperatura equivalente de ruído. A equação pode ser simplificada ao se substituir $S_o = S_i G_1 G_2$ e $N_i = k T_0 B$, resultando em

$$F = \frac{T_0 + T_{e1} + T_{e2}/G_1}{T_0}. \tag{3.9}$$

Conhecendo a relação de figura de ruído com a temperatura equivalente de ruído de um dispositivo e realizando as devidas simplificações em (3.9), obtém-se a equação da figura de ruído para o canal de dois dispositivos, dada por

$$F_k = 1 + \frac{T_{ek}}{T_0} \xrightarrow{(3.9)} F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \tag{3.10}$$

A Equação (3.10) pode ser generalizada para um canal de n-dispositivos, onde

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}. \tag{3.11}$$

Percebe-se na equação generalizada da figura de ruído que, de forma geral, os primeiros estágios de um canal apresentam maior contribuição na F equivalente - uma vez que as parcelas referentes aos demais estágios são reduzidas ao serem divididas pelo produtório dos ganhos dos estágios antecessores. Logo, deve-se optar por posicionar os estágios de maior ganho e menor figura de ruído nos primeiros estágios do canal ao se projetar um receptor.

3.2.2 Ponto de Compressão de 1 dB (P_{1dB})

Frequentemente, a expressão sem perdas é empregada na caracterização do comportamento de dispositivos, buscando-se simplificar a modelagem. Porém, todo dispositivo apresenta

alguma forma de dissipação de potência. Este aspecto produz um efeito de não-linearidade na operação do componente, fazendo com que o sinal de saída não acompanhe com uma relação linear o sinal aplicado na entrada ou ainda que este comportamento de linearidade seja restrito a uma determinada região de operação (POZAR, 2005).

Esta característica pode ser interessante em dispositivos que necessitam de um certo nível de seletividade, como amplificadores e filtros. Em contrapartida, esse comportamento pode fazer com que um dispositivo venha a comprimir ou limitar o nível de sinal em aplicações como receptores, e esse aspecto deve ser sempre levado em consideração no projeto a fim de atender as demandas da aplicação. O comportamento real de um componente, como um amplificador, é equacionada como uma série de Taylor (POZAR, 2005),

$$V_{out} = a_0 + a_1 V_{in} + a_2 V_{in}^2 + a_3 V_{in}^3 + \cdots + a_n V_{in}^n, \tag{3.12}$$

sendo V_{in} a tensão de entrada, V_{out} a tensão de saída

Percebe-se que a Equação (3.12), limitada à terceira ordem, possui termos referentes à componente contínua (DC), linear, quadrática e cúbica. O comportamento ideal seria constituído apenas pelo coeficiente da parcela linear (a_1), entretanto os demais coeficientes acrescentam diferentes características à operação do dispositivo.

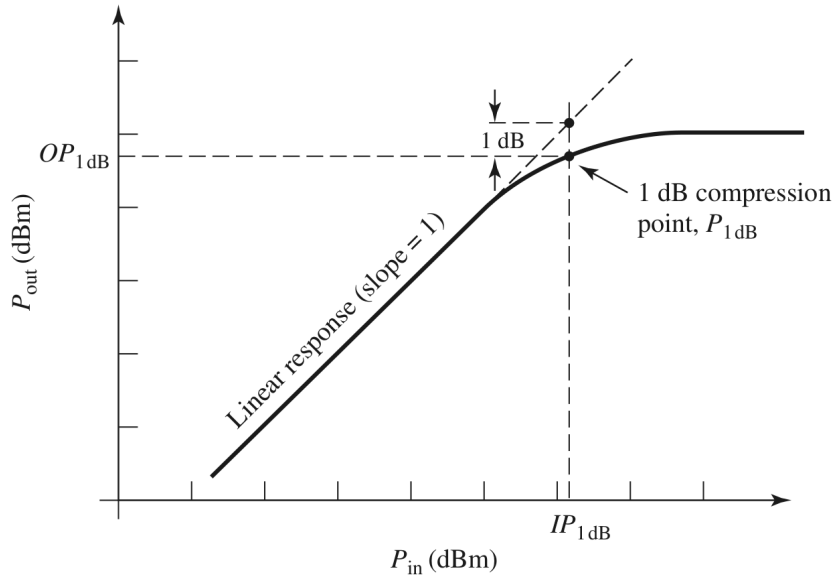
Um parâmetro muito utilizado para a caracterização das linearidades de amplificadores e mixers é o ponto de compressão de $1\,\text{dB}$, ou $\text{P}_{1\text{dB}}$. A Figura 3.4 ilustra a definição deste parâmetro. A linha tracejada apresenta a relação idealmente linear entre potência de entrada e saída para dado componente. Entretanto, devido às não-linearidades, inicia-se um processo de compressão desta resposta em determinado ponto. Neste caso, a potência de entrada em que se tem a equivalente potência de saída com um nível de $1\,\text{dB}$ abaixo da resposta linear define o ponto de compressão de $1\,\text{dB}$.

O ponto de compressão pode ser relacionado tanto à potência de entrada (IP_{1dB}), comumente utilizado em mixers, quanto à potência de saída (OP_{1dB}), forma utilizada na caracterização de amplificadores (POZAR, 2005).

3.3 Dispositivos de Radiofrequência

A seguir, um maior detalhamento da operação e caracterização dos principais blocos que constituem o *front-end* de um receptor serão apresentados. Parâmetros importantes para seleção dos dispositivos e, em alguns casos, projetos destes blocos serão também abordados.

Figura 3.4 – Compressão de ganho



Fonte: (POZAR, 2001).

3.3.1 Filtro

Os filtros são blocos essenciais em qualquer sistema de radiofrequência e telecomunicação. São dispositivos, majoritariamente, passivos constituídos por duas portas - vide Figura (2.5) - onde entre estas encontram-se circuitos que se resumem a associação de elementos reativos (capacitores e indutores) e/ou combinado com resistores. Estas associações podem ser realizadas empregando-se elementos condensados (componentes no formato *through hole* ou SMD) ou seus respectivos equivalentes na forma de seções de linhas de transmissão, tocos e elementos ressonantes. Tanto para aplicações em transmissores ou receptores, as principais funções dos estágios de filtros são realizar seleção de canais, rejeitar possíveis fontes de interferências que possam saturar os demais componentes do canal, e atenuar os produtos indesejáveis do(s) estágio(s) de mixer(s). Além disso, devem manter a mesma impedância da fonte e carga ao longo de sua banda de passagem (MAKIMOTO; YAMASHITA, 2001).

Por definição, a função de um filtro é transferir a potência de uma fonte para uma carga a partir de uma função de transferência que possui a frequência como sua variável. O comportamento em frequência de cada filtro caracteriza sua forma de operação particular. Idealmente, qualquer filtro permite a transmissão de um sinal ao longo de suas portas sem atenuação em uma dada faixa de frequência. Esta faixa de frequência é denominada banda de passagem. Fora

desta faixa, encontra-se a banda de rejeição do filtro, onde qualquer sinal aplicado à sua entrada será completamente atenuado.

Porém, a atenuação da potência fornecida pela fonte é uma característica inevitável em qualquer dispositivo passivo na prática. A relação entre a potência da fonte (P_{inc}) e a potência aplicada a carga (P_{carga}) é dada por

$$\frac{P_{carga}}{P_{inc}} = |S_{21}|^2, \tag{3.13}$$

A atenuação de potência ocorre por dois fatores, sendo eles a perda térmica do dispositivo e a perda por reflexão. Considerando dispositivos sem perdas, a parcela de perda térmica pode ser desconsiderada.

$$P_{inc} = P_r + P_{carga} \tag{3.14}$$

$$\frac{P_{inc}}{P_{inc}} = \frac{P_r + P_{carga}}{P_{inc}} = \frac{P_r}{P_{inc}} + \frac{P_{carga}}{P_{inc}} = 1, \tag{3.15}$$

sendo:

P_r a potência refletida pelo dispositivo.

A Equação (3.15) pode ser reescrita em função dos parâmetros da Matriz Espalhamento como

$$\frac{P_r}{P_{inc}} + \frac{P_{carga}}{P_{inc}} = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \tag{3.16}$$

A Equação (3.16) é importante pois torna explícito a influência da frequência, dada pelos parâmetros S_{11} e S_{21}, na caracterização dos filtros.

Filtro Passa-Baixa (LPF): No Filtro Passa-Baixa (*Low-Pass Filter*), a potência é transmitida pelo filtro dentro da faixa de frequência entre $0\,\text{Hz}$ e a frequência de corte (ω_c). Convencionalmente, a frequência de corte é definida como o frequência na qual a potência na porta de saída do dispositivo é igual à metade da potência da fonte, ou atenuada em $3\,\text{dB}$. Sendo assim, considerando um filtro sem perdas:

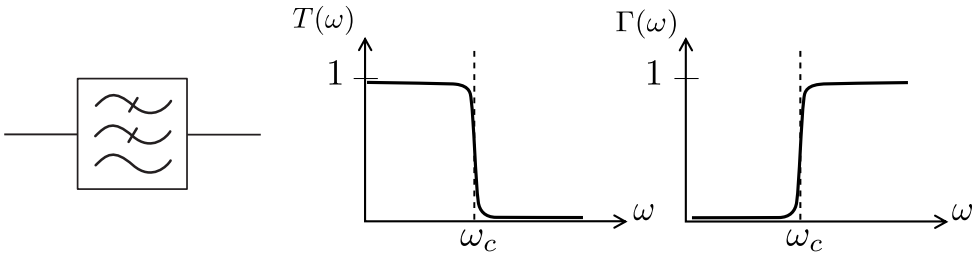
$$\omega_c \rightarrow |T(\omega = \omega_c)|^2 = 0,5 \therefore |\Gamma(\omega = \omega_c)|^2 = 0,5 \tag{3.17}$$

Para qualquer sinal com frequência acima de ω_c, a potência do sinal sofrerá considerável atenuação. Pode-se resumir a operação do filtro passa-baixa em termos de coeficiente de transmissão e reflexão, como apresentado nas equações a seguir. A Figura 3.5 apresenta o símbolo e curvas características deste filtro.

$$\omega < \omega_c \rightarrow T \approx 1,\ \Gamma \approx 0 \tag{3.18}$$

$$\omega > \omega_c \rightarrow T \approx 0,\ \Gamma \approx 1 \tag{3.19}$$

Figura 3.5 – Símbolo e comportamento do filtro Passa-Baixa



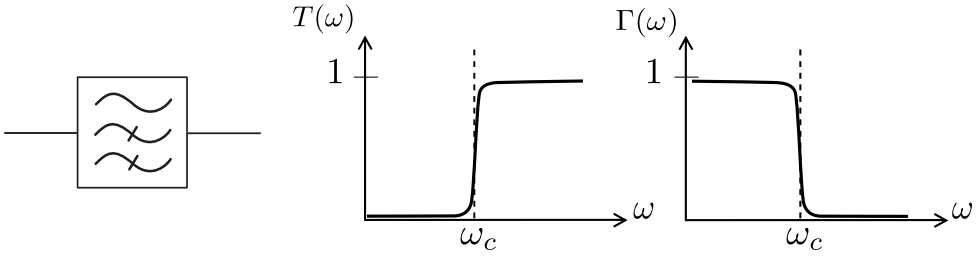
Fonte: (autoria própria).

Filtro Passa-Alta (HPF): O Filtro Passa-Alta (*High-Pass Filter*) apresenta comportamento complementar ao passa-baixa. Sinais em frequências acima de ω_c são majoritariamente transmitidos, enquanto que sinais abaixo de ω_c sofrem atenuação. O símbolo e as curvas características para este tipo de filtro são apresentadas na Figura 3.6.

$$\omega < \omega_c \rightarrow T \approx 0,\ \Gamma \approx 1 \tag{3.20}$$

$$\omega > \omega_c \rightarrow T \approx 1,\ \Gamma \approx 0 \tag{3.21}$$

Figura 3.6 – Símbolo e comportamento do filtro Passa-Alta



Fonte: (autoria própria).

Filtro Passa-Banda (BPF): O Filtro Passsa-Banda (*Band-Pass Filter*) apresenta algumas distinções comparado aos previamente apresentados. Pode-se dizer que o filtro passa-banda é na verdade uma combinação dos filtros passa-baixa e passa-alta. A faixa de frequência na qual há transmissão de sinal é denominada largura de banda do filtro ($\Delta\omega$) e encontra-se centrada em ω_o, denominado frequência central. As equações apresentadas a seguir contribuem para a definição destes conceitos e o comportamento do filtro em função dos coeficientes de transmissão

e reflexão. A Figura 3.7 apresenta o símbolo e as curvas características do filtro.

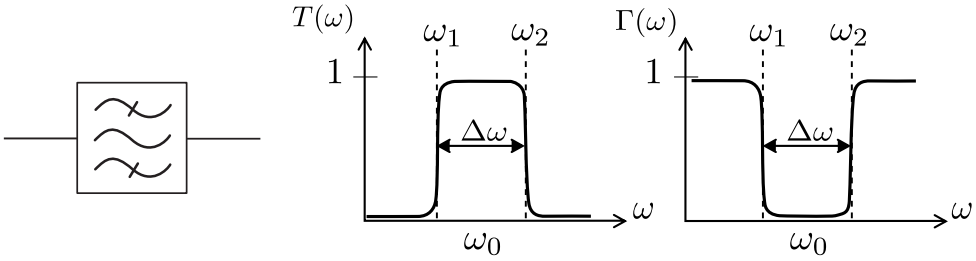
$$\Delta\omega = \omega_1 + \omega_2 \tag{3.22}$$

$$\omega < \omega_1 \rightarrow T \approx 0, \Gamma \approx 1 \tag{3.23}$$

$$\omega_1 < \omega < \omega_2 \rightarrow T \approx 1, \Gamma \approx 0 \tag{3.24}$$

$$\omega > \omega_2 \rightarrow T \approx 0, \Gamma \approx 1 \tag{3.25}$$

Figura 3.7 – Símbolo e comportamento do filtro Passa-Banda



Fonte: (autoria própria).

Filtro Rejeita-Faixa (BSF): A operação do Filtro Rejeita-Faixa (*Band-Stop Filter*) é complementar ao comportamento do filtro passa-banda. Sendo assim, o sinal sofre atenuação na faixa de frequências compreendida por $\Delta\omega$ e é transmitido para as demais frequências. O símbolo e as curvas características são apresentadas a seguir (Figura 3.8).

$$\omega < \omega_1 \rightarrow T \approx 1, \Gamma \approx 0 \tag{3.26}$$

$$\omega_1 < \omega < \omega_2 \rightarrow T \approx 0, \Gamma \approx 1 \tag{3.27}$$

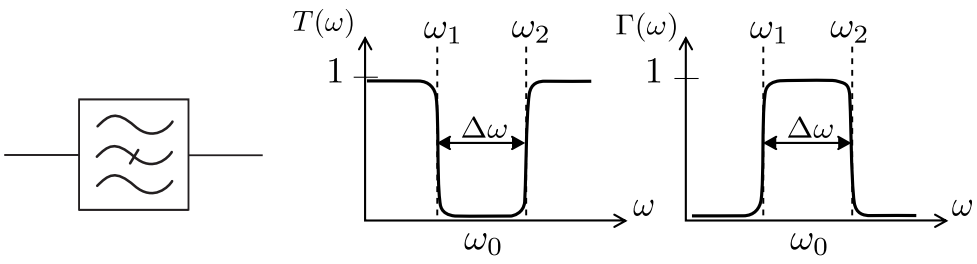
$$\omega > \omega_2 \rightarrow T \approx 1, \Gamma \approx 0 \tag{3.28}$$

Existem dois métodos empregados para projeto de filtro, sendo esses os Métodos do Parâmetro de Imagem e da Perda de Inserção (POZAR, 2005). Neste trabalho, o Método da Perda de Inserção foi adotado e será descrito a seguir.

Método da Perda de Inserção

O filtro ideal, previamente discutido, apresenta transmissão de potência entre suas portas sem atenuação ao longo da faixa de passagem e atenuação completa na banda de rejeição. Além disso, a fase do sinal não sofre alteração por conta da propagação ao longo da estrutura do filtro. Conforme apresentado na Equação (3.16), o comportamento do filtro ideal e sem perdas pode ser descrito por meio dos coeficientes de transmissão e reflexão.

Figura 3.8 – Símbolo e comportamento do filtro Rejeita-Banda



Fonte: (autoria própria).

Entretanto, um dispositivo prático não consegue atender nenhuma destas características por completo e de forma simultânea. Na prática, os filtros podem ser caracterizados a partir de sua perda de inserção (IL) ou da taxa de perda de potência (P_{LR}).

$$P_{LR} = \frac{P_{inc}}{P_{carga}} = \frac{P_{inc}}{P_{inc} - P_{inc} \cdot \frac{P_r}{P_{inc}}}, \tag{3.29}$$

$$P_{LR} = \frac{P_{inc}}{P_{inc}\left(1 - \frac{P_r}{P_{inc}}\right)} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} = \frac{1}{|T(\omega)|^2}, \tag{3.30}$$

$$IL(dB) = 10 \log P_{LR}. \tag{3.31}$$

O comportamento de filtros práticos pode ser descrito em função de polinômios finitos $M(\omega^2)$ e $N(\omega^2)$:

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)}. \tag{3.32}$$

Substituindo (3.32) em (3.31):

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)}. \tag{3.33}$$

A escolha destes polinômios determina o compromisso entre atenuação na faixa de passagem, faixa de rejeição e o comportamento da fase. Este trabalho cobrirá a teoria e o projeto de filtros passa-baixa, topologia Butterworth, empregando componentes SMD. Além disso, o projeto de um filtro passa-banda, do tipo Interdigital, utilizando elementos distribuídos também será apresentado. A teoria e projeto dos demais tipos de filtros podem ser consultados em (POZAR, 2005), (BOWICK; AJLUNI; BLYLER, 2011).

3.3.1.1 Filtro Butterworth

O filtro Butterworth, também chamado de binomial ou *Maximally Flat*, é uma das topologias mais convencionais para projeto de filtros. Como seu nome alternativo sugere, o filtro

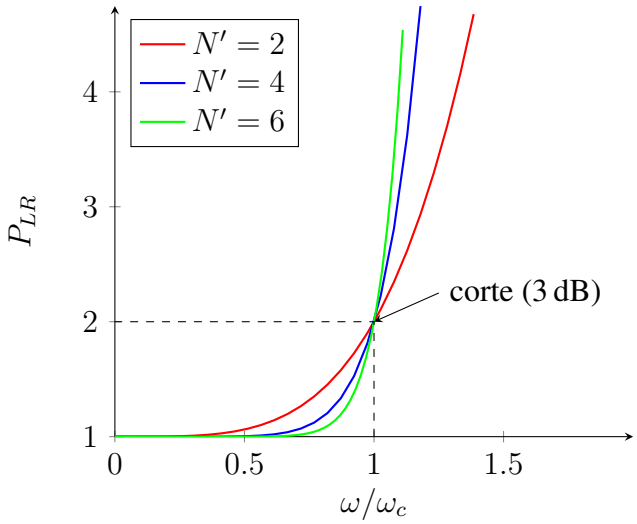
Butterworth idealmente produz uma atenuação linear ao longo da faixa de passagem. Com isso, o filtro Butterworth pode garantir baixas perdas na faixa de passagem para uma dada ordem de filtro (N'). A equação a seguir apresenta a taxa de dissipação de potência para um filtro Butterworth, dada por

$$P_{LR} = 1 + k\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N'}. \tag{3.34}$$

No limite da banda de passagem ($\omega/\omega_c = 1$), a atenuação de potência é convencionalmente adotada como $3\,\text{dB}$. Consequentemente, a constante k será adotada como 1. A Figura 3.9 apresenta a resposta matemática do filtro Butterworth.

$$IL(dB) = 10\log(P_{LR}) \xrightarrow{\omega/\omega_c=1,\, IL=3\,dB} k = 10^{\left(3/10\right)} - 1 \approx 1. \tag{3.35}$$

Figura 3.9 – Resposta matemática para o filtro Butterworth



Fonte: (autoria própria). A taxa de atenuação fora da banda passagem é diretamente proporcional a ordem do filtro.

O método mais convencional para o projeto de filtros é a partir das impedâncias e frequências normalizadas. O fato de usar estes termos normalizados simplifica e generaliza o processo para diferentes requisitos e tipos de filtros (passa-baixa, passa-alta, etc). Uma vez definidas as especificações do filtro, os termos são desnormalizados e, por fim, os componentes do circuito são calculados. Os valores normalizados dos componentes reativos que constituem o circuito do filtro são apresentados na Tabela 3.1, abrangendo filtros de primeira a décima ordem ($N' = 1 \ldots 10$). Filtros de ordem superiores não são usuais por acrescentarem perdas consideráveis ao sinal. Os termos g_k indicam os elementos reativos do circuito. Vale salientar que o número de componentes reativos define a ordem do filtro projetado.

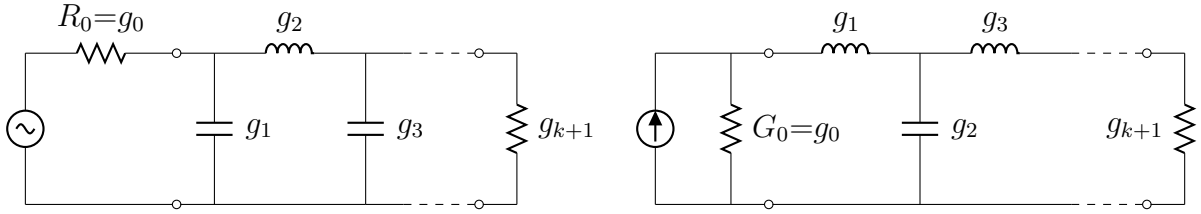
Tabela 3.1 – Valores normalizados dos componentes para o filtro Butterworth ($g_o = 1$, $\omega_c = 1$).

N'	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2,0000	1,0000									
2	1,4142	1,4142	1,0000								
3	1,0000	2,0000	1,0000	1,0000							
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1,0000						
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0000					
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	1,0000				
7	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450	1.0000			
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9615	1,9615	1,6629	1,1111	0,3902	1,0000		
9	0,3473	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,3473	1,0000	
10	0,3129	0,9080	1,4142	1,7820	1,9754	1,9754	1,7820	1,4142	0,9080	0,3129	1,0000

Fonte: (POZAR, 2001).

A implementação pode ser realizada por meio de dois circuitos, sendo que o primeiro elemento e sua forma de conexão definem o circuito a ser empregado. Apesar das diferenças, ambos os circuitos apresentam o mesmo comportamento em frequência. A Figura 3.10 apresenta as duas possibilidades de circuito para o filtro Butterworth.

Figura 3.10 – Circuitos para o filtro Butterworth



(a) (b)

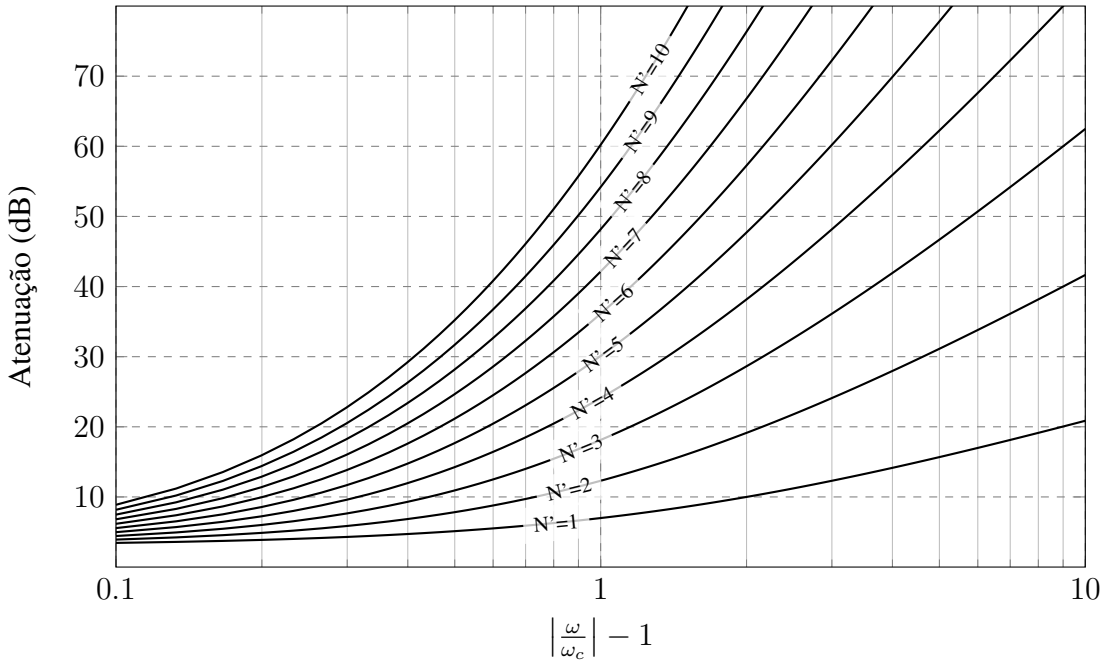
Fonte: (autoria própria). (a) circuito considerando o primeiro componente conectado em paralelo com a fonte, sendo g_0 e g_{k+1} as resistências de fonte e de carga; (b) circuito com o primeiro elemento em série com a fonte, considerando g_0 a condutância da fonte e g_{k+1} a condutância de carga. Para ambos os casos, g_k e g_{k+1} são valores normalizados e iguais a 1.

Conhecendo o procedimento de projeto, é necessário definir as características do filtro. Considerando o exemplo de um filtro passa-baixa Butterworth com frequência de corte em $22\,\text{MHz}$ e com atenuação mínima de $20\,\text{dB}$ em $32\,\text{MHz}$. Para o seu projeto, o primeiro passo é determinar a ordem do filtro, ou quantos elementos reativos serão necessários, para alcançar tal especificação de atenuação na banda de rejeição. Para isso, deve-se calcular o valor do eixo horizontal da Figura 3.11 e buscar atenuação respectiva. O valor do eixo horizontal evidencia valores normalizados de frequência acima da frequência de corte ($\omega \geq \omega_c$).

$$\left|\frac{\omega}{\omega_c}\right| - 1 = \frac{32}{22} - 1 = 0,454$$

Portanto, um filtro de ordem $N' \geq 6$ deve ser escolhido a fim de se atender à especificação do projeto. É recomendável escolher a menor ordem possível que atenda a especificação de

Figura 3.11 – Atenuação na faixa de rejeição para filtro Butterworth



Fonte: (Autoria própria).

atenuação com a finalidade de não comprometer a performance geral do dispositivo.

O próximo passo do projeto é calcular o valor dos componentes reativos a partir da Tabela 3.1. Para isso, é necessário escalonar os termos apresentados na tabela em relação à impedância e frequência de corte do projeto.

$$L_k = \frac{R_0\, g_k}{\omega_c}, \tag{3.36}$$

$$C_k = \frac{g_k}{R_0\, \omega_c}, \tag{3.37}$$

sendo R_0 a impedância característica do sistema entre fonte e carga a ser casada.

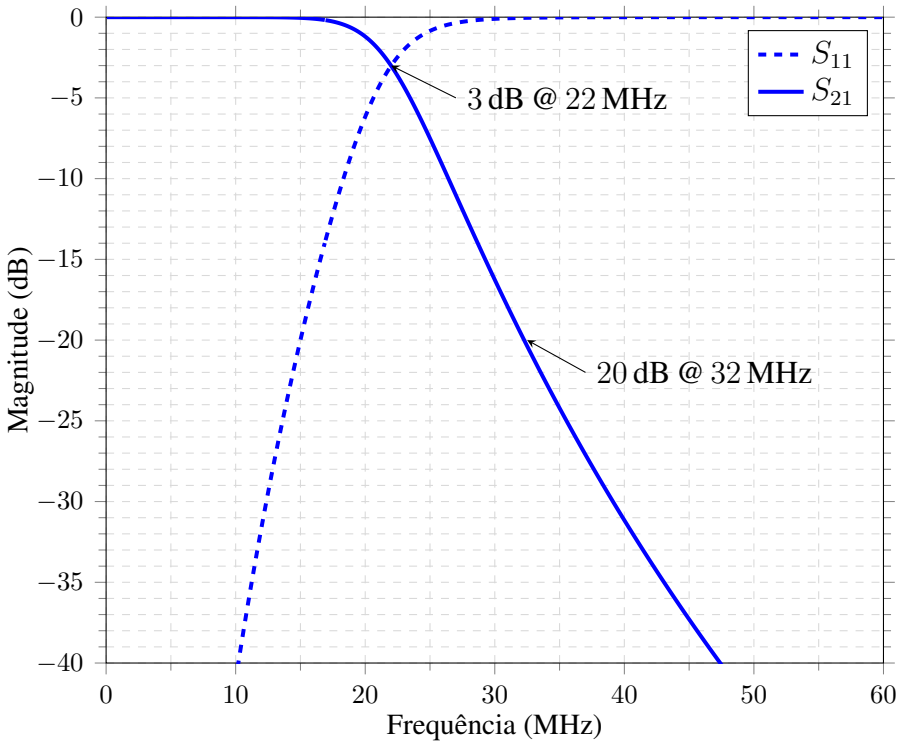
As Equações (3.37) e (3.36) serão empregadas a partir da escolha do circuito apresentado na Figura 3.10. Adotando-se um filtro de ordem $N = 6$, casado com $R_0 = 50\,\Omega$ e usando o

circuito apresentado na Figura 3.10(a), tem-se:

$$
\begin{aligned}
C_1 &= \frac{g_1}{R_0\,\omega_c} = 74,88\,\text{pF} \\
L_2 &= \frac{R_0\,g_2}{\omega_c} = 511,53\,\text{nH} \\
C_3 &= \frac{g_3}{R_0\,\omega_c} = 279,50\,\text{pF} \\
L_4 &= \frac{R_0\,g_4}{\omega_c} = 698,76\,\text{nH} \\
C_5 &= \frac{g_5}{R_0\,\omega_c} = 204,61\,\text{pF} \\
L_6 &= \frac{R_0\,g_6}{\omega_c} = 187,22\,\text{nH}
\end{aligned}
$$

O comportamento da potência entre as portas do filtro, referente ao coeficiente de transmissão (S_{21}), e a potência refletida, equivalente ao coeficiente de reflexão (S_{11}), são apresentados na Figura 3.12. A simulação do circuito foi realizada utilizando componentes ideais no software *Ansys Designer*.

Figura 3.12 – Comportamento simulado do filtro Butterworth de sexta ordem projetado

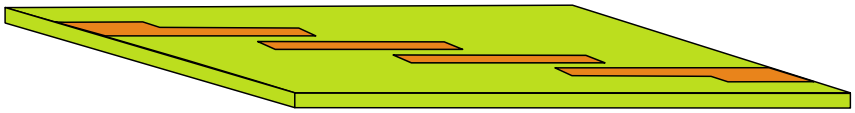


Fonte: (Autoria própria).

3.3.1.2 Filtro de Elementos Distribuídos

Os filtros de Elementos Distribuídos possuem o mesmo princípio de operação e a mesma aplicação de filtros empregando componentes condensados. A principal diferença entre ambos está no quesito estrutural. Este tipo de filtro é constituído por elementos reativos no formato de linhas de transmissão e tocos sobre um material dielétrico, constituindo uma estrutura de microfita. O projeto de filtros distribuídos abrange aplicações desde larguras de banda estreitas até bandas de passagem mais largas. A Figura 3.13 apresenta a estrutura de um filtro de elementos distribuídos genérico.

Figura 3.13 – Filtro de Linhas Paralelas Acopladas



Fonte: (Autoria própria).

A principal desvantagem desta topologia está relacionada ao tamanho físico, visto que o comprimento das linhas tem relação com a frequência central de operação do filtro, sendo que certas topologias de filtros distribuídos propiciam soluções mais compactas (SAYRE, 2015), (Hong, J-S; Lancaster, M.J, 2001), (MATTHAEI; YOUNG; JONES, 1980). As topologias mais consolidadas e implementadas em microfita são os filtros ressonantes de impedância degrau (SIR), filtros de linhas paralelas e filtros de terminações acopladas com meio comprimento de onda; e filtro *Hairpin* ou em U (SAGAWA; TAKAHASHI; MAKIMOTO, 1989).

A performance e custo também são parâmetros que definem a escolha por um filtro de elementos distribuídos, uma vez que laminados de micro-ondas com alta constante dielétrica relativa são aconselháveis para se obter melhor desempenho em projetos onde a inserção de perdas na banda de passagem e a atenuação na banda de rejeição são parâmetros restritivos no projeto. Além disso, o tipo de filtro a ser implementado - sendo LPF, BPF, HPF ou BSF - também restringe a topologia a ser definida.

Uma topologia consolidada para implementação de filtros passa-banda é o Filtro Interdigital. Levando em conta suas características, este trabalho apresenta a teoria básica envolvida e sua rotina de projeto.

3.3.1.2.1 Filtro Interdigital

O filtro interdigital é constituído por uma rede de linhas ressonantes de impedância uniforme (UIR) em antiparalelo, já que apenas uma das extremidades de cada linha é aterrada de forma alternada. A interação, ou acoplamento, entre as linhas é fundamentalmente determinada pelos espaçamentos entre os elementos ressonantes. As entradas e saídas do filtro são compostas por *taps*, que nada mais são do que linhas com comportamento indutivo. Os *taps* de entrada e saída possuem Z_0 casado com a fonte e a carga do filtro para evitar reflexões.

Os elementos ressonantes do filtro interdigital apresentam comprimento igual a um quarto do comprimento de onda guiado ($\lambda_g/4$) na frequência central da banda de passagem. Este aspecto, como para as demais topologias, é um fator determinante para a aplicação deste filtro, visto que para baixas frequências as linhas podem ficar demasiadamente longas. Além disso, o número de linhas ressonantes corresponde à ordem do filtro implementado. Logo, quanto maior a ordem necessária para atender as especificações de projeto, maiores as dimensões totais deste filtro.

Portanto, torna-se necessária uma ponderação entre desempenho e tamanho para a implementação do filtro interdigital, bem como dos demais filtros de elementos distribuídos (MAKIMOTO; YAMASHITA, 2001). A Figura 3.14 apresenta a estrutura do filtro interdigital com as dimensões a serem determinadas no projeto do filtro, as quais regem o seu comportamento de forma geral.

As equações para projeto da estrutura do filtro interdigital são apresentadas a seguir (Hong, J-S; Lancaster, M.J, 2001).

$$\theta = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{FBW}{2}\right), \tag{3.38}$$

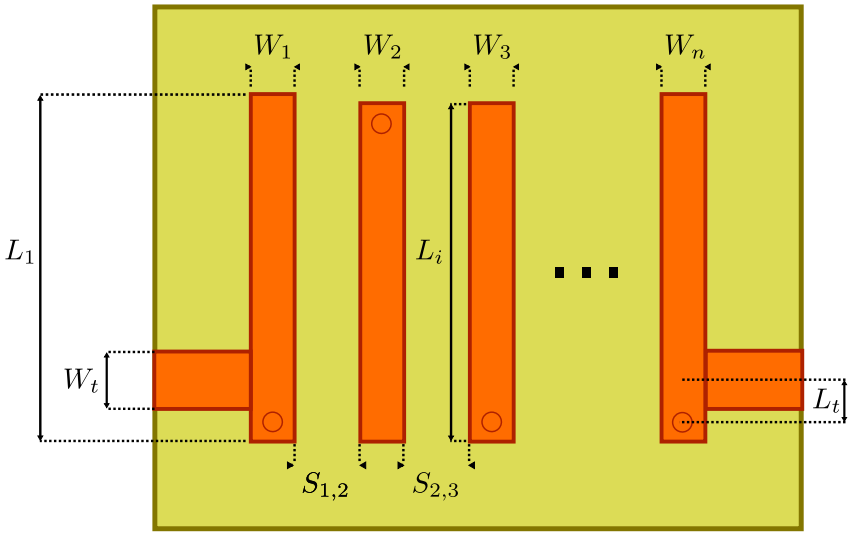
$$Y_t = Y_1 - \frac{Y_{1,2}^2}{Y_1},\ Y = \frac{Y_1}{\tan\theta}, \tag{3.39}$$

$$J_{i,i+1} = \frac{Y}{\sqrt{g_i g_{(i+1)}}} \quad i = 1 \cdots n-1, \tag{3.40}$$

$$Y_{i,i+1} = J_{i,i+1}\sin\theta \quad i = 1 \cdots n-1, \tag{3.41}$$

$$\theta_{tap} = \frac{\sin^{-1}\left(\sqrt{\dfrac{Y\sin^2\theta}{Y_0 g_0 g_1}}\right)}{1 - \dfrac{FBW}{2}}, \tag{3.42}$$

Figura 3.14 – Estrutura do filtro interdigital



Fonte: (Autoria própria).

$$C_{tap} = \frac{\cos\theta_t \sin^3\theta_t}{\omega_0 Y_t \left(\frac{1}{Y_0^2} + \frac{\cos^2\theta_t \sin^2\theta_t}{Y_t^2}\right)}. \tag{3.43}$$

O projeto do filtro é flexível quanto ao polígono a ser aplicado na implementação, visto que as equações levam em consideração os coeficientes normalizados, como os apresentados na Tabela 3.1 para o filtro Butterworth.

O termo FBW indica a fração da banda de passagem para o filtro em relação à frequência central do projeto. Os termos g_i referem-se aos coeficientes normalizados para cálculo dos elementos reativos de diferentes polinômios (Binomial, Chebyshev, Elíptico, etc.). Os termos Y_i, $Y_{i,j}$ e Y_t representam as admitâncias próprias, mútuas e dos *taps*, respectivamente. A admitância Y_t deve ser definida tal que seja igual à admitância característica (Y_0) de entrada e saída do filtro. Por fim, C_{tap} é relativo às capacitâncias de entrada e saída dos *taps* do filtro.

A sequência do projeto é dada pelo cálculo das impedâncias características mútuas das linhas ressonantes, nos modos par (Z_{0e}) e ímpar (Z_{0o}), a partir dos valores de admitância própria e mútua calculadas previamente.

$$Z_{0e1,2} = \frac{1}{Y_1 - Y_{1,2}}, \quad Z_{0o1,2} = \frac{1}{Y_1 + Y_{1,2}}, \tag{3.44}$$

$$Z_{0ei,i+1} = \frac{1}{2Y_1 - 1/Z_{0ei-1,i} - Y_{i,i+1} - Y_{i-1,i}} \quad i = 2 \cdots n-2, \tag{3.45}$$

$$Z_{0oi,i+1} = \frac{1}{2Y_{i,i+1} + 1/Z_{0ei,i+1}} \quad i = 2 \cdots n-2, \tag{3.46}$$

$$Z_{0en-1,n} = \frac{1}{Y_1 - Y_{n-1,n}}, \quad Z_{0on-1,n} = \frac{1}{Y_1 + Y_{n-1,n}}. \tag{3.47}$$

A partir dos valores de impedâncias características mútuas calculadas nos modos pares e ímpares é possível obter-se a largura estimada das linhas, em pares. Uma estimativa inicial das larguras das linhas pode ser tomada como ponto partida do projeto a partir da modelagem estática de linhas de microfita acopladas (KIRSCHNING; JANSEN, 1984), (KIRSCHNING; JANSEN, 1985).

Os comprimentos das linhas ressonantes de $\lambda/4$ para a entrada e saída são dadas por

$$L_1 = L_n = \lambda_{g0i}/4 - \Delta L_i + \Delta Lc, \tag{3.48}$$

em que $\lambda_{g0i}/4$ representa o comprimento de onda guiado para a linha i, ΔL_i a redução no tamanho da linha de microfita para o caso de terminação não aterradas (Hong, J-S; Lancaster, M.J, 2001) e ΔL_c o acréscimo necessário para carregar a capacitância acrescida pelo *tap*.

$$\lambda_{0i} = \lambda_0(\sqrt{\varepsilon^e_{effi}\,\varepsilon^o_{effi}})^{-1/2}, \tag{3.49}$$

$$\Delta L_c = \frac{\lambda_{g01}}{2\pi}\arctan\left(\frac{2\pi f_0 C_t}{Y_1}\right) \tag{3.50}$$

sendo λ_0 o comprimento de onda no espaço livre. As demais linhas não consideram o acréscimo para carga da capacitância de entrada, logo

$$L_2 \cdots L_{n-1} = \lambda_{g0i}/4 - \Delta L_i \tag{3.51}$$

Por fim, a distância entre o ponto de aterramento da linha ressonante das extremidades e o ponto de conexão com as entradas e saídas é dada por

$$L_t = \frac{\theta_t}{2\pi}\lambda_{g01}. \tag{3.52}$$

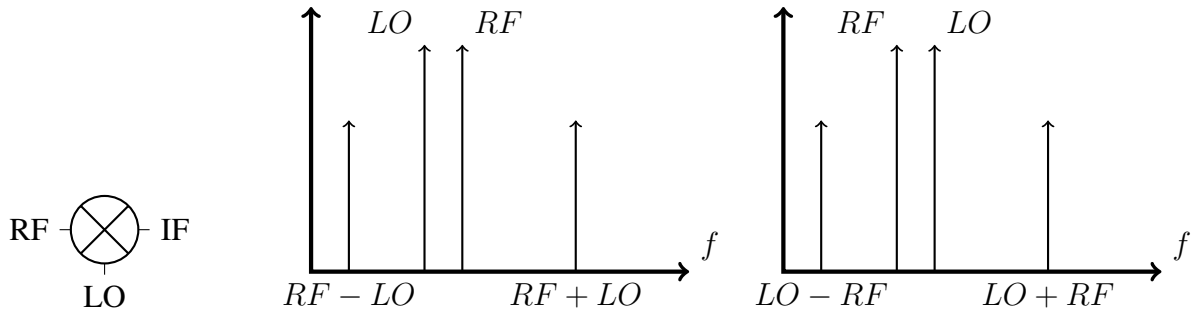
A rotina de projeto e a aplicação das equações para dimensionamento da estrutura do Filtro Interdigital serão apresentadas no Capítulo 5.

3.3.2 Mixer

Os misturadores, ou mixers, são dispositivos de 3 portas responsáveis por desempenhar a translação em frequência em circuitos transmissores e receptores. A translação realizada pelo mixer em transmissores ocorre no sentido de elevar a frequência (*up-convertion*) do sinal em banda-base até a frequência da portadora a ser transmitida pelas antenas. Essa translação pode ser realizada em um ou mais estágios.

Para aplicação em receptores, a operação do mixer ocorre na lógica inversa. O sinal captado em banda-passante pela antena, ou rede de antenas, é transladado até a banda-base (*down-convertion*). Considerando o cenário de aplicação em um receptor, as considerações apresentadas neste trabalho sobre a caracterização de um mixer são dadas levando em conta a sua operação no modo *down-convertion*. A Figura 6.15 apresenta a simbologia do dispositivo e as diferentes possibilidades da sua operação no modo *down-convertion*.

Figura 3.15 – Mixer no modo *down-convertion*



(a) (b) (c)

Fonte: (Autoria própria). (a) Simbologia. (b) Modo *down-convertion* com $LO < RF$. (b) Modo *down-convertion* com $LO > RF$.

A porta RF recebe o sinal de alta frequência a ser transladado proveniente de um estágio de amplificação ou de filtragem. A porta LO é a entrada do sinal a ser misturado com a frequência de portadora. Esta frequência no cenário de *down-convertion* é igual ou um pouco inferior à do sinal RF. Por fim, na porta IF encontra-se o produto dos sinais RF e LO. Este sinal pode estar em frequência intermediária, para os casos onde o processo de *down-convertion* é dado em mais de uma etapa, ou já na frequência de banda-base da aplicação.

Como apresentado nas Figuras 3.15(b) e 3.15(c), o resultado da mistura produz a soma e diferença de frequências entre RF e LO. As equações a seguir evidenciam o surgimento dos diferentes produtos dessa mistura.

$$v_{RF}(t) = \cos 2\pi f_{RF} t, \tag{3.53}$$

$$v_{IF}(t) = K v_{RF}(t) v_{LO}(t) = K \cos 2\pi (f_{RF}\, t) \cos 2\pi (f_{LO}\, t), \tag{3.54}$$

$$= \frac{K}{2} \left[\cos 2\pi (f_{RF} - f_{LO}) t + \cos 2\pi (f_{RF} + f_{LO}) t\right], \tag{3.55}$$

sendo K a constante de atenuação. Logo, percebe-se no resultado do produto os termos $f_{RF} - f_{LO}$ e $f_{RF} + f_{LO}$. No modo de *down-convertion*, a parte referente à subtração é o resultado de interesse. Desta forma, evidencia-se a necessidade de prever um estágio de filtragem (passa-

baixa) sempre na sequência de um estágio de mixer em aplicações de *down-convertion*, com o objetivo de selecionar a frequência de interesse.

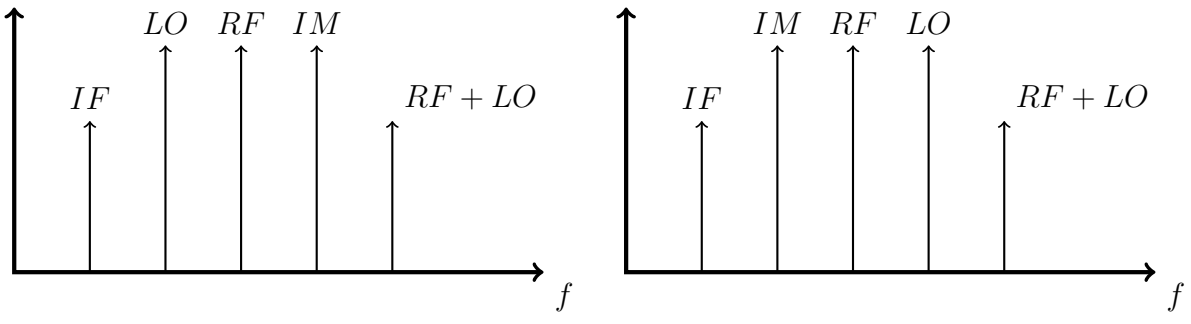
Outra característica a ser salientada é a existência da Frequência Imagem (IM), apresentada na Figura 3.16. Para uma dada frequência RF, existem duas frequências diferentes de LO capazes de, ao se misturarem com RF, produzirem a mesma componente IF. As equações a seguir apresentam essas condições.

$$IF = RF - LO \quad \Leftrightarrow \quad IF = IM - RF, \quad LO < RF, \tag{3.56}$$

$$IF = LO - RF \quad \Leftrightarrow \quad IF = RF - IM, \quad LO > RF. \tag{3.57}$$

A presença da frequência de imagem deve ser sempre levada em conta. Caso a frequência de imagem faça parte da banda de sinal de RF, qualquer componente presente nesta frequência será misturada com RF. Uma vez misturado, o sinal convertido recairá na mesma frequência IF e impossibilitará sua distinção do produto da mistura entre RF e LO. Para se evitar possíveis interferências, deve-se definir com certo critério a frequência LO a ser aplicada e prever estágios de filtragem que possam atenuar qualquer sinal que recaia na IM.

Figura 3.16 – Frequência Imagem no modo *down-convertion*



(a) (b)

Fonte: (Autoria própria).

A escolha do mixer a ser empregado ou projetado para aplicação em receptor deve considerar as faixas de frequência previstas para cada porta, a perda de conversão (equivalente à IL), ganho de conversão (para mixers ativos) e o nível de isolação entre as portas RF-LO para evitar acoplamentos destes sinais, o que pode gerar interferências na forma de uma componente contínua (RAZAVI, 2011).

3.3.3 Amplificadores

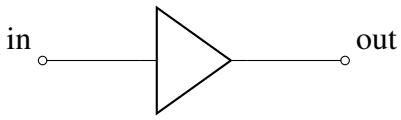
De forma geral, circuitos transmissores e receptores operam com níveis de potência bem reduzidos. Esse cenário é mais grave em receptores, onde o sinal captado pelas antenas chega misturado a ruídos provenientes do canal de comunicação e juntamente com ruído de origem térmica da própria antena.

Os estágios de amplificação possuem um papel de grande importância ao buscar elevar a potência do sinal de interesse ao longo do canal do receptor. Entretanto, sabendo das características reais de qualquer dispositivo, a inserção de ruído adicional por parte dos estágios de amplificação é inevitável.

Nesse contexto, o LNA nada mais é do que um amplificador projetado e construído para que se garanta ganhos ao sinal ao mesmo tempo que o nível de ruído acrescentado pelo dispositivo seja significativamente baixo, a ponto de não degradar mais a razão sinal-ruído de entrada (BOWICK; AJLUNI; BLYLER, 2011).

Os demais possíveis amplificadores presentes no *front-end* de um receptor tem como prioridade proporcionar maior ganho ao sinal, sem uma restrição tão forte na questão de ruído adicionado. A Figura 3.17 apresenta a simbologia genérica para um amplificador.

Figura 3.17 – Simbologia para um amplificador/ LNA



Fonte: (Autoria própria).

Como destacado ao longo da análise de Figura de Ruído em um canal, sabe-se que os primeiros estágios de um receptor devem ser compostos por dispositivos que apresentem baixa figura de ruído, preferencialmente. Logo, os amplificadores de baixo ruído serão os componentes que estarão no primeiro ou segundo estágio de qualquer *front-end* de um receptor, mesmo tendo ganhos não tão elevados se comparados com os demais estágios de amplificação (amplificadores de IF).

A escolha ou projeto de um amplificador tem como parâmetros de caracterização o ganho, a banda de operação, a figura de ruído, o OP_{1dB} e sua característica em termos de linearidade.

4 ANTENAS DE MICROFITA

4.1 Conceitos Gerais

As antenas de microfita surgiram por volta da década de 50, porém encontraram aplicações práticas apenas a partir da década de 70, em função do desenvolvimento de novos materiais com baixas perdas na faixa de micro-ondas. Originalmente, tais antenas foram empregadas em aplicações restritas ao âmbito espacial. Em pouco tempo, as antenas de microfita se tornaram largamente difundidas, graças a sua versatilidade em termos de peso, tamanho e baixo perfil - proporcionando reduzido arrasto aerodinâmico (BALANIS, 1997). Sendo assim, as antenas de microfita podem ser facilmente instaladas em aviões militares e civis, veículos espaciais, satélites, armamentos bélicos e automóveis. Atualmente, sua aplicação é também atrativa economicamente em diversas áreas.

Soma-se a essas características a possibilidade de projeto em uma vasta faixa de frequências, com diferentes opções de polarização e diagrama de irradiação. Outra vantagem a ser salientada é a fácil composição de redes de antenas, proporcionando soluções compactas (IRTEZA et al., 2015). Entretanto, alguns aspectos como banda de operação relativamente estreita, eficiência de irradiação moderada e limitação em termos de potência podem fazer com que a opção por antenas de microfita não seja a escolha mais adequada em algumas implementações.

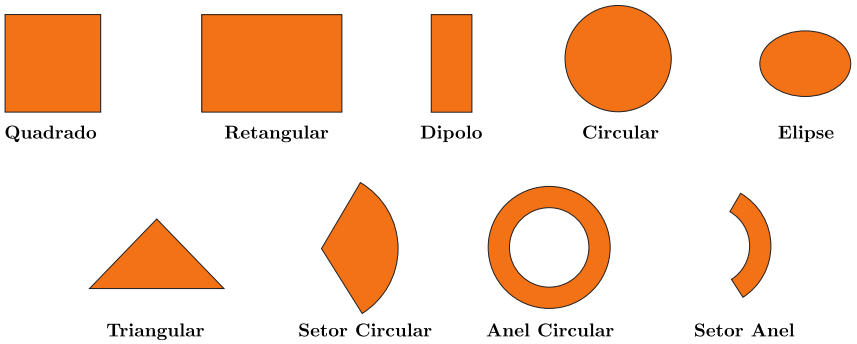
A estrutura de uma antena de microfita é a mesma apresentada previamente para linhas de transmissão no Capítulo 2. O *patch* irradiador pode ser projetado em diversos formatos, como apresentado na Figura 4.1. O formato tem influência direta na distribuição de corrente superficial e, consequentemente, nas características de operação do elemento. Os formatos mais comumente empregados são o quadrado, retangular e circular pelo fato de suas modelagens serem mais simplificadas e consolidadas.

Contudo, um formato em específico passou a ser satisfatoriamente empregado na otimização da largura de banda de operação de antenas de microfita (YANG et al., 2001). A antena de microfita com *patch* em formato E é apresentada a seguir.

4.2 *Patch* E

O *patch* E apresenta duas fendas paralelas, aspecto que sugere o seu nome, e possui 3 parâmetros principais que possibilitam a otimização de suas características, como sua largura

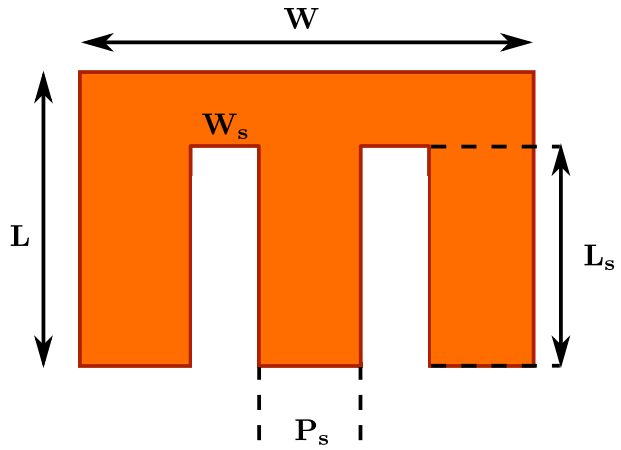
Figura 4.1 – Formatos canônicos de *patches* mais comumente utilizados para projeto de antenas de microfita



Fonte: (BALANIS, 1997).

de banda de operação. Estes parâmetros são o comprimento da fenda (L_s), a largura da fenda (W_s) e a posição das fendas (P_s) em relação ao ponto de alimentação do *patch*. A Figura 4.2 detalha estas características.

Figura 4.2 – Geometria do *patch* E

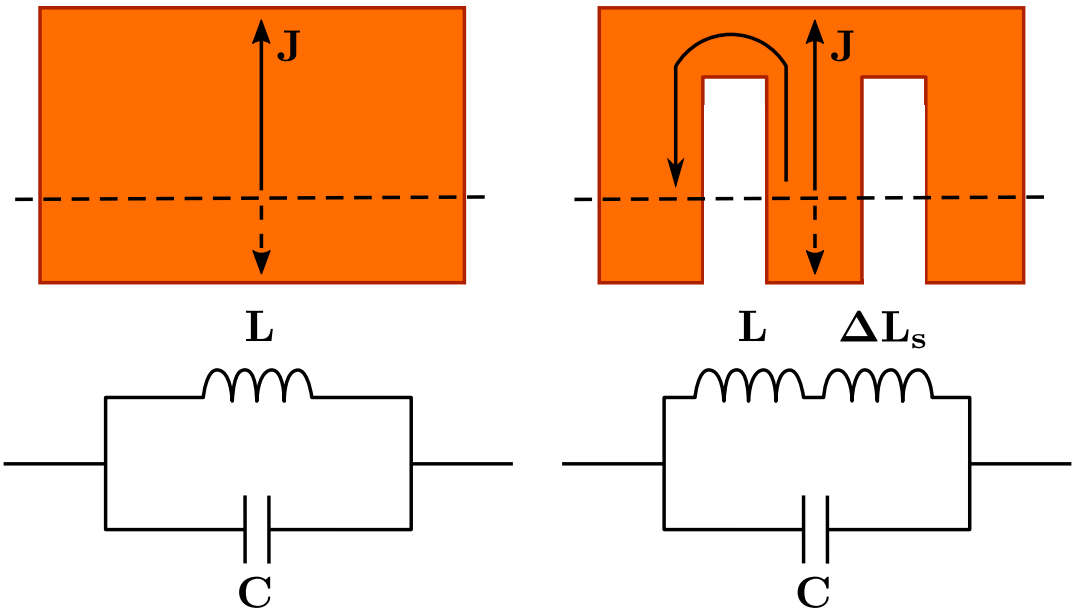


Fonte: (Autoria própria).

As fendas adicionadas ao *patch* fazem com que o fluxo de corrente superficial seja modificado em comparação a uma geometria convencional. O irradiador retangular é modelado como um circuito LC ressonante, onde as correntes propagam-se em direção à parte inferior e superior do *patch*. Entretanto, este modelo é alterado ao se adicionar as fendas paralelas a geometria. A alteração ocorre nas ressonâncias resultantes da estrutura. Na parte central da estrutura, a ressonância é a mesma obtida para o caso retangular, sendo a dimensão L o principal fator determinante. Porém, este comportamento é modificado com a introdução das fendas.

As correntes que se propagam em direção às extremidades realizam um trajeto que contorna os cortes. Consequentemente, a distância percorrida pela corrente se torna maior, sendo este acréscimo modelado como uma indutância ΔLs em série com L. Com isso, um segundo modo ressonante passa a existir em uma frequência menor comparada à região central do *patch*. A Figura 4.3 ilustra o comportamento da corrente superficial nos *patches* retangulares e com formato em E.

Figura 4.3 – Comparativo entre *patch* retangular e com formato E



(a) (b)

Fonte: (Autoria própria). (a) A frequência de ressonância do *patch* retangular é dada pelo circuito equivalente, referente às dimensões da parte central do *patch*. (b) O *patch* E possui duas frequências de ressonância: uma referente a parte central, da mesma forma que no *patch* retangular; e a segunda sendo resultante do comportamento da distribuição de corrente nas extremidades do *patch*, modelada pelo circuito com acréscimo de ΔL_s.

A antena, que anteriormente apresentava apenas uma, agora passa a ter duas frequências de ressonância. A frequência mais alta é predominantemente determinada pelas dimensões da parte central do *patch*, enquanto que a frequência mais baixa é resultante da combinação dos efeitos dos três parâmetros de otimização: comprimento, largura e posição das fendas. Através do ajuste destes parâmetros, as duas frequências de ressonância podem ser posicionadas a ponto de possibilitar que a antena passe a operar em uma maior banda de operação em comparação a um irradiador retangular (YANG et al., 2001).

Cada parâmetro da fenda possui influência em determinado aspecto de otimização da banda de operação. O comprimento da fenda apresenta influência direta na frequência mais baixa de ressonância. Quanto maior o comprimento da fenda, mais baixa será frequência res-

sonante equivalente. Caso o comprimento da fenda seja muito pequeno, a segunda ressonância praticamente deixará de existir.

A posição das fendas em relação ao ponto de alimentação do *patch* tem efeito determinante no casamento de impedância da antena. O correto posicionamento permitirá que as perdas por reflexão (S_{11}) sejam mantidas abaixo de um nível aceitável ao longo da banda de operação do elemento. À medida que se aumenta a distância entre as fendas, melhora-se o casamento ao longo de toda a banda. Entretanto, esta distância não pode ser extrapolada. A partir de uma determinada distância, as perdas por reflexão na banda intermediária alcançarão níveis indesejáveis e, assim, a antena passa a ter características dupla-faixa.

A largura das fendas também exercerá efeitos no casamento da antena, contribuindo para o ajuste de S_{11}. A efetiva aplicação do modelo apresentado já foi verificado em (YANG et al., 2001). O modelo desenvolvido em (SCHLOSSER, 2014) servirá como base para a rede de antenas apresentada neste trabalho.

4.3 Rede de Antenas

Na maioria dos casos, elementos irradiadores simples possuem características como ganho relativamente baixo e diagramas de irradiação pouco diretivos, que não contemplam os requisitos de certas aplicações. Uma forma direta para se obter maior diretividade é obtida ao se aumentar a área efetiva de uma antena. Entretanto, esta solução não é viável para a maioria das aplicações, seja pelas dimensões do irradiador ou por conta do peso de sua estrutura.

Uma solução para que se obtenha o efeito equivalente ao de aumentar a estrutura do irradiador é possível ao agrupar múltiplos elementos. Convencionalmente, define-se essa estrutura como uma rede de antenas. Por questão de praticidade e simplificação do projeto, as redes são constituídas de elementos idênticos, tais como dipolos, antenas refletoras, microfitas, etc.

O campo elétrico resultante da rede será dado pela soma vetorial do campo elétrico irradiado por cada elemento. Caso os campos se relacionem de forma construtiva em determinada direção, uma maior diretividade resultante será obtida. Da mesma forma, a diretividade será mínima ou nula em direções onde os campos se relacionarem de forma destrutiva.

Para o controle da interação destes campos, cinco parâmetros, físicos e elétricos, são combinados e otimizados (BALANIS, 1997):

- a *geometria da rede*, na qual os elementos estarão dispostos. Este fator depende exclusivamente das necessidades e limitações de cada projeto. As redes podem ser lineares ou

planares - em formato quadrado, retangular, circular, etc;

- a *distância entre elementos*, visto que este parâmetro influencia diretamente na área efetiva da rede. A rede terá, teoricamente, a diretividade equivalente a um elemento simples caso a distância entre as antenas tenda a zero. Porém, a relação de distância entre elementos e área efetiva não é sempre vantajosa. Efeitos indesejáveis, como *grating lobes*, serão observados caso a distância entre os elementos seja extrapolada. O efeito de *grating lobes* é geralmente observado quando a distância entre elementos é $d \geq \lambda$;

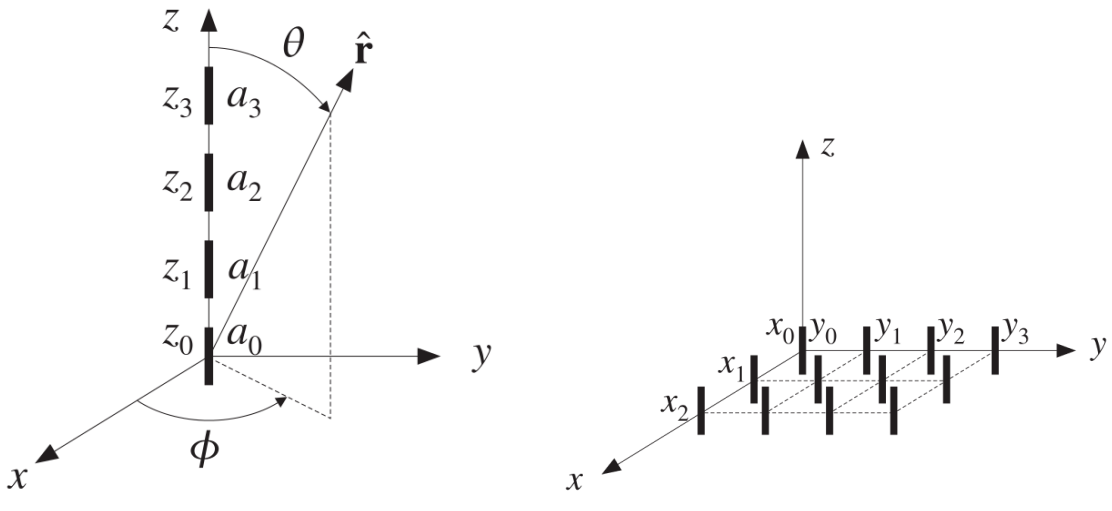
- a *amplitude das correntes* de excitação de cada elemento da rede, parâmetro importante para o controle do nível dos lóbulos secundários.

- a *fase da corrente* de excitação de cada elemento, parâmetro que possibilita controlar o apontamento do lóbulo principal na direção desejada e

- o *diagrama de irradiação do elemento* que compõe a rede de antena.

Como mencionado, a rede pode apresentar geometria linear, com elementos ao longo dos eixos $\hat{x}$, $\hat{y}$ ou $\hat{z}$, ou planar, contemplando os planos xy, yz ou xz. Pelo fato de a rede apresentada neste trabalho ser linear, apenas o equacionamento referente a esta abordagem será apresentado.

Figura 4.4 – Rede de Antenas: Geometria Linear e Planar



(a) (b)

Fonte: (ORFANIDIS, 2008). (a) Rede linear ao longo do eixo $\hat{z}$ e (b) Rede planar ao longo do *xy*.

Por definição, o campo irradiado pela rede de antenas é o somatório vetorial dos campos irradiados por cada elemento e é matematicamente dado por (BALANIS, 1997)

$$\vec{E_T} = \vec{E_1} + \vec{E_2} + \vec{E_3} + \ldots + \vec{E_n}. \tag{4.1}$$

A fim de generalizar a Equação (4.1), considera-se uma rede de N_a antenas ao longo do eixo $\hat{z}$, composto por elementos isotrópicos e uniformemente excitados. O campo equivalente da rede será dado por

$$\vec{E_T} = 1 + 1e^{j(k_o d\cos\theta+\beta)} + 1e^{j2(k_o d\cos\theta+\beta)} + \ldots + 1e^{j(N-1)(k_o d\cos\theta+\beta)}, \tag{4.2}$$

$$\vec{E_T} = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)(k_o d\cos\theta+\beta)}, \tag{4.3}$$

sendo k_o a constante de propagação no espaço-livre, d a distância entre elementos e β a defasagem progressiva, dada por

$$\beta = -k_o d\cos\theta_{max} \quad (\text{radianos}), \tag{4.4}$$

onde θ_{max} corresponde ao ângulo de apontamento do lóbulo principal medido a partir do eixo z.

A Equação (4.3) introduz a importante definição de Fator de Rede (AF), o qual pode ser representada por

$$AF = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)\psi}, \quad \psi = kd\cos\theta + \beta. \tag{4.5}$$

De forma simplificada, o fator de rede pode ser definido como o fator multiplicativo que carrega as características espaciais de uma rede de elementos. Logo, o campo irradiado total por uma rede pode ser equacionado como (BALANIS, 1997)

$$\vec{E_T} = [\vec{E_0}]\,\mathrm{X}\,[AF], \tag{4.6}$$

sendo $\vec{E_0}$ o campo elétrico irradiado por um elemento isolado, geralmente na origem do eixo de coordenadas espaciais. Para redes de antenas com orientações ao longo dos eixos $\hat{x}$ e $\hat{y}$, o termo ψ presente na Equação (4.5) sofre as seguintes alterações.

$$\psi_x = kd\sin\theta\cos\phi + \beta, \tag{4.7}$$

$$\psi_y = kd\sin\theta\sin\phi + \beta. \tag{4.8}$$

Vale salientar que a definição de campo resultante de uma rede de antenas, dada pela Equação (4.1), é igualmente válida para casos em que as antenas não possuam excitação uniforme. De forma similar, o campo elétrico resultante será dado por

$$\vec{E}_T = \sum_{n=1}^{N_a} a_n \vec{E}_n e^{j\psi}, \tag{4.9}$$

sendo a_n o coeficiente de excitação da n-ésima antena.

O conceito de rede de antenas abordado até este ponto do trabalho será aplicado na seção a seguir, a qual trata da conformação do diagrama de irradiação resultante de uma rede qualquer.

4.4 Métodos de Otimização para Síntese de Diagramas de Irradiação

Diferentes métodos de otimização são empregados na síntese de diagramas de irradiação. Aspectos como direção de apontamento do lóbulo principal de irradiação, controle do nível dos lóbulos secundários (SLL) e direção de nulos são características passíveis de otimização. A otimização destes parâmetros possibilita que o diagrama de irradiação de uma rede de antenas atenda as demandas de cada aplicação.

Alguns dos métodos clássicos consolidados na bibliografia são o de Dolph-Chebyshev, o método da Transformada de Fourier e o método de Woodward-Lawson (KEIZER, 2007),(DURR; TRASTOY; ARES, 2000). Todas essas otimizações são baseadas em soluções analíticas ou semi-analíticas e requerem relativo baixo custo computacional. Entretanto, são métodos que se aplicam ao fator de rede e, por isso, não levam em consideração o efeito de acoplamento mútuo entre os elementos na rede. Por essa razão, as soluções sintetizadas por esses métodos podem gerar algumas imprecisões nos resultados práticos.

A partir dos avanços computacionais das últimas décadas, algoritmos de otimização passaram a ser soluções interessantes para este tipo de aplicação e se tornaram cada vez mais difundidos, sendo que as implementações de algoritmo genético (GA) e programação quadrática sequencial (SQP) apresentam diversas aplicações na área de antenas e eletromagnetismo aplicado (RAHMAT-SAMII; ANGELES, 1994), (SCHLOSSER et al., 2016).

Entretanto, a implementação destes algoritmos requer maior consumo computacional por se tratarem de métodos iterativos e, algumas vezes, suas implementações podem apresentar um certo nível de complexidade. Sendo assim, sua implementação em microcontroladores e FPGAs se torna inviável em alguns casos.

Outro algoritmo de otimização iterativo, também baseado em uma população de possí-

veis soluções e com aplicação alternativa ao algoritmo genético, é o método de Otimização por Enxame de Partículas (PSO) (KENNEDY; EBERHART, 1995). O PSO possui complexidade reduzida, visto que envolve operações básicas como soma e subtração. Além disso, o método possui implementação simplificada, já que cada iteração depende de três equações e algumas operações comparativas. Logo, este método despertou o interesse de sua aplicação em trabalhos que envolvem os conceitos de síntese de diagramas de irradiação (*Bemforming*) e apontamento de feixe (*Beamsteering*) (RAM et al., 2014), (GOSHI; WANG; ITOH, 2004). A seção a seguir apresenta a lógica utilizada na concepção da ideia do algoritmo e descreve o fluxo de etapas realizadas a cada iteração.

4.4.1 Otimização por Enxame de Partículas (PSO)

O PSO é uma avançada ferramenta computacional de otimização iterativa baseada no movimento ordenado de um enxame de partículas. Este movimento ordenado pode ser compreendido através de uma analogia com um enxame de abelhas (ROBINSON; RAHMAT-SAMII, 2004).

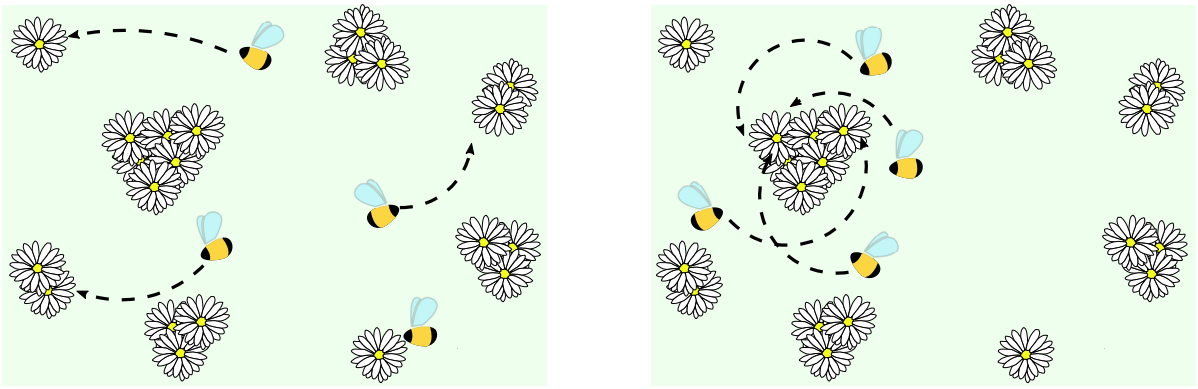
Imagina-se um enxame de abelhas voando em um campo em busca do pólen das flores, presentes em grande quantidade na área. O enxame tem como objetivo encontrar o local com a maior concentração de flores. Entretanto, o enxame não possui conhecimento prévio do espaço de busca e, por isso, deverá realizar um movimento exploratório ao longo de toda extensão do campo. Logo, o enxame se espalha de maneira aleatória pela extensão do campo para iniciar a exploração da área.

Ao longo da varredura, cada abelha armazena as posições espaciais em que encontrou a maior concentração de pólen. Esta memória individual é compartilhada com as demais abelhas do enxame. Desta forma, as coordenadas da posição da abelha que encontrou a localização com a maior concentração também são compartilhadas com o enxame a cada iteração.

A partir deste ponto, o movimento de cada abelha é regido parcialmente pela influência entre sua memória individual e a memória coletiva do enxame. Com isso, a trajetória resultante de cada abelha será dada pela aceleração simultânea em ambas as direções, permitindo que novas áreas do campo sejam exploradas. Caso algum ponto com maior concentração que a memória individual da abelha seja encontrado, essa coordenada espacial será atualizada como a sua melhor posição. Se este ponto for o de maior concentração de pólen encontrado por todo enxame, esta coordenada também passará a ser a melhor memória geral.

Com o decorrer da exploração, o enxame convergirá para a região do campo com a maior concentração de flores e, consequentemente, a exploração da área estará encerrada. A implementação do algoritmo visa reproduzir o mesmo comportamento observado no enxame para realizar a otimização de diferentes tipos de problemas. A Figura 4.5 ilustra o comportamento exploratório inicial e final do enxame descrito pela analogia.

Figura 4.5 – Comportamento de exploração e convergência do enxame de abelhas



(a) (b)

Fonte: (Autoria própria). A parte inicial da otimização (a) é destinada à exploração do espaço de soluções, com base nas memórias individuais de cada abelha e na melhor memória do enxame. Por fim, as abelhas se concentrarão na região com a melhor solução (b).

No contexto de síntese de diagramas de irradiação, o algoritmo de otimização buscará o conjunto de correntes de excitação que devem ser aplicadas aos terminais de cada elemento irradiador da rede a fim de sintetizar o diagrama de irradiação buscado pelo projeto.

A etapa de definição das variáveis a serem otimizadas e sua equivalência com a analogia do enxame de abelhas pode ser definida como o primeiro passo na implementação do algoritmo. O número de abelhas que constitui o enxame equivale ao número de soluções a serem avaliadas por iteração do algoritmo. Por sua vez, as coordenadas espaciais das abelhas equivalem aos possíveis conjuntos de correntes de excitação. Portanto, caso a rede de antenas em questão tenha n elementos, a equivalente coordenada espacial da analogia terá n dimensões.

O segundo passo envolve a definição do espaço de soluções. O conhecimento das possíveis respostas do problema contribui para uma delimitação coerente do espaço e tem relação direta com a convergência do algoritmo. Contextualizando com a analogia, o enxame de abelhas converge para o ponto de maior concentração de flores mais rapidamente se a área de campo a ser explorada é reduzida.

O terceiro passo está na consideração de uma função custo, empregada para classificar as soluções analisadas em cada iteração. A solução no topo do ranqueamento será a resposta

que produzirá o diagrama de irradiação mais próximo de atender todos os requerimentos da otimização. Esta função deve ser definida conforme os parâmetros a serem avaliados para cada aplicação. No caso da aplicação em síntese de diagramas de irradiação, possíveis parâmetros a serem avaliados pela função custo são a direção de apontamento do lóbulo principal, o nível de lóbulos secundários e as posições de nulos.

O fluxo do algoritmo começa com a definição das posições e velocidades das partículas de forma aleatória. A função custo permite avaliar todas as possíveis soluções dadas pelas posições iniciais. A avaliação define a melhor partícula do enxame e, simultaneamente, designa a primeira análise de cada partícula como sua melhor memória individual.

A próxima etapa da iteração é dada pela atualização das velocidades de cada partícula e que produzirá o movimento ordenado do enxame. A melhor posição individual de cada partícula e a melhor solução do enxame são parâmetros que influenciam os deslocamentos a serem realizados por cada partícula. O cálculo das novas velocidades é baseada na equação do movimento retilíneo uniformemente variado, dada por (D. Halliday, R. Resnick and J.Walker, 2007)

$$v = v_o + \alpha\,\Delta t, \tag{4.10}$$

sendo v_o a velocidade atual da partícula, α a aceleração resultante aplicada à partícula, Δt o intervalo de tempo analisado e v a velocidade da partícula no deslocamento a ser realizado na próxima iteração.

Como mencionado anteriormente, cada partícula sofre uma aceleração resultante da influência de sua memória individual (α_p) e coletiva (α_c), dadas por

$$\vec{\alpha}^k_{p,n} = c_1\text{rand}(\cdot)(p^k_{best} - p^k_n)\hat{u} \quad \text{e} \tag{4.11}$$

$$\vec{\alpha}^k_{c,n} = c_2\text{rand}(\cdot)(g^k_{best} - p^k_n)\hat{a}, \tag{4.12}$$

sendo:

k a k-ésima partícula do enxame;

n a iteração atual;

p a coordenada da partícula;

$\hat{u}$ o vetor unitário de atração na direção de $pbest$ e

$\hat{a}$ o vetor unitário de atração na direção de $gbest$.

As constantes c_1 e c_2 definem a influência que a memória individual e coletiva exercem sobre a aceleração a ser aplicada na partícula. Através da escolha do valor destas constantes é possível dar preferência por um dos comportamentos. Entretanto, os termos rand$(\cdot)$ acrescentam um fator de aleatoriedade ao movimento das partículas. Sendo assim, a intuitiva ideia - dada por $(p_{best}^k - p_n^k)$ e $(g_{best}^k - p_n^k)$ - de que partículas mais distantes de seus p_{best} e g_{best} serão sujeitas a uma maior aceleração nem sempre se concretiza.

Considerando o intervalo de iteração unitário ($\Delta t = 1$) e aplicando as Equações 4.11 e 4.12 em 4.10, tem-se

$$\vec{v}_{n+1}^k = w_i \vec{v}_n^k + (\vec{\alpha}_{p,n}^k + \vec{\alpha}_{c,n}^k), \tag{4.13}$$

$$= w_i \vec{v}_n^k + c_1 \text{rand}(\cdot)(p_{best}^k - p_n^k)\hat{u} + c_2 \text{rand}(\cdot)(g_{best}^k - p_n^k)\hat{a}, \tag{4.14}$$

sendo:

v_n a velocidade correspondente à cada partícula na iteração atual;

v_{n+1} a velocidade a ser desenvolvida pela partícula na próxima iteração e

w_i o coeficiente de inércia que busca manter parcialmente a tendência de deslocamento da partícula.

Com a definição do movimento ordenado do enxame, dada pela Equação 4.14, pode-se listar alguns possíveis cenários e suas consequências no comportamento do enxame.

Cenário 1: a posição avaliada não é igual à melhor memória individual e nem igual à melhor memória do enxame ($p_{best}^k \neq p_n^k$ e $g_{best}^k \neq p_n^k$);

Cenário 2: a posição avaliada é igual à melhor memória individual, entretanto, não é igual à melhor memória do enxame ($p_{best}^k \approx p_n^k$ e $g_{best}^k \neq p_n^k$);

Cenário 3: a posição avaliada é igual à melhor memória individual e é igual à melhor memória do enxame ($p_{best}^k \approx p_n^k$ e $g_{best}^k \approx p_n^k$);

Os cenários 1 e 2 são comuns nas iterações inicias do processo de otimização, onde há um comportamento exploratório por parte do enxame. Para o cenário 1, a velocidade a ser desenvolvida pela partícula será influenciada tanto pelo memória individual quanto pela memória do enxame. Entretanto, o cenário 2 apresenta um comportamento diferenciado. Nesta condição, o termo referente a aceleração em direção à memória individual será nula, ou bem reduzida.

Com isso, as partículas que estiverem sob estas condições serão atraídas majoritariamente em direção à posição referente a melhor memória do enxame.

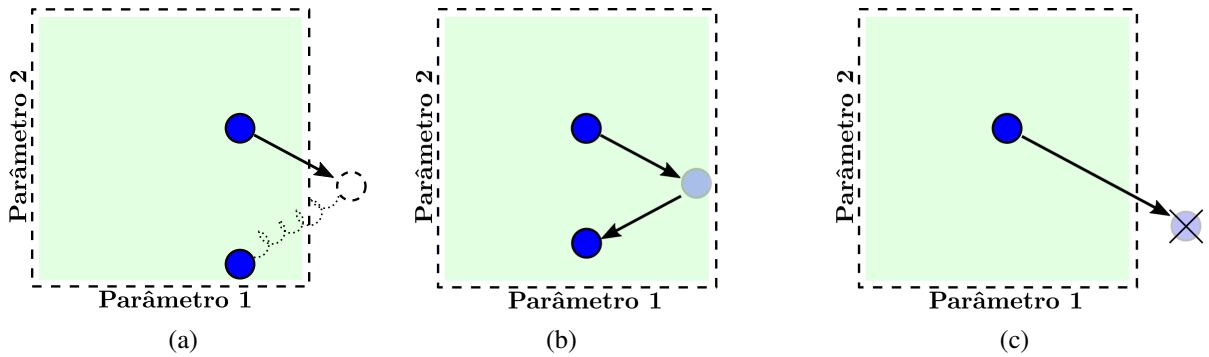
Por sua vez, o cenário 3 ocorre com maior frequência quando o enxame já encontra-se concentrado em torno da solução otimizada. Em um condição como esta, ambas as parcelas de aceleração referente as memórias individuais e do enxame serão nulas, ou próximas disso, e apenas uma velocidade residual será desenvolvida pela partícula, referente à primeira parcela da Equação 4.14. Este comportamento permite que o enxame continue em movimento exploratório mesmo que em torno da possível solução da otimização.

Conhecendo as novas velocidades a serem desenvolvidas pelas partículas do enxame, é possível calcular as novas posições a serem avaliadas. Este cálculo é dado por

$$p_{n+1}^{k} = p_{n}^{k} + \vec{v}_{n+1}^{k}. \tag{4.15}$$

Neste ponto, para algumas implementações, torna-se necessário realizar uma avaliação sobre partículas que possam estar fora do espaço de soluções e se decidir como proceder nestes casos. A presença de partículas fora do espaço delimitado não é interessante para o processo de otimização, visto que se está reduzindo o número de soluções coerentes a serem avaliadas por iteração. Para contornar esse possível problema, existem três principais abordagens para restringir o espaço de busca, sendo estas Paredes Absorvedoras, Reflexivas e Invisíveis (XU; RAHMAT-SAMII, 2007). A Figura 4.6 ilustra a ideia de cada uma das abordagens.

Figura 4.6 – Abordagens para restrição do espaço de soluções



Fonte: (Autoria própria). Abordagens por paredes (a) absorvedoras, (b) reflexivas e (c) invisíveis.

- *Paredes Absorvedoras*: Nesta abordagem, a partícula tem sua velocidade zerada na dimensão onde sua solução deixou o espaço de soluções. Além disso, a partícula tem sua velocidade zerada nesta dimensão;

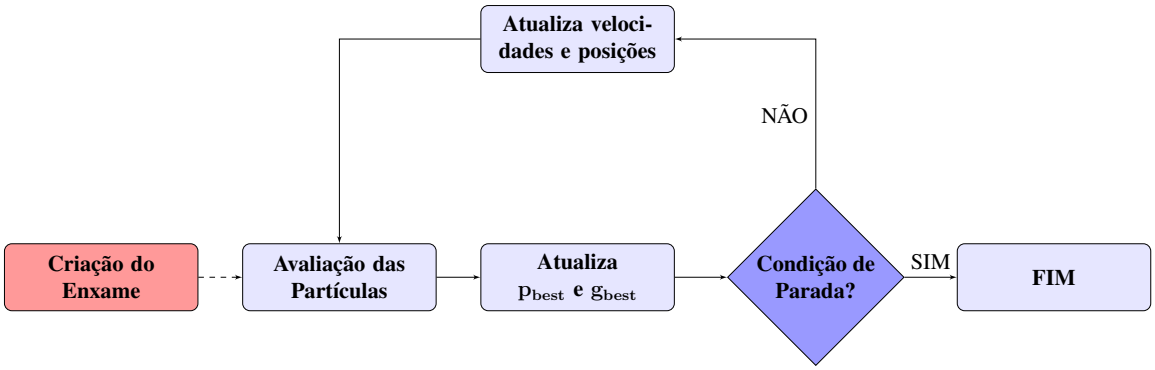
- *Paredes Reflexivas*: Toda partícula que ultrapasse o limite de uma dimensão terá sua velocidade invertida para que retorne ao espaço de soluções;

- *Paredes Invisíveis*: Esta abordagem não restringe o movimento de partículas fora dos limites do espaço. Entretanto, toda partícula que ultrapassa os limites não será avaliada pela função custo. Esta abordagem pode ser computacionalmente eficiente, já que um número reduzido de avaliações e composto apenas por soluções coerentes será realizado.

A partir desse ponto, o processo descrito se repete iteração após iteração enquanto as condições avaliadas pela função não forem completamente satisfeitas, ou enquanto o número máximo de iterações preestabelecido não tiver sido alcançado. A Figura 6.7 apresenta o fluxograma de execução do algoritmo.

No Capítulo 5, a implementação do algoritmo PSO para a síntese de diagramas de irradiação com direção de máxima otimizada para o lóbulo principal e controle do nível dos lóbulos secundários será abordada, incluindo a equação custo e os demais parâmetros envolvidos na implementação.

Figura 4.7 – Fluxograma do Método de Otimização por Enxame de Partículas

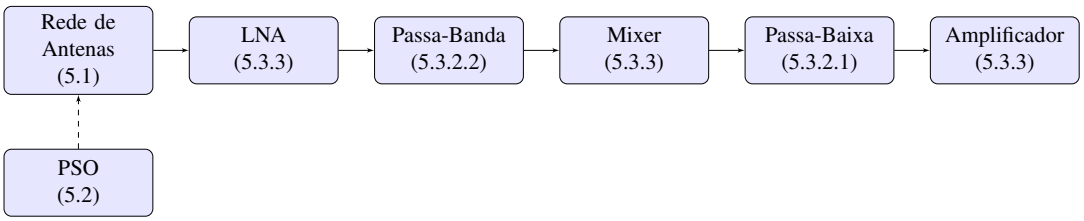


Fonte: (Autoria própria).

5 DESENVOLVIMENTO DOS BLOCOS DE UM SISTEMA DE FEIXE CHAVEADO

Ao longo deste capítulo, um detalhamento sobre o projeto dos protótipos desenvolvidos neste trabalho é apresentado. A Seção 5.1 apresenta a caracterização e materiais utilizados na construção da rede de antenas composta por 4 elementos de microfita com *patch* E. A Seção 5.2 aborda as condições implementadas no algoritmo PSO que busca sintetizar quatro diagramas no plano azimutal, dentro de um setor de cobertura de $60°$. Por fim, a Seção 5.3 discute os detalhes sobre o desenvolvimento do projeto do *front-end* de receptor com topologia Homódina, englobando os estágios de amplificação, filtragem e conversão de frequência. A Figura 5.1 apresenta um diagrama de blocos do sistema e as referentes subseções onde cada bloco é discutido ao longo do capítulo.

Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema



Fonte: (Autoria própria).

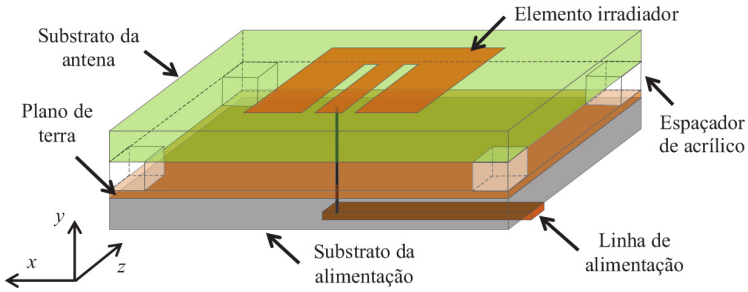
5.1 Rede Linear de Antenas com Formato E

A rede de antenas desenvolvida neste trabalho buscou atender as características necessárias para compor um sistema receptor com conceito de Antenas Inteligentes, mais especificamente Feixe Comutável, em banda ISM (faixa de $2,4$ GHz). Sabe-se que um elemento de microfita não apresenta diretividade significativa. Logo, a utilização de uma rede de antenas se faz necessária. A primeira definição do projeto foi acerca do número de elementos para compor a rede. Tratando-se de um protótipo para uma prova de conceito, o número de elementos foi definido para que se obtivesse uma diretividade resultante coerente com uma aplicação de feixes comutáveis. Além disso, levou-se em conta o custo da construção do receptor para se viabilizar o sistema, uma vez que cada antena da rede requer um canal de *front-end*. Analisando todos estes aspectos e realizando uma ponderação entre eles, decidiu-se projetar a rede utilizando quatro

elementos.

Para compor a rede, a antena de microfita com *patch* E mostrou-se uma escolha coerente, visto que é possível garantir uma banda de operação satisfatória a partir de sua característica de operar com duas frequências de ressonância. Sendo assim, o elemento que compõe a rede foi projetado com base no trabalho apresentado em (SCHLOSSER et al., 2016). Nesta aplicação, a antena compôs uma rede de sete elementos com finalidade de prover uma distribuição de potência constante ao longo da célula de telefonia celular. O elemento foi projetado para operar na frequência central de $2,595$ GHz, atendendo as especificações de banda da tecnologia 4G no Brasil. A estrutura da antena projetada é apresentada na Figura 5.2. A antena é composta por

Figura 5.2 – Estrutura do elemento E

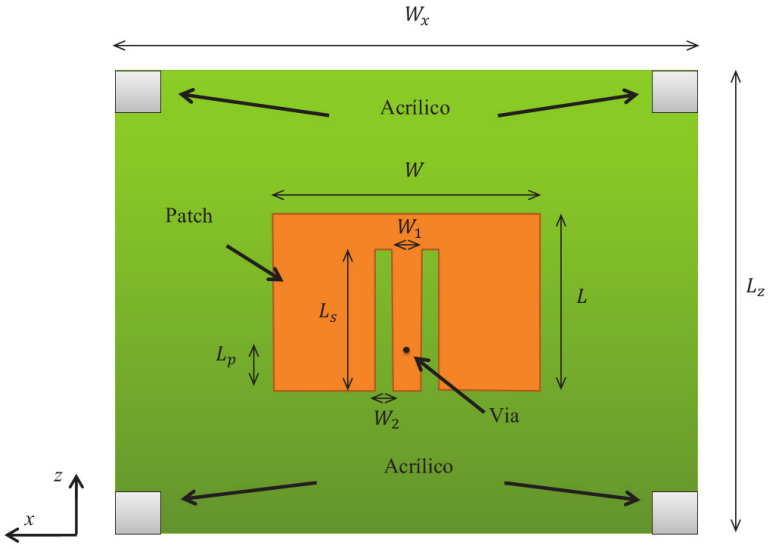


Fonte: (SCHLOSSER, 2014).

dois laminados, sendo um de alimentação e outro como base para construção das antenas. O substrato de alimentação é composto por um laminado Taconic TLC-338, com permissividade relativa (ε_r) igual à $3,56$, tangente de perdas (tanδ) de $0,0034$ e espessura de $1,524$ mm. A antena foi construída sob um laminado FR4 com $\varepsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,02$ e $H_{FR4} = 1,54$ mm. Ainda, a estrutura da antena é composta por uma camada de ar com espessura de $4,8$ mm. A principal motivação em acrescentar a camada está na redução das perdas no substrato das antenas, visto que o FR4 não é um laminado específico de aplicação em micro-ondas. Suportes de acrílico, com 10 mm de aresta, foram posicionados em todos os cantos da estrutura para melhorar sua sustentação. A Figura 5.3 mostra alguns detalhes da estrutura da antena. Partindo destas características e das dimensões estruturais do *patch*, o elemento foi otimizado para a aplicação considerada neste trabalho.

A primeira modificação realizada foi quanto à frequência central da antena projetada, presente em $2,595$ GHz. Levando-se em conta a banda de frequência ISM, o elemento teve suas dimensões modificadas para se obter a frequência de operação centrada em $2,4$ GHz. Para

Figura 5.3 – Vista superior do elemento E



Fonte: (SCHLOSSER, 2014). (Todas as dimensões em mm) $W = 53,82$; $L = 38,36$; $W_1 = 3,48$; $W_2 = 5,89$; $L_s = 30,82$; $W_x = 117,22$; $L_z = 101,77$; $L_p = 9$ e $d_{via} = 1,1$.

isso, as dimensões do *patch* foram escalonadas por um fator multiplicativo, definido por

$$K_m = \frac{f_v}{f_n} = \frac{2,595}{2,4} = 1,081, \tag{5.1}$$

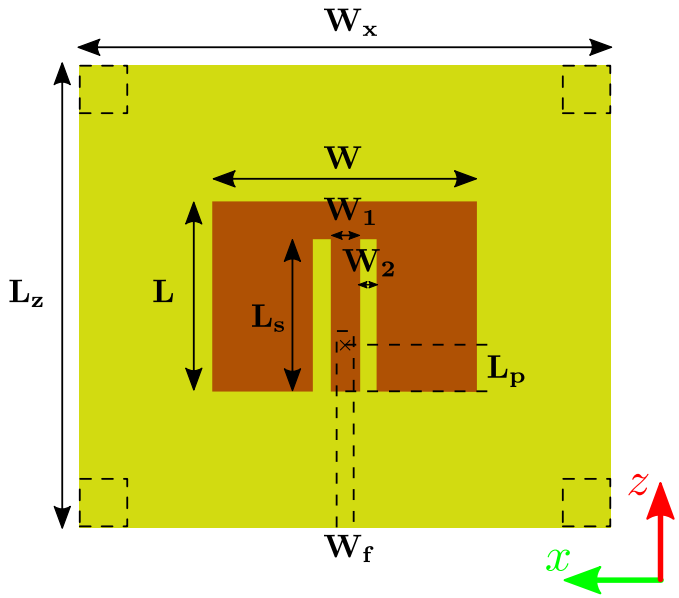
sendo f_v a frequência central do elemento e f_n a frequência desejada. As novas dimensões obtidas serviram como um ponto inicial para a otimização do elemento. A largura da linha de alimentação da antena foi projetada para apresentar a impedância de $50\,\Omega$, levando em conta a frequência de operação da antena e as propriedades do laminado. Com isso, a largura da microfita foi definida como $W_f = 3,361$ mm. A conexão entre a linha de alimentação e o *patch* é feita por uma via metálica com diâmetro d_{via}. No plano de terra do substrato de alimentação, uma circunferência ao redor da furação da via foi removida, com diâmetro igual à $2,5\,d_{via}$, para prover isolação entre condutor e GND.

Após algumas simulações para otimizar a nova estrutura, onde foram realizadas alterações nos parâmetros que possuem influência na operação do *patch* E (vide Capítulo 4), as dimensões finais da estrutura são apresentadas na Figura 5.4.

As Figuras 5.5 e 5.6 apresentam o parâmetro S_{11}, referente às perdas por reflexão, e os ganhos no plano azimute e elevação, respectivamente.

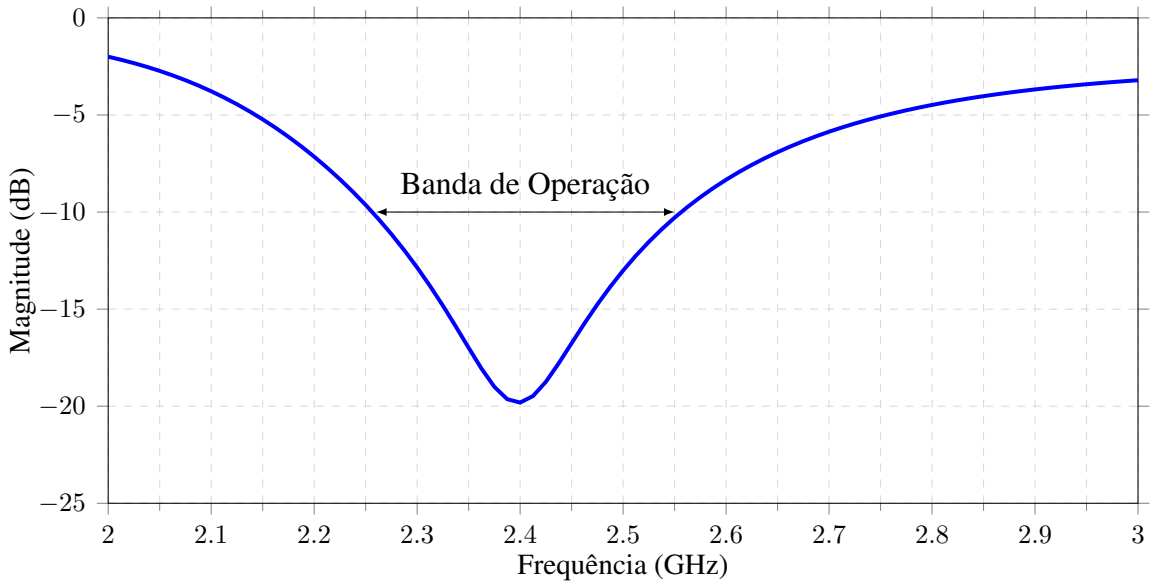
Os resultados obtidos validaram a otimização do elemento simples. A banda de operação do elemento E ficou em 300 MHz, contemplando com boa margem de segurança a faixa de

Figura 5.4 – Vista superior do elemento E para banda ISM



Fonte: (Autoria própria). (Todas as dimensões em milímetros) $W = 58,85$; $L = 41,95$; $W_1 = 6,44$; $W_2 = 3,80$; $L_s = 33,70$; $W_x = 117,22$; $L_z = 101,77$; $L_P = 10,4$; $W_f = 3,361$ e $d_{via} = 1,1$.

Figura 5.5 – Parâmetro S_{11} para o elemento E simulado (HFSS)

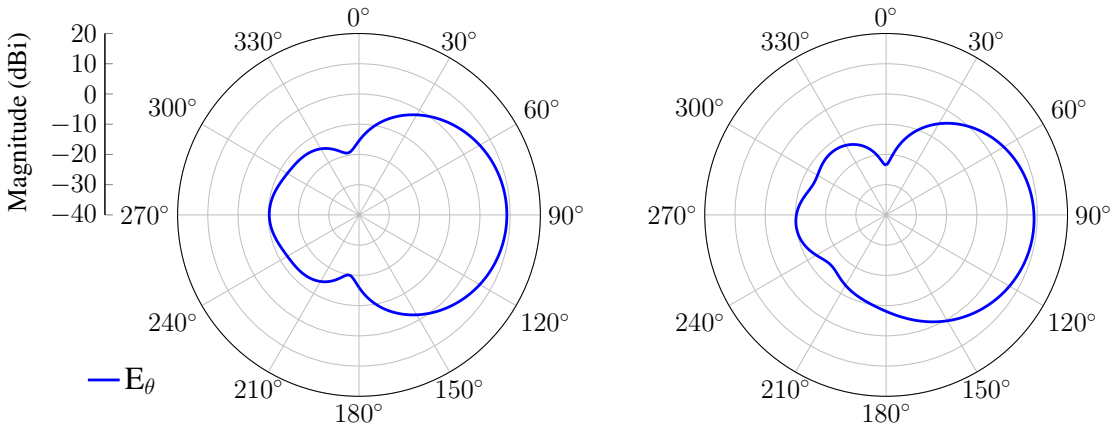


Fonte: (Autoria própria). Banda de operação de 300 MHz, com frequência central em $2,4$ GHz.

frequências entre $2,4$ e $2,483$ GHz previstas para a banda ISM. Além disso, o ganho do elemento no plano de interesse (azimutal) foi de $8,91$ dBi na direção de *broadside*. Para o plano de elevação, o diagrama de ganho apresentou um leve desvio, decorrente da assimetria entre os cortes longitudinais e transversal do *patch* E.

O próximo passo do projeto foi a utilização do elemento E para a composição da rede, a

Figura 5.6 – Ganhos simulados para o elemento E



(a) Azimute($\theta = 90°$) (b) Elevação ($\phi = 90°$)

Fonte: (Autoria própria). Ganho simulado para plano (a) Azimutal ($8,91$ dBi) e (b) Elevação.

qual foi projetada com 4 elementos dispostos ao longo do eixo x. A distância entre elementos foi adotada como $\lambda/2$ para a frequência de $2,4$ GHz, tomando como referência o ponto de alimentação de cada elemento. Ao construir o modelo de simulação da rede, uma nova etapa de simulações para otimização da estrutura foi realizada. Esta etapa era prevista, uma vez que a interação entre os elementos provoca alterações em suas características, ao se comparar com os resultados do elemento isolado.

A otimização da rede buscou atender os mesmos requisitos de banda utilizados para os elementos simples. A Figura 5.7 detalha as dimensões da rede que teve seu protótipo construído.

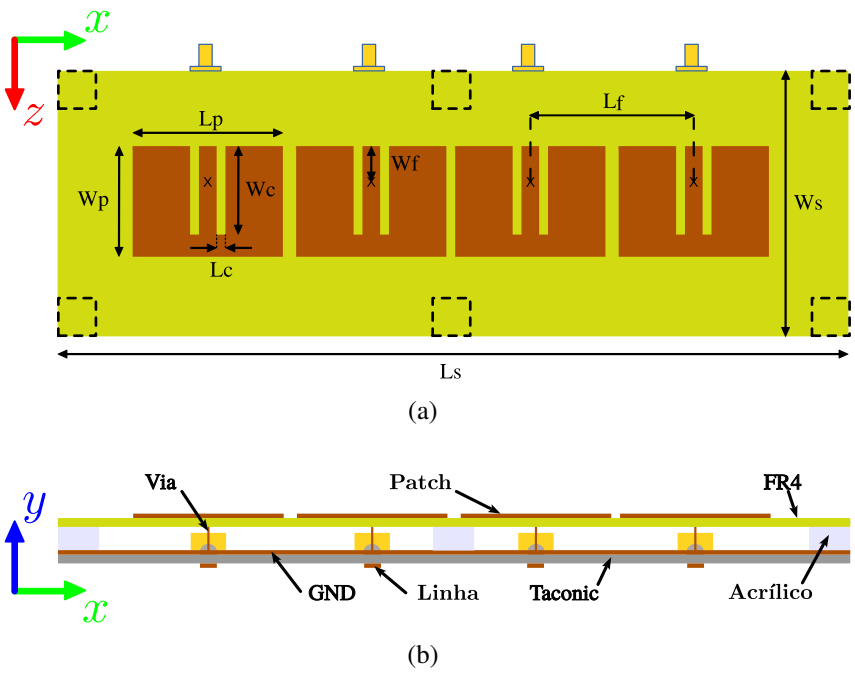
Os resultados simulados da rede são apresentados no Capítulo 6, onde um comparativo será apresentado com os resultados medidos para o protótipo construído, incluindo parâmetros *S* e as medições de campo elétrico irradiado.

5.2 Síntese de Diagrama de Irradiação

Este trabalho contempla a aplicação de diferentes diagramas de irradiação de uma rede de antenas com a finalidade de prover a mínima variação do nível de potência em um setor de $60°$. Para isso, diferentes conjuntos de coeficientes de excitação devem ser aplicados aos terminais de cada elemento, a fim de produzir os diferentes diagramas de irradiação. Esta seção apresenta a implementação do algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas para realizar a síntese destes coeficientes.

O número de apontamentos necessários para o dado cenário de cobertura setorizada

Figura 5.7 – Vista superior e lateral da rede de elementos E



Fonte: (Autoria própria). (Todas as dimensões em milímetros) $L_p = 58,206$; $W_p = 41,486$; $L_c = 3,781$; $W_c = 33,399$; $W_f = 11,8$; $L_s = 298,706$, $L_p = 11,8$ e $W_s = 90$.

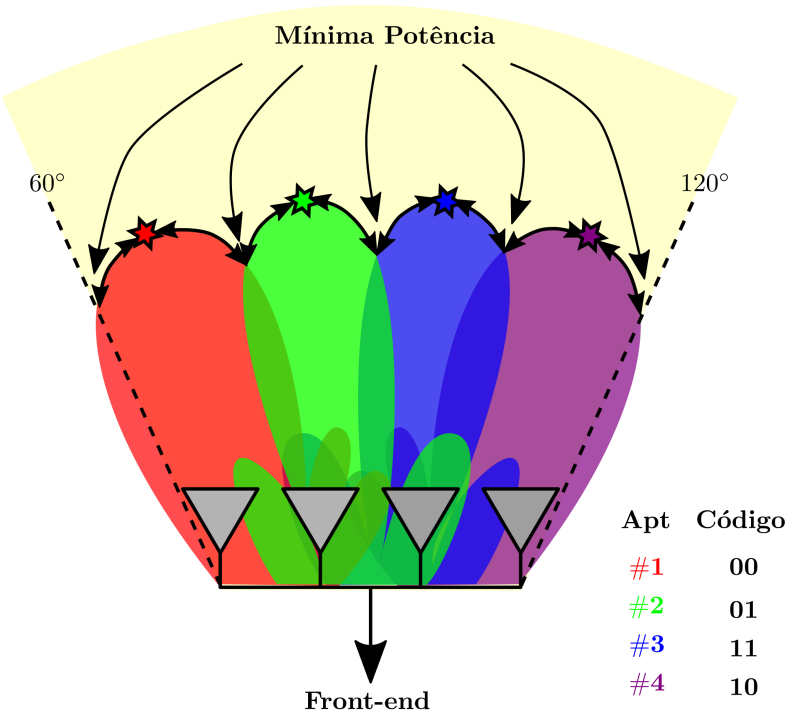
é definido com base numa ponderação entre a capacidade do sistema de manter o nível de sinal o mais estável possível ao longo do setor e das características do sistema. Uma definição importante é o número de bits de informação disponíveis para a escolha do apontamento a ser empregado durante um *frame* de transmissão.

Em um sistema ideal, é possível empregar o conceito de feixe comutável com um número tal de apontamentos que permita garantir um nível de potência irradiada constante entre usuário e estação rádio-base (ERB). Entretanto, em um sistema real, existe a limitação quanto ao número de bits de informação com a função de estabelecer a comunicação com o apontamento que ofereça o melhor desempenho em um dado intervalo de comunicação. Portanto, pode-se afirmar que o canal é quantizado e o número de apontamentos possíveis ao sistema, sendo este transmissor ou receptor, depende das características de irradiação da antena, ou rede de antenas, e das restrições do número de bits de informação. Por exemplo, dispondo o sistema de n bits para o canal de realimentação, 2^n apontamentos podem ser previstos para a rede de antenas. Essas características impactam diretamente na razão sinal-ruído média, visto que a limitação de número do apontamentos produz *ripple* da potência irradiada na região de transição entre apontamentos adjacentes.

O estudo apresentado em (LUDWIG-BARBOSA et al., 2015) conclui que n apontamentos devem ser previstos para uma rede com n antenas como a melhor quantização possível, sendo esta escolha a que produzirá o melhor custo-benefício entre custos envolvidos no sistema de feixe comutável (englobando *front-end* e processamento) e o desempenho em função da SNR. Configurações com quantidade de apontamentos previstos maior que o número de elementos da rede não produzem melhoras significativas em desempenho.

Sendo assim, quatro apontamentos distintos foram sintetizados para a rede projetada neste trabalho. A otimização considera, além da direção de apontamento, o controle do nível de lóbulos secundários, os quais devem ser pelo menos $20\,\text{dB}$ inferiores em comparação ao nível do lóbulo principal. A Figura 5.8 apresenta um esquema simplificado do conjunto de apontamentos ao longo do plano azimutal e destaca a presença de *ripple* ao longo do setor. A representação também define os códigos de bits do canal de realimentação do sistema.

Figura 5.8 – Esquema simplificado dos feixes comutáveis composto por quatro apontamentos.



Fonte: (Autoria própria). A presença de *ripple* ao longo do plano azimutal, prevista em uma aplicação com feixe comutável, é destacada entre os pontos de máxima irradiação (estrelas) e as intersecções entre apontamentos adjacentes.

A Tabela 5.1 apresenta as direções otimizadas pelo algoritmo PSO. Os pontos de máxima irradiação foram definidos ao dividir o setor de $60°$ igualmente em passos de $12°$.

Tabela 5.1 – Direção de máxima irradiação para os apontamento sintetizados.

Apontamento 1	**Apontamento 2**	**Apontamento 3**	**Apontamento 4**
$72°$	$84°$	$96°$	$108°$

5.2.1 Otimização por Enxame de Partículas (PSO)

Nesta implementação, o enxame é composto por 20 partículas. Esta escolha tem um compromisso entre a maior exploração possível - mais partículas, mais avaliações por iteração - e o custo computacional - mais partículas, maior o número de operações e comparações por iteração. O espaço de soluções é composto por cinco dimensões, sendo cada dimensão referente a uma variável a ser otimizada pelo algoritmo. Nesta implementação, busca-se as quatro amplitudes de excitação e a defasagem progressiva entre os elementos. Sabendo que a posição espacial de uma partícula equivale às variáveis a serem otimizadas, e que a velocidade equivale à variação a ser aplicada a cada variável, tem-se

$$\mathbf{P_n^k} = [|I_1| \quad |I_2| \cdots |I_i| \cdots |I_N| \quad \beta], \tag{5.2}$$

$$\mathbf{V_n^k} = [\Delta I_1 \quad \Delta I_2 \cdots \Delta I_i \cdots \Delta I_N \quad \Delta\beta]. \tag{5.3}$$

As Equações (5.2) e (5.3) apresentam a estrutura dos vetores posição e velocidade da k-ésima partícula na n-ésima iteração.

Como condições de parada do algoritmo, foi definido o limite de 50 iterações ou ao se obter uma solução que contemple todos os requisitos definidos para a otimização. A avaliação destes requisitos é realizada pela função custo, definida por

$$\text{custo} = M_1\,\text{erro}_1 + M_2\,\text{erro}_2, \tag{5.4}$$

sendo M_1 e M_2 constantes com valor 50 e

$$\text{erro}_1 = \sum_{q=1}^{Q} |(E(\phi_q) - \text{SLL})| \quad \forall\, E(\phi_q) > \text{SLL}, \tag{5.5}$$

$$\text{erro}_2 = |\phi_{opt} - \phi_{max}|, \tag{5.6}$$

em que Q é o número total de lóbulos secundários produzidos pela solução sob análise, ϕ_{max} a direção do lóbulo principal, ϕ_{opt} a direção a ser otimizada e SLL é o nível máximo aceitável para os lóbulos secundários. A avaliação das soluções através da função custo permite ranquear as respostas e, desta forma, atualizar as melhores soluções individual e global do enxame a

cada iteração. Nesta implementação, a função custo contabiliza as penalizações existentes em cada solução. Sendo assim, a solução com menor número de penalizações será definida com a melhor solução.

O controle sobre partículas que, eventualmente, deixam o espaço de soluções possíveis é realizado nesta implementação utilizando uma abordagem mista entre paredes reflexivas e invisíveis. Desta forma, as partículas fora dos limites não são avaliadas pela função custo. Porém, sua velocidade é invertida para que se garanta seu retorno aos limites de possíveis soluções na próxima iteração.

Os limites do espaço de busca das amplitudes de correntes de excitação ficou compreendido entre 0 e 1, considerando valores de amplitudes normalizados. O espaço de busca da defasagem progressiva não foi delimitado, uma vez que as funções trigonométricas são periódicas.

A etapa de definição dos parâmetros que compõem a equação das velocidades das partículas para novas iterações é de grande importância. O coeficiente de inércia (w) é variado linearmente ao longo da iterações entre os valores de 0,9 e 0,4. Esta variação visa balancear o comportamento do enxame entre uma exploração inicial do espaço global e, gradualmente, exercer uma maior influência na exploração ao redor das localizações de p_{best} e g_{best}. A variação linear de w_i é dada por

$$w_i = w_{max} - \frac{i(w_{max} - w_{min})}{i_{max}}, \tag{5.7}$$

em que w_{max} equivale a 0,9, w_{min} é igual a 0,4 e i é referente a i-ésima iteração.

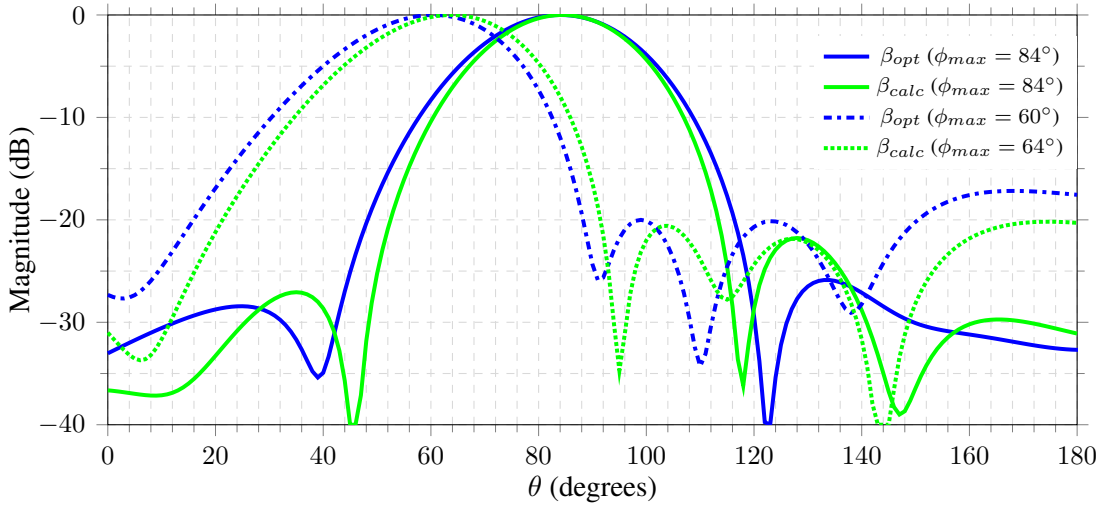
As constantes cognitiva e social (c_1 e c_2) foram definidas como 0,5 para a implementação. Esta escolha define um equilíbrio entre as atrações exercidas pelas experiências individual e social da partícula sob análise.

A abordagem utilizada nessa implementação, ao se otimizar a defasagem progressiva, se mostra vantajosa no aspecto de número de variáveis. Em vez de otimizar amplitude e fase para cada elemento, otimizam-se as amplitudes e a defasagem progressiva. Com isso, pode-se reduzir o número de variáveis de $2N$ para $N + 1$, sendo N o número de elementos da rede. Logo, essa abordagem se torna ainda mais vantajosa quando redes de antenas com um maior número de elementos são consideradas.

A Equação (4.4), aplicada para o valor de defasagem progressiva do enxame na iteração inicial, é válida apenas para elementos isotrópicos. Logo, a sua aplicação direta produz imprecisões nos apontamentos quando antenas reais são consideradas (SCHLOSSER et al., 2014).

A Figura 5.9 apresenta um comparativo entre o efeito produzido pela aplicação de β_{calc}, vide Equação (4.4), em uma rede de elementos não-isotrópicos e o resultado obtido com β_{opt} otimizado pelo algoritmo PSO.

Figura 5.9 – Desvio de apontamento na aplicação de defasagem progressiva para rede de elementos não-isotrópicos



Fonte: (Autoria própria). O desvio é mínimo ou inexistente para apontamentos próximos do *broadside* ao se aplicar a defasagem progressiva calculada, como no caso em $84°$. Entretanto, o desvio fica evidente ao se considerar um apontamento mais distante do *broadside*, caso do apontamento em $60°$.

No processo de otimização foram utilizados os diagramas de irradiação de campo elétrico de cada elemento da rede de antenas. Os diagramas foram obtidos a partir do projeto da rede no *software* de simulações de estruturas em alta frequência. Ao considerar o diagrama de cada elemento, leva-se em conta o efeito de acoplamento mútuo produzido pela presença dos elementos na estrutura da rede. Essa abordagem aumenta significativamente a probabilidade que os resultados obtidos em simulação sejam coerentes com as medições, permitindo a validação do projeto.

A Tabela 5.2 resume os parâmetros utilizados nesta implementação do algoritmo de otimização por enxame de partículas. Os diagramas de irradiação sintetizados a partir da otimização serão apresentados no Capítulo 6.

5.3 *Front-end* de Receptor Homódino

Para este trabalho, a topologia Homódina foi adotada para o *front-end* do receptor. O principal fator que levou à escolha desta topologia foi a sua simplicidade. Comparado às de-

Tabela 5.2 – Resumo dos parâmetros da Otimização por Enxame de Partículas

Partículas	20
Máx. Iterações	50
SLL	20 dB
$\mathbf{w_i}$	[0,9 0,4]
$\mathbf{c_{1,2}}$	0,5
$\mathbf{M_{1,2}}$	[0,9 0,4]
Amplitudes	[0 1]
Velocidades	[-1 1]

mais topologias, o canal do receptor Homódino apresenta um número reduzido de blocos. Consequentemente, sua construção não é muito complexa e, em caso de mal funcionamento, as possíveis origens do problema são reduzidas aos poucos dispositivos que constituem seu canal.

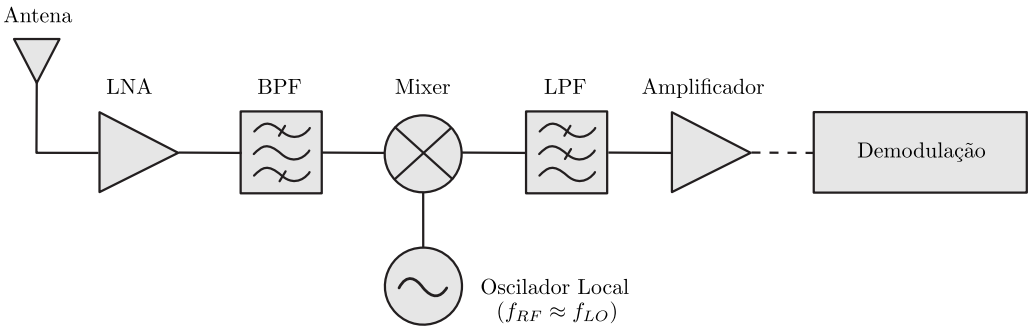
A implementação do receptor combinou dispositivos *off-the-shelf*, como no caso dos estágios de amplificação e mixer, e dispositivos que foram projetados e construídos em laboratório, caso dos estágios de filtragem. O projeto e implementação dos filtros passa-banda e passa-baixa teve como principal objetivo a redução dos custos de implementação do receptor.

A partir da escolha pelo projeto do filtro passa-baixa, previu-se a possibilidade da inserção de perdas do dispositivo ficar acima da média, comparado às demais soluções *off-the-shelf*. O principal agravante neste aspecto é o fato que a construção do *front-end* seria realizada em laminado FR4, o qual apresenta perdas consideráveis para aplicações em micro-ondas.

Logo, uma adequação na topologia do receptor Homódino foi prevista com o objetivo de reduzir o impacto das perdas adicionais na performance geral do *front-end*, decorrente do estágio de filtragem composto pelo filtro passa-baixa. Como apresentado no Capítulo 3, os primeiros estágios de um receptor são, de forma geral, os que possuem maior impacto na Figura de Ruído equivalente do canal. Consequentemente, estes blocos devem proporcionar amplificação e baixo acréscimo de ruído ao sinal, de baixíssima potência, captado pela rede de antenas. Desta forma, a implementação do receptor Homódino apresentada neste trabalho levou em consideração uma inversão do blocos do filtro passa-banda e LNA, os quais são o primeiro e segundo bloco do canal. Com isso, buscou-se minimizar o impacto das perdas inseridas pelo filtro passa-baixa no desempenho geral do canal. A Figura 5.10 apresenta o canal de topologia Homódina implementado.

As escolhas dos demais dispositivos do canal - incluindo LNA, Mixer e Amplificador - levaram em conta as características discutidas previamente no Capítulo 2. Parâmetros como ganho, figura de ruído, ganho de compressão (P_{1dB}), faixa de operação e potência máxima

Figura 5.10 – Canal Homódino implementado



Fonte: (Autoria própria). O canal Homódino implementado considera uma inversão entre os blocos de filtro passa-banda e LNA com a finalidade de reduzir a degradação resultante da SNR na saída do canal.

suportada foram considerados na definição dos amplificadores. Para o mixer, as frequências de operação balizaram a escolha do dispositivo. A perda de conversão também foi um parâmetro avaliado, bem como os níveis de potência que asseguram a correta operação do mixer.

Além disso, o tipo de encapsulamento foi um quesito avaliado na escolha dos dispositivos. Encapsulamentos do tipo SMD com *pads* posicionados na parte inferior da estrutura ou sem acesso lateral a pinos não foram considerados, já que a confecção das placas foi realizada manualmente - sem a utilização de fornos ou estação de solda específica para componentes SMD.

O processo de construção do canal foi dividido em duas etapas. A primeira contemplou a confecção de placas de teste individuais para cada dispositivo do canal, visando realizar a validação do *layout* produzido e a operação do dispositivo integrado a circuitos de polarização e desacoplamento de sinal DC, quando existentes. Por fim, a segunda etapa englobou o desenvolvimento e construção de um canal, conforme Figura 5.10, com o objetivo de validar a integração dos estágios previstos.

A seguir são apresentados aspectos como a validação da estrutura CPWG utilizada nas placas, o projeto dos estágios de filtragem, a definição dos demais componentes e o desenvolvimento de placas de teste para os estágios de amplificação e conversão de frequência.

5.3.1 Guia de Onda Coplanar

Tanto as placas de teste dos componentes como o canal do receptor foram construídos utilizando a estrutura CPWG. A escolha é coerente, uma vez que a CPWG resulta em linhas mais finas, se comparadas às de microfita, para uma mesma impedância característica; apresenta

melhor isolação do sinal propagado e facilita a integração com os dispositivos que constituem o canal do receptor - tendo em vista a proximidade entre linhas de transmissão e plano de terra.

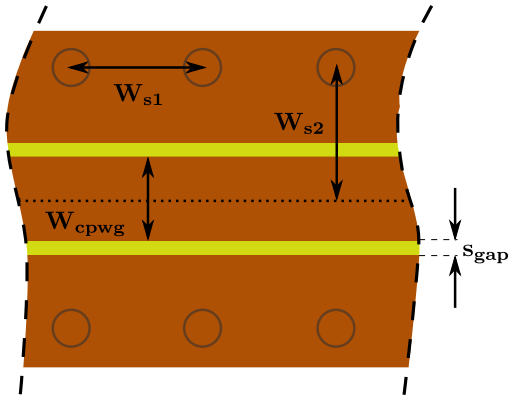
Para se dimensionar a estrutura da CPWG, deve-se conhecer a relação estabelecida entre os parâmetros que definem a impedância característica da CPWG. A largura do *gap* (s_{gap}) e largura do condutor central (W_{cpwg}) possuem relações direta e inversamente proporcional com a impedância característica, respectivamente. A sensibilidade de Z_o devido à variação de (W_{cpwg}) é outro parâmetro relacionado à s_{gap}, sendo que maior sensibilidade na impedância característica da CPWG será observada à medida que a largura de *gap* é reduzida.

Desta forma, buscou-se definir um valor para a largura de *gap* que garantisse certa robustez a possíveis imprecisões na dimensão de W_{cpwg} durante a etapa de prototipação da estrutura e, assim, evitar o descasamento da linha com os demais blocos do *front-end*.

Com isso, o software de projeto de linhas *TX Line* foi utilizado para se definir as dimensões da estrutura. Considerando as características do laminado FR4 ($H = 1,54$ mm, $\tan\delta = 0,02$ e $\varepsilon_r = 4,4$) e a impedância característica de $Z_o = 50\ \Omega$, foi fixada a largura do gap em $0,3$ mm e ajustada a largura da linha até que o valor desejado de Z_o fosse alcançado.

A Figura 5.11 apresenta as dimensões da linha projetada. A distância recomendada entre as vias, que conectam os planos de terra da parte inferior e superior da estrutura, deve ser menor ou igual à $\lambda/20$ (HITTITE, 2009). O modelo da estrutura CPWG projetada foi construído no

Figura 5.11 – Vista superior da seção do CPWG

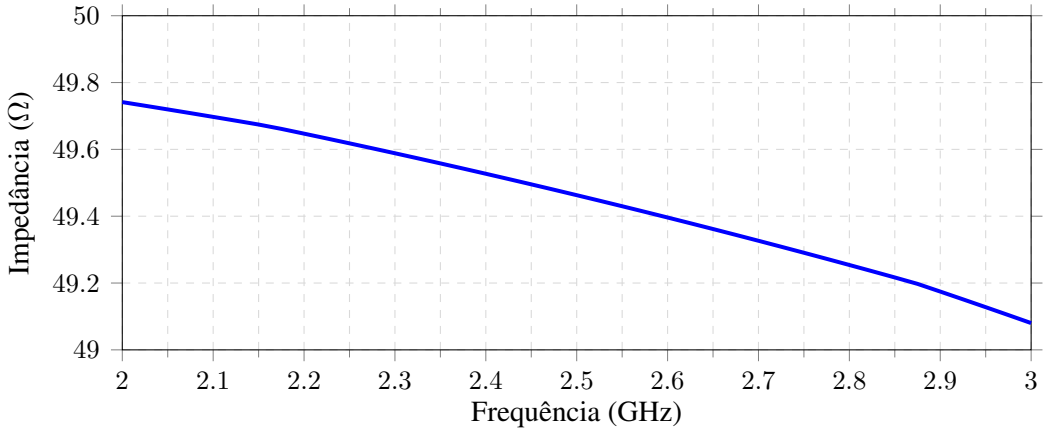


Fonte: (Autoria própria). (Todas as dimensões em milímetros) $W_{cpwg} = 1,481$; $s_{gap} = 0,3$; $W_{s1} = W_{s2} = 2,5$ e $d_{via} = 1$.

software *Ansys HFSS*, para que a impedância característica e o parâmetro S_{21} fossem avaliados. As Figuras 5.12 e 5.13 apresentam os resultados simulados.

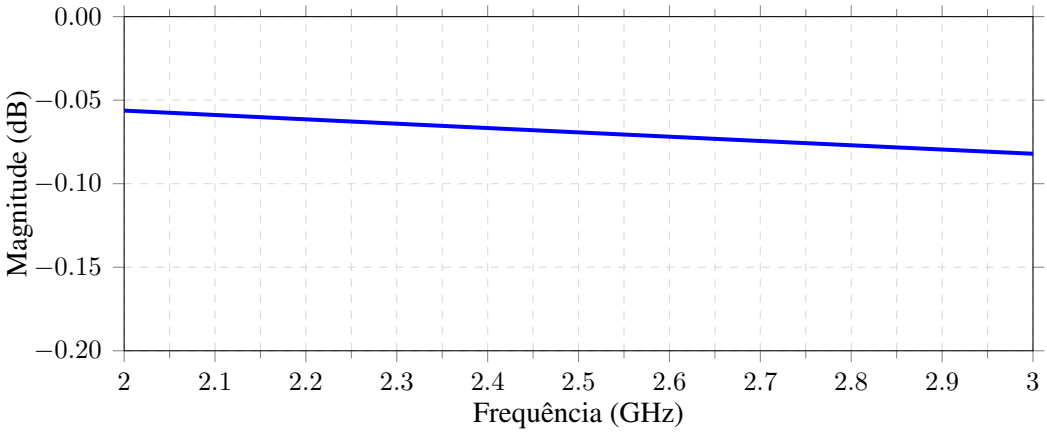
Os resultados obtidos validam a impedância característica da linha e mostram que a

Figura 5.12 – Impedância característica da CPWG



Fonte: (Autoria própria). A impedância característica da linha CPWG manteve-se entre $49\,\Omega$ e $50\,\Omega$ para a faixa de frequência analisada, entre 2 GHz e 3 GHz. A variação de impedância característica é aceitável, uma vez que valores entre $48\,\Omega$ e $52\,\Omega$ não produzem atenuação significante por consequência do descasamento de impedância.

Figura 5.13 – Atenuação da linha CPWG



Fonte: (Autoria própria). O resultado simulado atesta a baixa atenuação (entre $0,05$ dB e $0,1$ dB) produzida pela CPWG projetada para a faixa de frequências compreendida entre 2 GHz e 3 GHz.

atenuação se mantém praticamente constante. As características apresentadas para a faixa de frequência entre 2 e 3 GHz são mantidas para frequências mais baixas. Sendo assim, as mesmas dimensões de linha foram utilizadas ao longo de todo o canal do *front-end*.

5.3.2 Filtros

Os dois estágios de filtro utilizados no canal do receptor foram projetados visando, principalmente, a redução do custo de implementação do protótipo. As características dos filtros projetados são apresentadas a seguir.

5.3.2.1 Filtro Passa-Baixa

O filtro passa-baixa implementado no canal do receptor é o mesmo projetado como exemplo no Capítulo 3. Trata-se de um filtro Butterworth de sexta ordem, com frequência de corte em 22 MHz e atenuação de 20 dB em 32 MHz. Entretanto, os valores de indutores e capacitores calculados para a implementação não são valores disponíveis no mercado. Sendo assim, valores aproximados foram utilizados na construção do filtro. A Tabela 5.3 apresenta a comparação entre os valores do projeto e os valores dos componentes empregados na placa de teste do filtro. Analisando o percentual de variação entre os valores calculados e comercializados,

Tabela 5.3 – Componentes do filtro Butterworth de sexta ordem

Identificação	**Projeto**	**Protótipo**	$\mathbf{\Delta}(\%)$
C_1	$74,88$ pF	80 pF	$6,90$
L_2	$511,53$ nH	500 nH	$2,30$
C_3	$279,50$ pF	270 pF	$3,51$
L_4	$698,76$ nH	600 nH	$16,46$
C_5	$204,61$ pF	200 pF	$2,30$
L_6	$187,22$ nH	180 nH	$4,01$

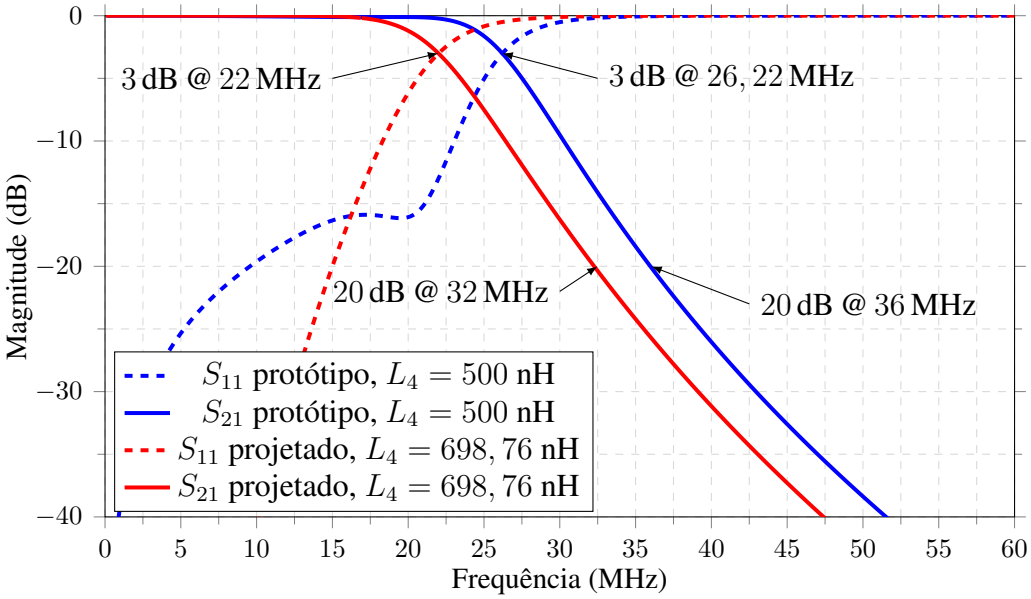
percebe-se que a maioria recaiu na margem de tolerância para componentes SMD ($5 - 10\%$). Entretanto, a diferença é bem significativa para o indutor L_4. As duas situações foram simuladas, utilizando componentes ideais, e os resultados são apresentados na Figura 5.14. Como apresentado nos resultados de simulação, a variação do componente L_4 produziu um deslocamento de $4,22$ MHz na curva de S_{21}, que representa a potência transferida entre as portas 1 e 2 do filtro. Tendo em vista a falta de um indutor com valor mais aproximado, o projeto do filtro passa-baixa foi validado com a frequência de corte em $26,22$ MHz. No Capítulo 6, detalhes da construção da placa de teste e os resultados práticos obtidos são abordados.

5.3.2.2 Filtro Passa-Banda

O filtro BPF, primeiro estágio de filtragem no canal do receptor, possui sua banda de passagem centrada na frequência da portadora. A função principal deste filtro é realizar a pré-seleção dos canais de interesse da comunicação. Além disso, o primeiro filtro do canal é responsável por eliminar qualquer outra possível fonte de interferência que por ventura possa vir a saturar algum estágio do receptor.

Por se tratar de uma faixa de frequência com comprimento de onda na casa das dezenas

Figura 5.14 – Resposta simulada do filtro passa-baixa com valores projetados e comerciáveis



Fonte: (Autoria própria).

de centímetros, a aplicação de filtros de elementos distribuídos passa a ser uma alternativa viável a ser implementada em banda ISM (KHAN et al., 2013). Nas faixas de frequência entre $2,4$ e $2,483$ GHz, o comprimento de onda fica na casa das dezenas de centímetros. O cenário fica ainda mais favorável para aplicação do Filtro Interdigital, o qual é composto por linhas ressonantes de comprimento $\lambda/4$.

Sendo assim, as equações para o projeto deste filtro, apresentadas no Capítulo 3, são aplicadas para o projeto. O objetivo nesta etapa é obter os valores das impedâncias características nos modos par e ímpar para o acoplamento entre pares de linhas microfita paralelas. Com isso, o espaço entre os elementos ressonantes e a largura das linhas são estimadas.

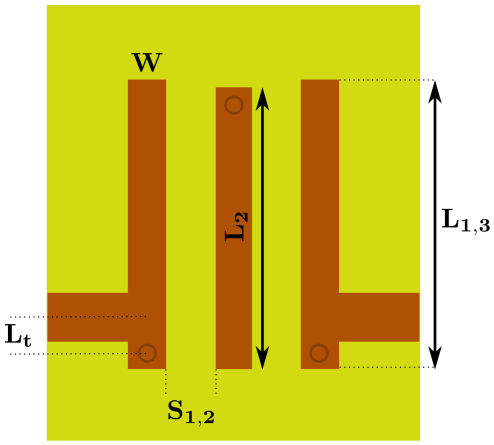
Inicialmente, o projeto considerou um filtro com a frequência central (f_0) em $2,45$ GHz e banda de passagem de 6%, compreendida entre $2,375$ e $2,525$ GHz. Além disso, a resposta do filtro seria do tipo Butterworth de terceira ordem e implementado em laminado FR4. O algoritmo de PSO implementado para síntese de diagramas de irradiação de rede de antenas foi aplicado novamente para se realizar a modelagem das linhas de microfita do filtro interdigital dada em (KIRSCHNING; JANSEN, 1984), (KIRSCHNING; JANSEN, 1985). Neste contexto, o algoritmo PSO otimizou os valores da largura das linhas e o espaçamento entre estas para se obter os valores de impedância característica nos modos par e ímpar. Os valores otimizados, a partir de $Z^e_{o1,2}$ e $Z^o_{o1,2}$, e o comprimento das linhas ressonantes, obtidos a partir do comprimento

de onda guiado ($\lambda_0 g$), são apresentados na Tabela 5.4. A partir das dimensões calculadas, a Figura 5.15 apresenta a estrutura do filtro interdigital simulado.

Tabela 5.4 – Resumo dos parâmetros calculados e otimizados no projeto do filtro interdigital

θ	$1,522$
$\mathbf{Y_0}, \mathbf{Y_1}$	$0,02\,\mathrm{S}$
$\mathbf{Y}$	$9,635 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{S}$
$\mathbf{J_{1,2}}, \mathbf{J_{2,3}}$	$6,81 \cdot 10^{-4}$
$\mathbf{Y_{1,2}}, \mathbf{Y_{2,3}}$	$6,805 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{S}$
$\theta_\mathbf{t}$	$0,2228$
$\mathbf{C_{tap}}$	$8,764{\cdot}10^{-14}\,\mathrm{F}$
$\mathbf{Z^e_{o1,2}}$	$51,699\,\Omega$
$\mathbf{Z^o_{o1,2}}$	$48,30\,\Omega$
$\mathbf{W}$	$2,929\,\mathrm{mm}$
$\mathbf{S}$	$4,525\,\mathrm{mm}$
$\lambda_\mathbf{0}$	$0,1224\,\mathrm{m}$
$\lambda_\mathbf{0}\mathbf{g}$	$0,0671\,\mathrm{m}$
$\mathbf{L_t}$	$2,44\,\mathrm{mm}$
$\mathbf{\Delta L_i}$	$0,866\,\mathrm{mm}$
$\mathbf{\Delta L_c}$	$0,718\,\mathrm{mm}$
$\mathbf{L_1}, \mathbf{L_3}$	$16,630\,\mathrm{mm}$
$\mathbf{L_2}$	$15,921\,\mathrm{mm}$

Figura 5.15 – Estrutura do filtro interdigital projetado



Fonte: (Autoria própria).

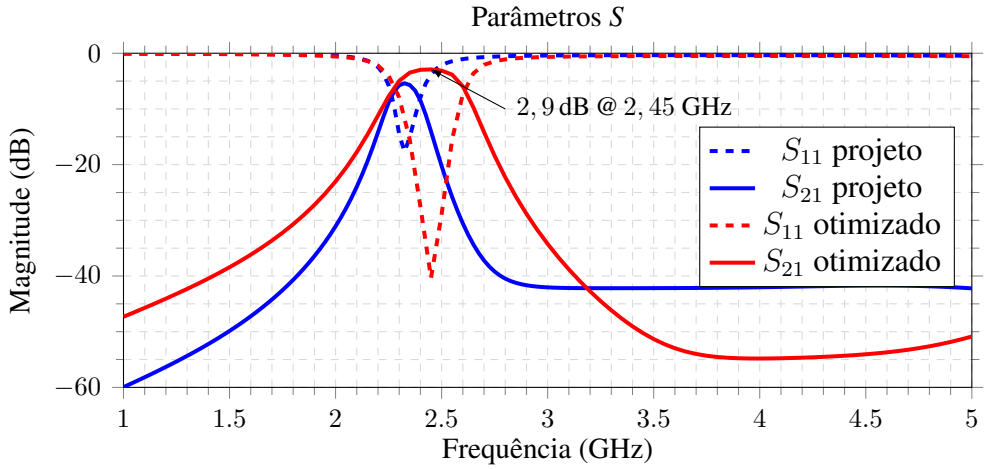
Entretanto, o coeficiente de transmissão apresentou uma resposta deslocada da frequência central do projeto e com perda de inserção elevada (5 dB). Logo, algumas iterações de simulação foram realizadas a fim de otimizar a estrutura com relação à frequência central da banda de passagem e perdas de inserção. A posição do tap de entrada e saída (L_t) e o compri-

mento, largura e espaçamento das linhas ressonantes são parâmetros que podem ser ajustados na otimização, sendo que o espaçamento tem impacto principal na banda de passagem ($S \uparrow, B \downarrow$) e o comprimento das linhas ressonantes no ajuste da frequência central da banda de passagem ($L \uparrow, \omega_0 \downarrow$). Além disso, a posição do tap e o espaçamento entre as linhas ressonantes são parâmetros que podem ser ajustados para controlar os coeficientes de reflexão e, consequentemente, a perda de inserção.

Duas outras alterações foram realizadas a partir da estrutura apresentada na Figura 5.15. A primeira sendo o acréscimo da estrutura CPW ao redor do filtro, também prevendo a transição entre a microfita e CPW na entrada e saída do filtro. Essa alteração foi realizada para que a simulação avaliasse os efeitos da estrutura na qual o filtro seria utilizado no canal do receptor. A segunda modificação foi a consideração de duas vias, ao invés de uma, nos pontos de aterramento das linhas ressonantes. Esta modificação foi realizada com o intuito de reduzir a indutância que modela a conexão via-plano de terra e que está relacionada com possíveis desvios em frequência nos resultados práticos de protótipos (HOLZMAN, 2006), (SWANSON, 1992).

Por fim, a Figura 5.16 apresenta a comparação entre os resultados simulados do filtro com dimensões projetadas e considerando as dimensões otimizadas.

Figura 5.16 – Comparativo dos parâmetros *S* do Filtro Interdigital projetado e otimizado



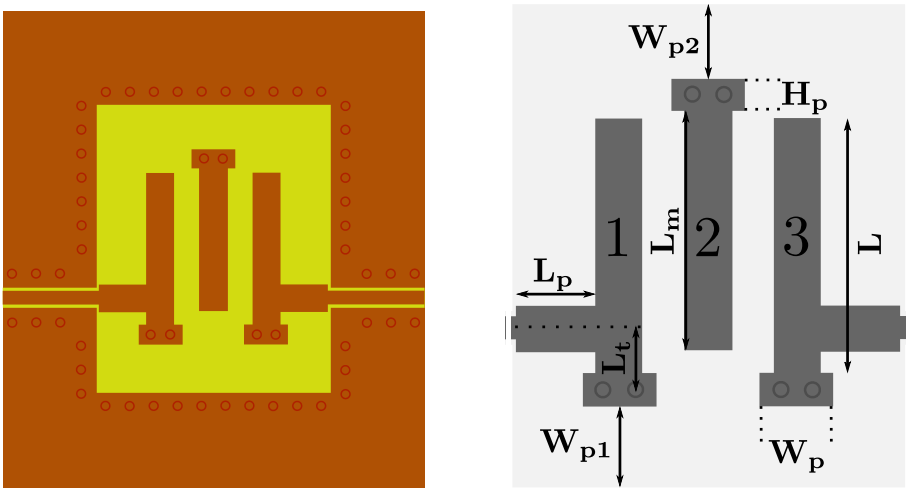
Fonte: (Autoria própria).

As melhorias tanto em frequência central quanto na atenuação na banda de passagem do filtro ficam evidentes. Ao longo do processo de otimização, teve-se que buscar um compromisso entre a banda de passagem do filtro e as respectivas perdas inseridas nesta faixa. Levando em conta que uma maior banda de passagem não estava em cogitação, as perdas ficaram limitadas

à $2,9$ dB na frequência de $2,45$ GHz. Além disso, as significantes perdas do laminado FR4 também limitaram um melhor desempenho do filtro.

O comparativo entre resultados simulados e práticos, com a finalidade de validação do protótipo construído, é apresentado no Capítulo 6. A Figura 5.17 apresenta a estrutura e as dimensões do Filtro Interdigital otimizado.

Figura 5.17 – Filtro interdigital de terceira ordem otimizado



(a) (b)

Fonte: (Autoria própria). (a) Filtro Interdigital combinado com estrutura CPW; (b) (Todas as dimensões em milímetros) $W_{p1} = 4,949$; $W_{p2} = 4,518$; $H_p = 2$; $W_p = 4,5$; $L = 15,848$; $L_m = 14,759$; $L_p = 5$; $L_t = 3,8$. Largura das linhas 1,3: 2,906; Largura da linha 2: 3.

5.3.3 Demais Dispositivos

Os estágios de amplificação e conversão de frequência utilizados no canal do receptor são compostos por dispositivos *off-the-shelf*. Para a escolha destes componentes, foram utilizados os critérios discutidos anteriormente à respeito da escolha de amplificadores e mixers.

O LNA, sendo o primeiro estágio do canal, tem função de amplificar o sinal e, ao mesmo tempo, acrescentar baixo nível de ruído. Para a implementação, o modelo HMC-374E foi considerado. As informações presentes em seu *datasheet* definem a figura de ruído como $1,5$ dB e o ganho de 10 dB na banda de operação do receptor.

O mixer ADE-R272MH+ foi escolhido para o estágio de conversão de frequência. Segundo dados de *datasheet*, o dispositivo apresenta perdas de conversão típica de $5,6$ dB e máxima de $9,5$ dB. Além disso, o dispositivo garante a operação com frequências na faixa de

600 MHz $-$ DC para a porta IF, sendo essa uma característica essencial para implementação de um *front-end* de receptor Homódino.

Por fim, o último estágio é composto pelo amplificador GALI-55+. A figura de ruído típica do dispositivo é de $3,3$ dB e apresenta ganho de $21,9$ dB para a faixa de frequências previstas no estágio.

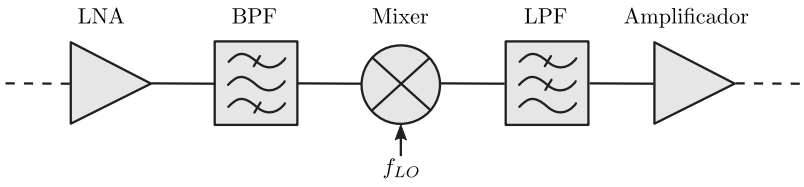
Os layouts das placas de testes de cada dispositivo são apresentadas no Capítulo 6, juntamente com as medições obtidas no processo de validação.

5.3.4 Caracterização do *Front-end*

Com a definição de todos os componentes que constituem o *front-end* do receptor, é possível se estimar o ganho e figura de ruído equivalentes a partir das especificações disponíveis nos *datasheets* e dos resultados obtidos por simulação dos dispositivos projetados.

A figura de ruído é um parâmetro importante para se prever a degradação do sinal ao longo do *front-end*. A Figura 5.18 apresenta a topologia do receptor Homódino com as informações de ganho e figura de ruído por bloco. Tendo em vista o uso de componentes ideais na simulação do filtro passa-baixa, adotou-se a mesma característica de atenuação do filtro passa-banda para esta primeira estimativa. Desta forma, pode-se dizer que o pior cenário foi considerado, uma vez que dificilmente as perdas produzidas pelo filtro implementado com componentes condensados serão maiores que as produzidas por filtros distribuídos que dependam de acoplamento mútuo para sua operação.

Figura 5.18 – Análise teórica de figura de ruído para o canal Homódino



$F_1 = 1,5\,\text{dB}$	$F_2 = 2,9\,\text{dB}$	$F_3 = 5,6\,\text{dB}$	$F_4 = 2,9\,\text{dB}$	$F_5 = 3,3\,\text{dB}$
$G_1 = 10\,\text{dB}$	$G_2 = -2,9\,\text{dB}$	$G_3 = -5,6\,\text{dB}$	$G_4 = -2,9\,\text{dB}$	$G_4 = 21,9\,\text{dB}$

Fonte: (Autoria própria).

O ganho equivalente do canal é dado pela soma dos ganhos, ou atenuações, de cada

estágio. Logo,

$$\begin{aligned} G_{RX} &= G_1 + G_2 + G_3 + G_4 + G_5; \\ &= 10 - 2,9 - 5,6 - 2,9 + 21,9; \\ G_{RX} &= 20,5 \text{ dB}. \end{aligned}$$

Para o cálculo da figura de ruído equivalente, primeiramente é necessário converter os valores de decibel para o equivalente absoluto.

$$\begin{array}{lllll} F_1 = 1,412 & F_2 = 1,94 & F_3 = 3,630 & F_4 = F_2 & F_5 = 2,137 \\ G_1 = 10 & G_2 = 0,512 & G_3 = 0,275 & G_4 = G_2 & G_5 = 154,881 \end{array}$$

Aplicando a equação da figura de ruído para o canal, tem-se

$$\begin{aligned} F_{RX} &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4} \\ &= 1,412 + 0,094 + 0,513 + 0,6676 + 1,577 \\ F_{RX} &= 4,263 \rightarrow 6,297 \text{ dB} \end{aligned}$$

Outra representação possível do efeito de degradação do sinal é através da temperatura equivalente de ruído do canal, dada por

$$T_e = (F - 1)T_o = (4,263 - 1)290 = 946,27\,K, \tag{5.8}$$

sendo T_o a temperatura ambiente dada em Kelvin.

Pode-se também calcular o nível de ruído ao final do canal, definido como

$$N_o = kT_eBG = (1,38 \cdot 10^{-23})(946,27)(22 \cdot 10^6)\left(10^{20,5/10}\right) \tag{5.9}$$

$$= 3,223 \cdot 10^{-11} \text{ W} \rightarrow 10\log(3,223 \cdot 10^{-11}/1 \cdot 10^{-3}) \tag{5.10}$$

$$N_o = -74.916 \text{ dBm} \tag{5.11}$$

Vale ressaltar que a análise do ruído de saída apresentada não leva em consideração a contribuição da rede de antenas. Caso essa consideração fosse feita, a temperatura equivalente de ruído do combinado rede-receptor seria $T_e + T_a$, sendo T_a a temperatura equivalente da rede de antenas. Consequentemente, a potência do ruído resultante seria ainda maior.

Por fim, pode-se estimar a potência do sinal de entrada (S_i) para que uma SNR de 20 dB seja garantida ao final do canal. Para isso, S_i é dada por

$$S_i = \frac{S_o}{G} = \frac{S_o N_o}{N_o G} \tag{5.12}$$

$$= 10^{(20/10)}\frac{(3,223 \cdot 10^{-11})}{10^{(20,5/10)}} \tag{5.13}$$

$$S_i = 2,872 \cdot 10^{-11} \rightarrow -75,417 \text{ dBm} \tag{5.14}$$

No Capítulo 6, as características de ganho e atenuação dos estágios do *front-end*, obtidas nos *datasheets* e por simulação, são confrontadas com as medidas realizadas a partir das placas de teste e do canal completo. Esses dados permitirão uma caracterização mais fidedigna do canal.

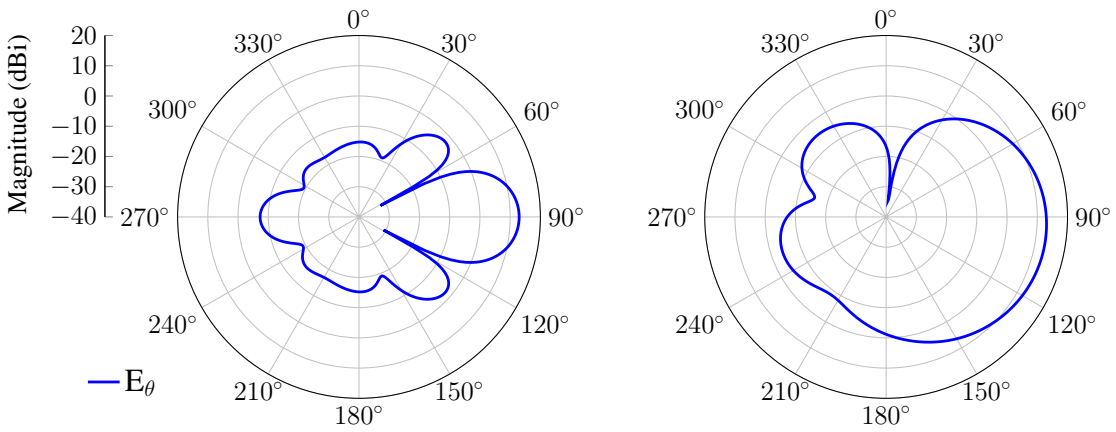
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E VALIDAÇÃO DOS COMPONENTES PROJETADOS

Este capítulo engloba os resultados práticos dos projetos desenvolvidos ao longo do Capítulo 5. Os resultados medidos permitem realizar um comparativo com os previstos em simulações e, desta forma, validar os protótipos construídos.

6.1 Rede Linear de Antenas com *patch* E

Primeiramente, apresentam-se os diagramas de ganho simulados para rede linear de microfitas com *patch* em E. A Figura 6.1 apresenta os ganhos no plano azimutal e de elevação, respectivamente, quando todos os elementos são excitados com correntes iguais.

Figura 6.1 – Ganhos simulados para a rede linear de antenas com *patch* E



(a) Azimute($\theta = 90°$) (b) Elevação ($\phi = 90°$)

Fonte: (Autoria própria). Ganho simulado para plano (a) Azimutal ($12,98$ dBi) e (b) Elevação.

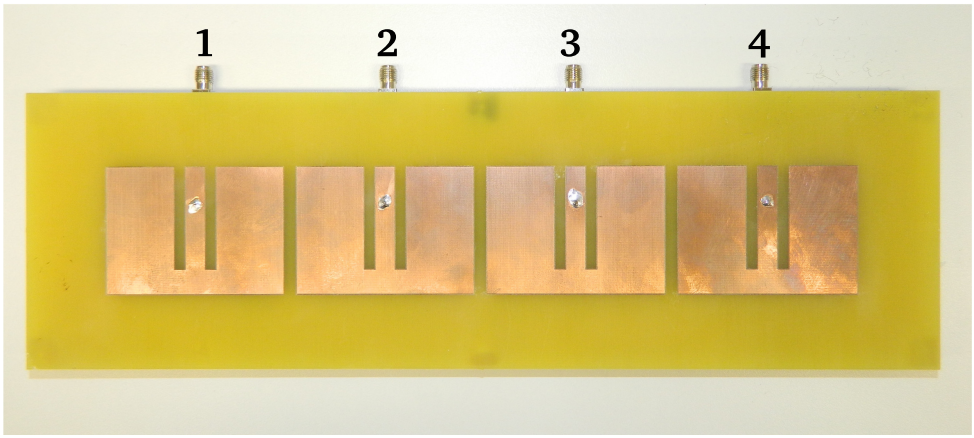
As melhorias proporcionadas pela aplicação da rede de antenas ficam evidentes ao se realizar uma comparação entre os diagramas da rede e do elemento E, apresentados na Figura 5.6. O diagrama de ganho do plano de interesse desta aplicação (azimute) apresenta o ponto de máximo no *broadside*, com ganho de $12,98$ dBi e maior diretividade.

6.1.1 Protótipo

Um protótipo para a rede de antenas otimizada foi construído com o intuito de validar o modelo computacional simulado. A Figura 6.2 apresenta o protótipo.

Medições dos parâmetros *S*, referentes aos coeficientes de reflexão, foram realizadas

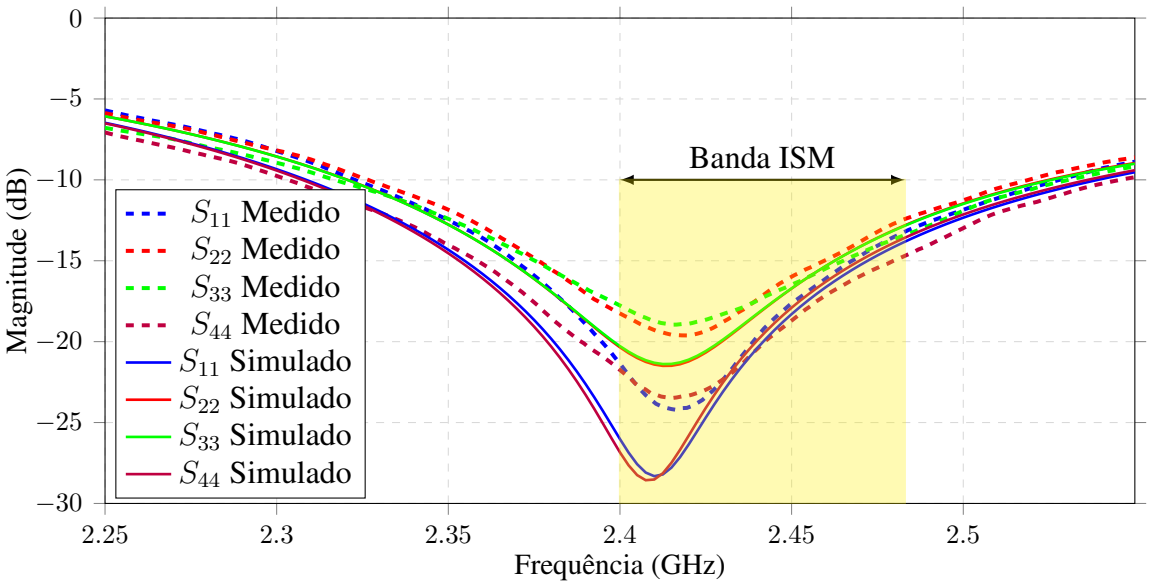
Figura 6.2 – Protótipo da rede linear de antenas de microfita com *patch* E



Fonte: (Autoria própria). Numeração utilizada para identificação dos elementos.

para fins de comparação com os resultados obtidos via simulação. A Figura 6.3 apresenta o comparativo de parâmetros *S*.

Figura 6.3 – Comparativo de parâmetros *S* entre resultados de simulação e protótipo da rede de antenas



Fonte: (Autoria própria). A rede de antenas projetada contempla a banda ISM.

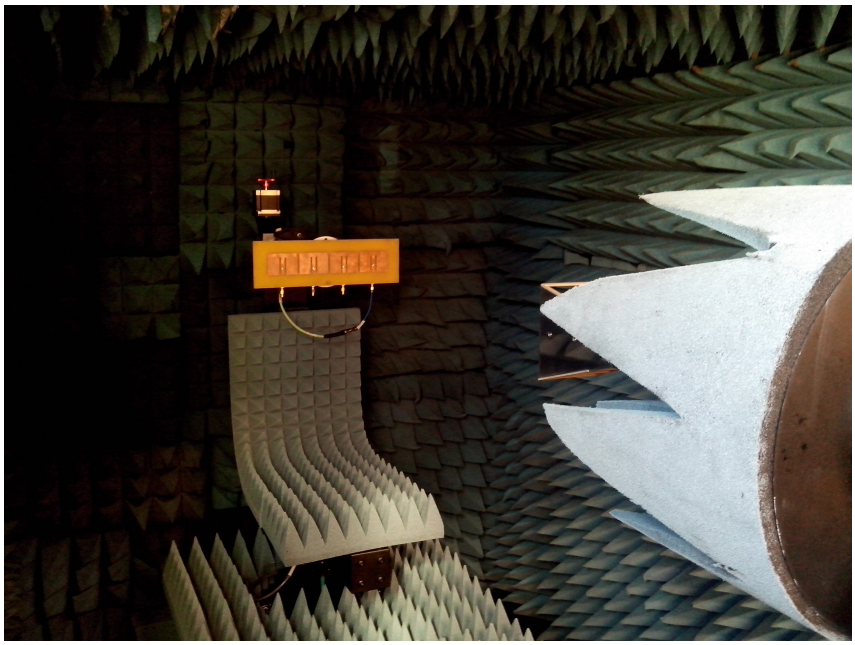
Constata-se que os resultados do protótipo apresentaram um desvio em frequência, de aproximadamente $6,5$ MHz, em relação os pontos de mínima reflexão do modelo simulado. O desvio pode ser justificado com diferentes possibilidades, sendo elas a variação de ε_r ou da espessura do laminado FR4 utilizado no modelo e as características do material empregado na

implementação. Além disso, imprecisões na construção da estrutura da rede também podem ser apontadas como possíveis causas do desvio em frequência.

Entretanto, o protótipo apresentou resultados satisfatórios. A faixa de frequências para aplicações em banda ISM foi garantida com certa margem de segurança, como destacado no gráfico. Convencionalmente, define-se a banda de operação de uma antena ou rede de antenas pela faixa de frequências compreendidas no intervalo em que o coeficiente de reflexão se mantém abaixo de -10 dB, garantindo que menos de 10% da potência aplicada nos terminais da antena não seja efetivamente transmitida ao elemento.

Outra validação realizada com o protótipo contemplou o diagrama de campo elétrico para cada elemento da rede. Esta é considerada uma etapa importante nesta aplicação, visto que a síntese de diagramas de irradiação da rede se baseia justamente nos diagramas de cada elemento. As medições do campo irradiado foram realizadas no Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas (LEMA) da Universidade Federal do Pampa - Campus Alegrete e foram realizadas com o medidor de campo próximo (*Nearfield Scanning*) (NSI, 2008), (YAGHJIAN, 1988). A Figura 6.4 mostra a antena instalada na estrutura do equipamento.

Figura 6.4 – Medição da rede de antenas no medidor de campo próximo

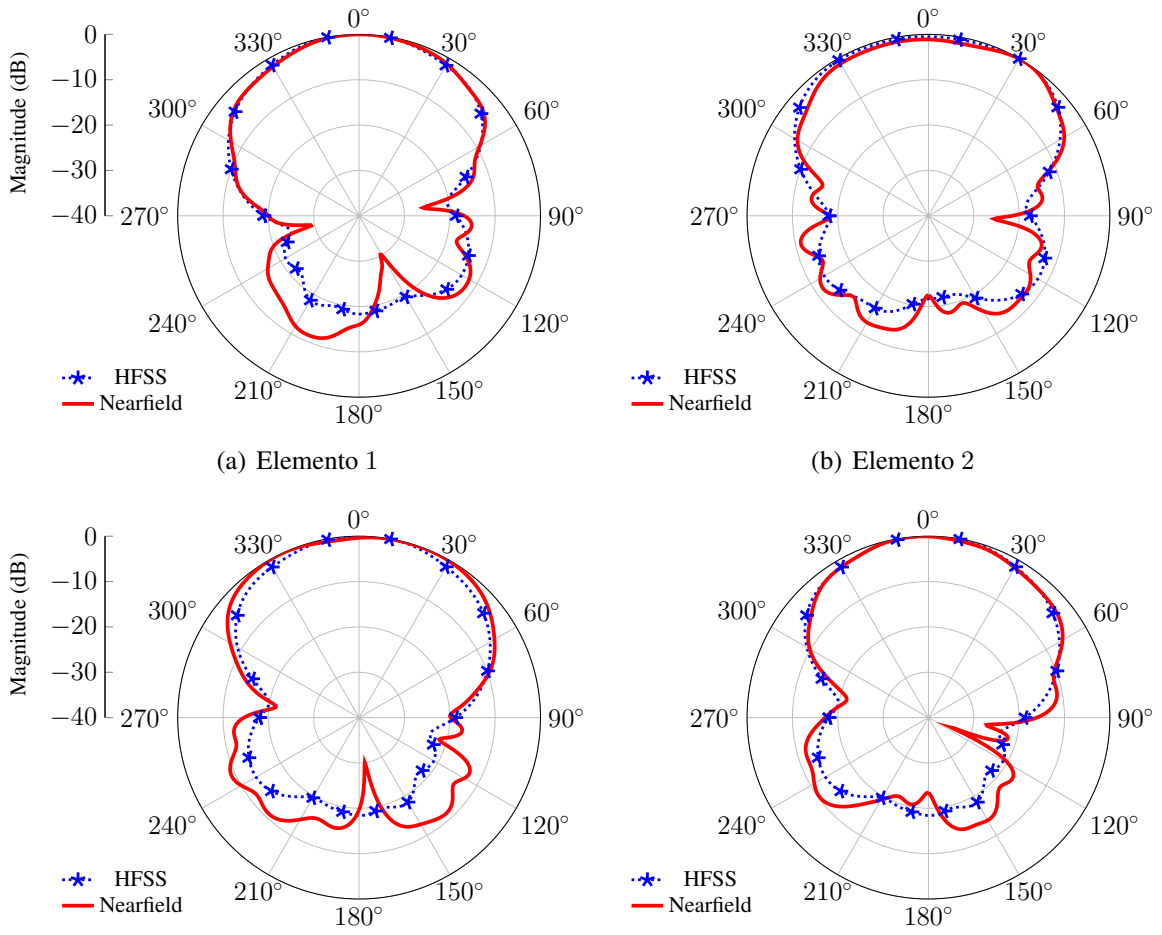


Fonte: (Autoria própria). Antena Corneta (prova) apontada para a rede durante medição.

O procedimento de medida consiste em alimentar uma antena por medida e considerar os demais elementos conectados a cargas casadas, repetindo o mesmo procedimento para cada

irradiador da rede. Ao final das quatro medições, os diagramas apresentados na Figura 6.5 foram obtidos. A mesma figura apresenta a comparação dos diagramas de cada elemento obtidos via simulação.

Figura 6.5 – Comparativo entre campo irradiado normalizado simulado e medido por elemento no plano azimutal.



(a) Elemento 1

(b) Elemento 2

(c) Elemento 3

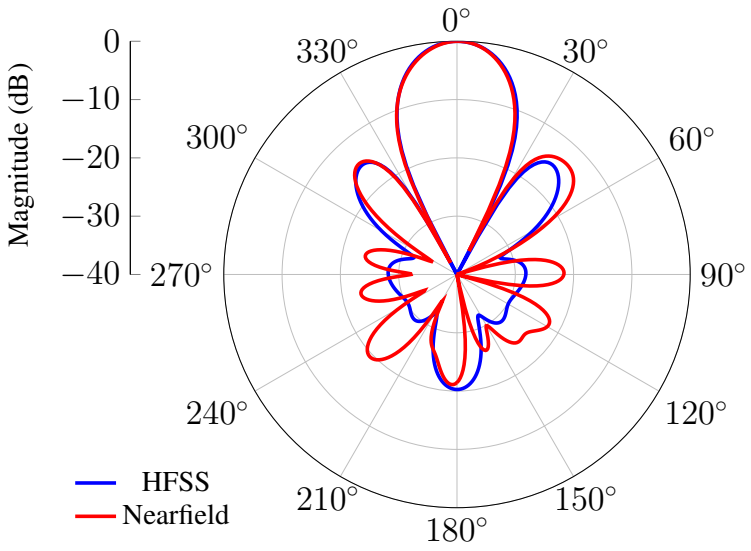
(d) Elemento 4

Fonte: (Autoria própria). A diferença entre resultados simulados e medidos para região de irradiação traseira se deve a presença da estrutura metálica do posicionador que constitui o medidor de campo próximo.

Além dos resultados individuais de cada elemento, é possível obter-se o campo resultante da rede. Para isso, aplica-se a soma espacial das amplitudes e fases medidas para cada elemento. A Figura 6.6 apresenta o campo resultante para a rede.

Tanto as medições de campo elétrico dos elementos quanto o diagrama resultante da rede apresentaram boa coerência com os resultados de simulação. As maiores diferenças entre os diagramas simulados e medidos, presentes na faixa de ângulos entre $90°$ e $270°$, podem ser desconsideradas visto que esta é a região de irradiação traseira da rede.

Figura 6.6 – Comparativo do campo elétrico normalizado da rede de antenas: Simulado (HFSS) e Medido (Nearfield)



Fonte: (Autoria própria).

6.2 Síntese de Diagrama de Irradiação

Com a rede de antenas devidamente validada, o método de Otimização por Enxame de Partículas foi aplicado para a síntese de diagramas de irradiação com direção de apontamento do lóbulo principal e SLL, definidos no Capítulo 5. Ao ser implementado, o método de otimização realiza as otimizações levando em conta os diagramas simulados dos elementos.

6.2.1 Otimização sem restrição de potência

Os primeiros coeficientes de excitação sintetizados produziram soluções que, em certas situações, aplicavam em um ou dois elementos uma potência inferior à 10%, comparada ao elemento com maior potência (vide Tabela 6.1). Este cenário não é interessante, visto que o principal objetivo na aplicação de rede de antenas é alcançar maiores diretividades. No caso da rede de antenas com quatro elementos, o impacto de elementos com menores contribuições é mais impactante do que em casos de rede com mais irradiadores. Como consequência da baixa contribuição, os diagramas de irradiação sintetizados apresentam baixa diretividade, como apresentado na Figura 6.8.

6.2.2 Otimização com restrição de potência

Em busca de uma alternativa para contornar o problema observado na abordagem anterior, uma modificação no espaço de soluções do método de otimização foi realizada. A abordagem anterior considerava um espaço de soluções para possíveis amplitudes de excitação no intervalo $[0 \quad 1]$. Sendo assim, o limite inferior do espaço foi restringido a um valor que garanta o mínimo de 10% de potência ($\sqrt{0,1} = 0,316$) aplicada a cada elemento.

Os coeficientes de excitação sintetizados passaram a atender a restrição de potência, como apresentado na Tabela 6.1, e produzir diagramas com diretividades condizentes a uma rede de quatro elementos. Além disso, o controle de lóbulos secundários foi alcançado em todos os casos.

6.2.3 Abordagem Alternativa

Uma abordagem alternativa foi definida para que uma mínima contribuição fosse garantida de cada elemento e não houvesse a necessidade de definição de um percentual para obter tais respostas. Desta forma, uma restrição quanto ao número de lóbulos do diagrama de irradiação foi proposta. Logo, apenas soluções que atendessem o critério de número de lóbulos eram consideradas válidas. O critério foi definido por

$$N_l > N_a - 2, \tag{6.1}$$

sendo N_l o número de lóbulos e N_a o número de antenas que compõem a rede.

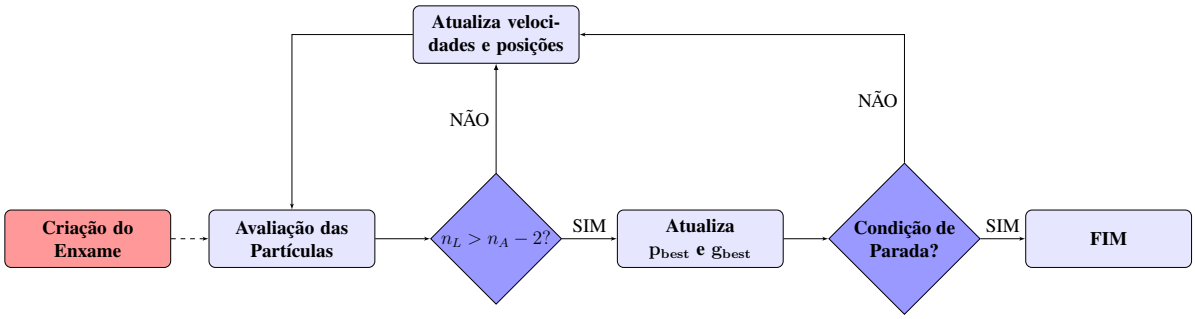
Esta abordagem também não considerou o controle do espaço de solução por paredes reflexivas/invisíveis. Além disso, a velocidade não foi mais restrita ao intervalo $[-1 \ 1]$. As alterações não impactaram as respostas sintetizadas pelo método, sendo que suas soluções foram muito semelhantes às produzidas pela abordagem com restrição de potência. O fluxograma apresentado na Figura 6.7 resume as etapas da abordagem alternativa.

Os coeficientes de excitação sintetizados a partir de cada abordagem são apresentados na Tabela 6.1.

A defasagem progressiva otimizada para cada síntese são listadas na Tabela 6.2.

Por fim, o comparativo entre os diagramas sintetizados para as três abordagens é apresentado na Figura 6.8.

Figura 6.7 – Fluxograma do método de otimização por enxame de partículas



Fonte: (Autoria própria).

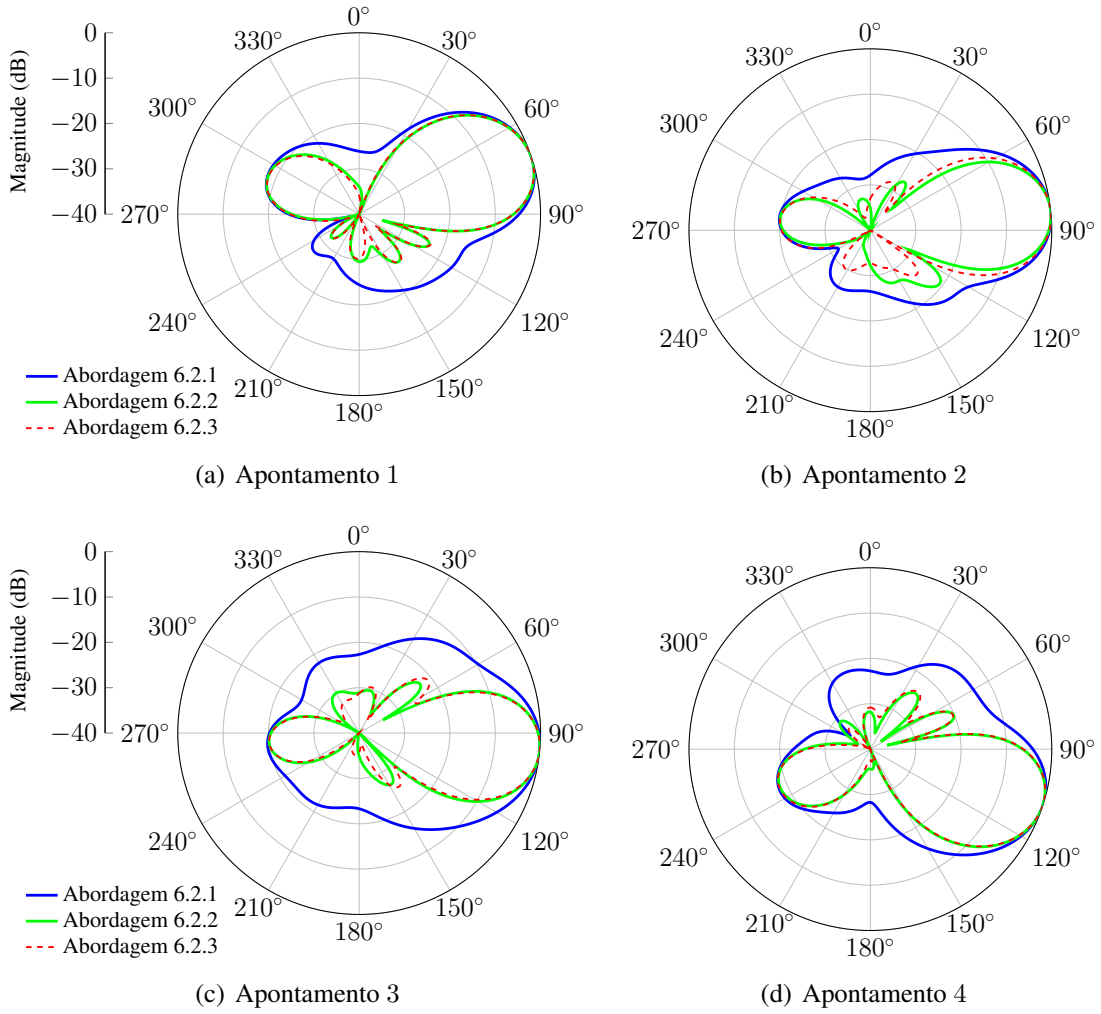
Tabela 6.1 – Conjunto de coeficientes para a síntese dos diagramas de irradiação.

	Apontamentos			
Elementos	**1**	**2**	**3**	**4**
	Sem restrição de potência			
1	$0,1564$	$0,2748$	$0,2208$	$0,1211$
2	$0,2716$	$0,4907$	$0,8690$	$0,2748$
3	$0,4977$	$0,8655$	$0,3222$	$0,6336$
4	$0,1984$	$0,2969$	$0,1682$	$0,2615$
	Com restriçao de potência			
1	$0,4255$	$0,4033$	$0,3635$	$0,4038$
2	$0,7058$	$0,6842$	$0,7217$	$0,7058$
3	$0,7566$	$0,6001$	$0,7288$	$0,7235$
4	$0,3921$	$0,4289$	$0,5406$	$0,4928$
	Abordagem alternativa			
1	$0,4230$	$0,5097$	$0,4378$	$0,6122$
2	$0,6590$	$0,7708$	$0,7013$	$0,9205$
3	$0,6124$	$0,7926$	$0,8088$	$0,9030$
4	$0,3040$	$0,3031$	$0,5776$	$0,5278$

Tabela 6.2 – Defasagem progressiva para as soluções sintetizadas

	Apontamentos			
	1	**2**	**3**	**4**
Abordagem 6.2.1	$59,36°$	$20,69°$	$-19,31°$	$-60,98°$
Abordagem 6.2.2	$61,37°$	$20,63°$	$-19,06°$	$-61,71°$
Abordagem 6.2.3	$61,75°$	$19,841°$	$-18,52°$	$-61,02°$

Figura 6.8 – Comparativo entre os diagramas sintetizados para diferentes abordagens



(a) Apontamento 1

(b) Apontamento 2

(c) Apontamento 3

(d) Apontamento 4

Fonte: (Autoria própria). A abordagem 6.2.1 apresenta diagramas com baixa diretividade, já que nem todos os elementos necessariamente apresentam potência significativa em seus terminais. Os resultados de 6.2.3 são equivalentes à abordagem 6.2.2, com a vantagem de não haver necessidade de definir a potência mínima a ser considerada em cada elemento.

6.3 *Front-end* de Receptor Homódino

Com o objetivo de validar o canal de *front-end* do receptor Homódino, foi utilizada uma abordagem de validação bloco a bloco para se garantir o funcionamento de cada estágio. A validação dos estágios de forma isolada aumenta a garantia de que um canal que integre todos estes blocos venha a funcionar corretamente.

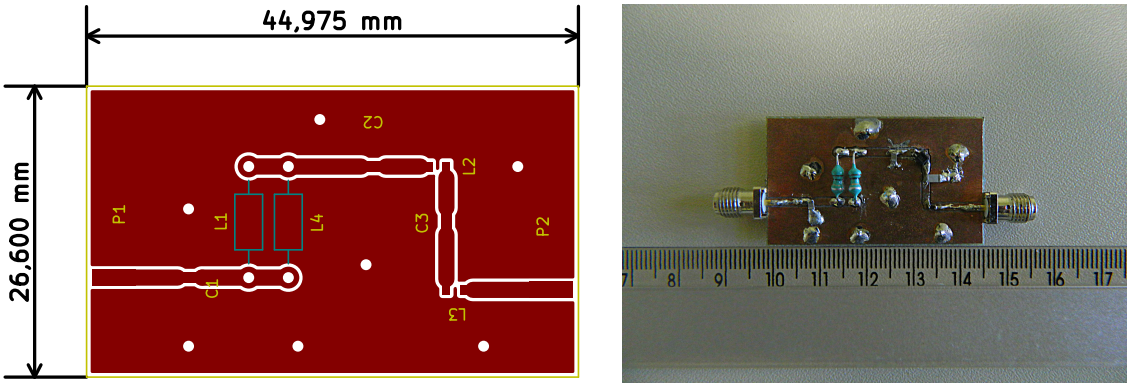
A construção do canal leva em conta os dispositivos definidos no Capítulo 5. Tanto as placas de teste quanto o canal do *front-end* foram construídos utilizando a estrutura CPWG, com parâmetros definidos e validados na Seção 5.3.1. As seções a seguir apresentam os resultados

obtidos em cada estágio e, por fim, no canal que integra todos os blocos.

6.3.1 Filtro Passa-Baixa

Os valores utilizados na implementação do filtro apresentaram uma variação em relação aos valores de projeto. Esta discrepância foi avaliada por simulação, levando em conta componentes ideais, e analisou-se um desvio em frequência de cerca de 4 MHz em relação aos valores projetados. A placa de teste apresentada na Figura 6.9 foi desenvolvida para realizar a validação do filtro projetado.

Figura 6.9 – Placa de teste do filtro passa-baixa



(a) PCB (b) Placa de teste

Fonte: (Autoria própria).

Os resultados da primeira medição apresentaram uma resposta em frequência bem diferente da esperada. Sendo assim, os componentes tiveram suas indutâncias e capacitâncias avaliadas em um Medidor LCR. Vale ressaltar que alguns componentes possuíam encapsulamento com dimensões muito reduzidas, fator que impossibilitou a avaliação de todos os componentes do filtro.

O indutor L_2 avaliado possuía indutância de, aproximadamente, 6 μH quando seu valor previsto era 500 nH. Realizando a simulação do filtro com valor medido de L_2, encontrou-se boa correlação da frequência de corte entre resultados simulados e práticos. A Figura 6.10(a) apresenta a comparação entre a resposta considerando o indutor L_2 como sendo 6 μH e o resultado prático.

Para fins de teste, o indutor L_2 foi substituído por dois indutores (*through-hole*) de 1 μH combinados em paralelo. Os parâmetros S referentes ao protótipo são apresentados na Figura 6.10(b). Entretanto, a frequência de corte ainda não condizia com a definida para o projeto.

Nesta etapa, uma avaliação paramétrica do indutor L_4 foi realizada, tendo em vista que o componente não pôde ser avaliado no medidor LCR. O valor de $L_4 = 2$ μH reproduziu com coerência a resposta obtida na medição do protótipo, como mostra a Figura 6.10(b).

Um teste foi realizado para comprovar o erro do componente L_4. Para isso, um indutor de 820 nH - valor prático de 873.3 nH foi utilizado para comprovar o efeito produzido pelo indutor de 600 nH. A Figura 6.10(c) apresenta uma resposta simulada coerente à obtida nas medições. Logo, comprovou-se também o erro no componente L_4.

Após a análise realizada, adotou-se $L_4 = 500$ nH para a implementação no canal de *front-end*. A Figura 6.10(d) apresenta a resposta simulada para o filtro. Levando em conta a aplicação de componentes com valores corretos, considerou-se que o filtro implementado apresentaria perdas na banda de passagem semelhantes à apresentada na Figura 6.10(c).

A Tabela 6.3 lista os componentes que integram o filtro passa-baixa validado para aplicação no canal do *front-end*.

Tabela 6.3 – Componentes para filtro Butterworth de sexta ordem

Identificação	**Valor**
C_1	80 pF
L_2	500 nH
C_3	270 pF
L_4	500 nH
C_5	200 pF
L_6	180 nH

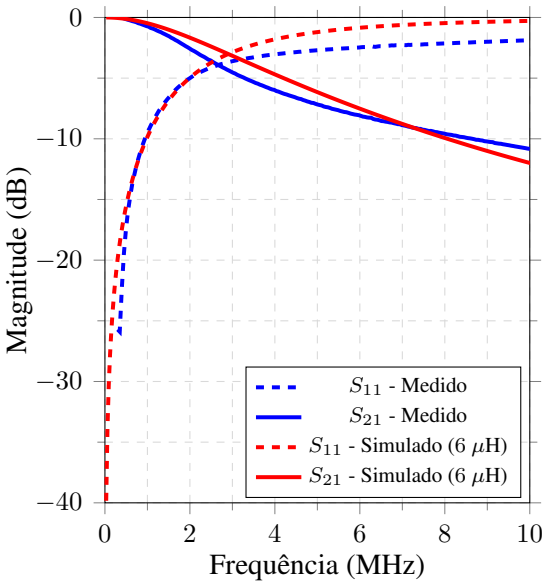
6.3.2 Filtro Passa-Banda

O filtro interdigital com aplicação do polinômio de Butterworth de 3^a ordem foi construído a partir da otimização realizada e da estrutura detalhada no Capítulo 5. A Figura 6.11 mostra em detalhes a placa de testes construída.

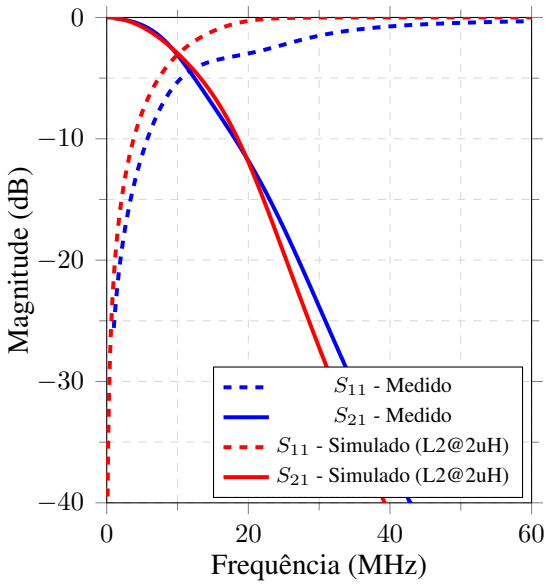
A Figura 6.12 apresenta a resposta em frequência obtida para as medições do protótipo. O resultado apresentou um leve desvio em frequência, o qual pode ter como causa imprecisões na construção do protótipo. A constante dielétrica é um parâmetro do laminado que pode produzir tal comportamento. A resposta do coeficiente de transmissão, considerando $\varepsilon_{rFR4} = 4,2$, evidencia essa situação.

Porém, o desvio não afetou a perda de inserção, que ficou exatamente no nível previsto em simulação ($2,9$ dB). Mesmo com o desvio observado, a banda de interesse desta implemen-

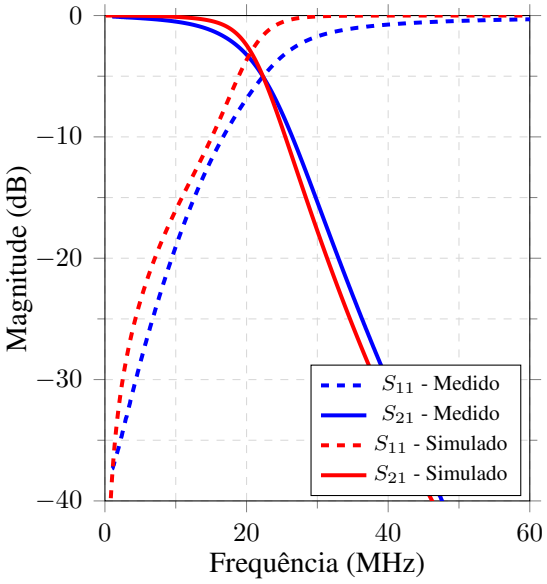
Figura 6.10 – Processo de validação do filtro passa-baixa.



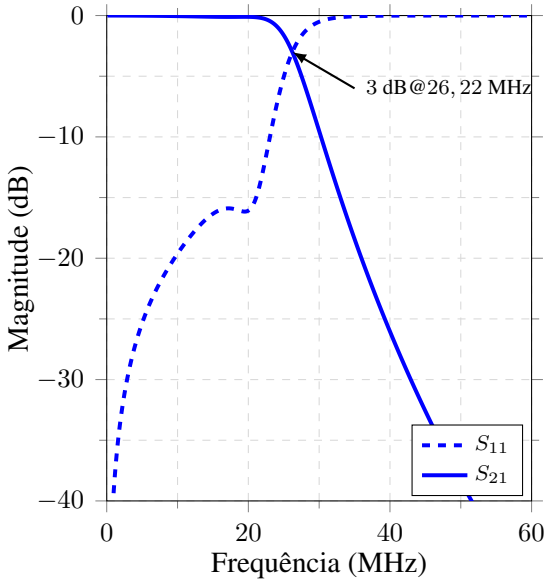
(a) Comparativo entre modelo medido e simulado, com $L_1 = 6\ \mu$H.



(b) Comparativo entre protótipo e modelo simulado, considerando $L_2 = 2$ uH.



(c) Comparativo entre modelo simulado e protótipo 2 com $L_2 = 873.3$ uH.



(d) Comportamento simulado do filtro para $L_2 = L_4 = 500$ nH.

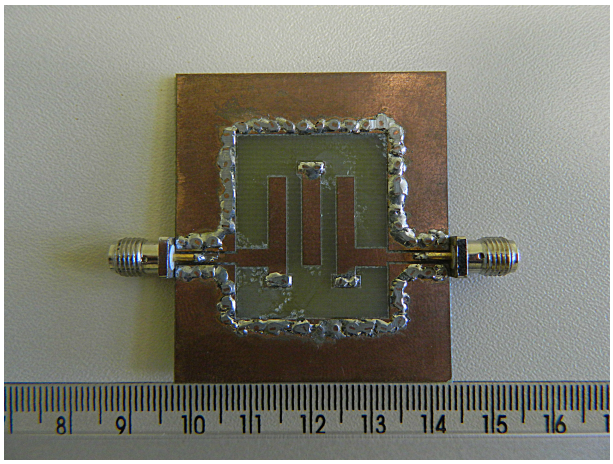
Fonte: (Autoria própria).

tação foi contemplada. Sendo assim, o projeto do filtro interdigital foi validado.

6.3.3 LNA

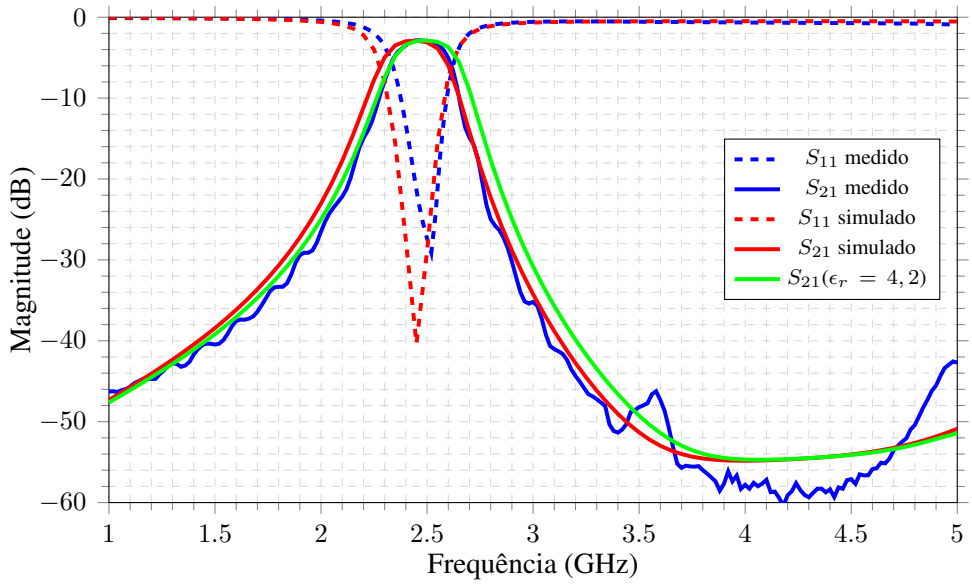
Segundo as informações obtidas em *datasheet*, o amplificador de baixo ruído aplica um ganho de, aproximadamente, 10 dB na faixa de frequências da banda ISM. A Figura 6.13 detalha

Figura 6.11 – Placa de teste do filtro interdigital



Fonte: (Autoria própria).

Figura 6.12 – Comparativo entre os resultado simulado e medido para o filtro interdigital

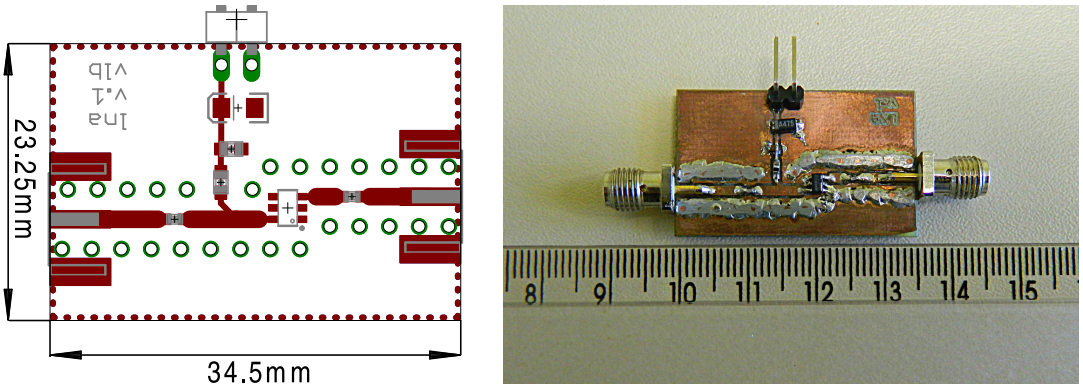


Fonte: (Autoria própria). A perda de inserção na banda de passagem do protótipo mostrou um bom casamento com o modelo simulado.

a placa de teste desenvolvida para o LNA. A medição visou validar o ganho na faixa de interesse e os demais parâmetros da matriz espalhamento. Para o teste, uma tensão de polarização de 5 V foi aplicada no dispositivo. A Figura 6.14 apresenta os resultados práticos para o LNA.

O ganho medido do LNA, dado pelo coeficiente S_{21}, variou entre $10,479$ dB e $10,069$ dB para a banda ISM e está, portanto, coerente com o valor especificado pelo *datasheet*. Assim sendo, validaram-se as especificações dos termos da matriz espalhamento. Estes resultados não

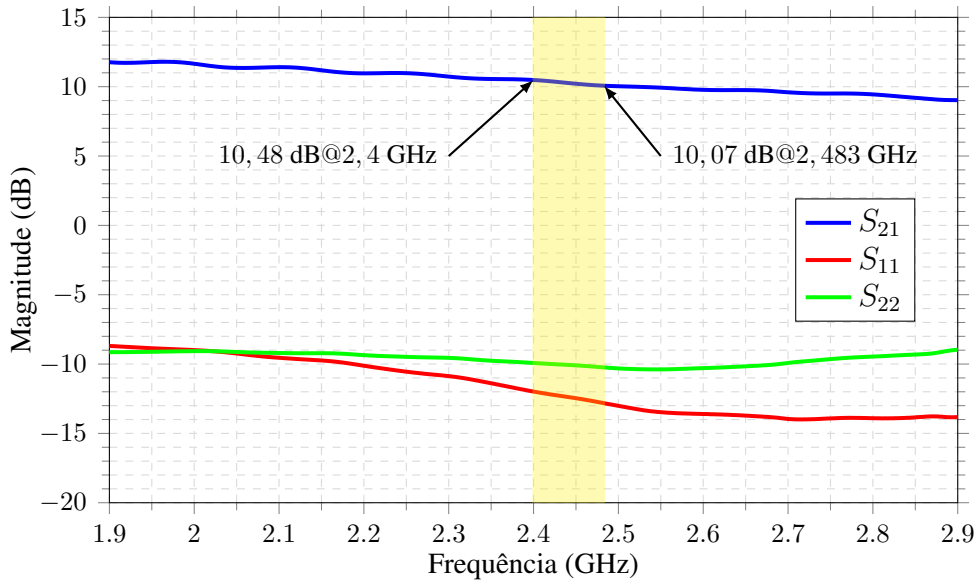
Figura 6.13 – Placa de teste do amplificador LNA



(a) Layout (b) Placa de teste

Fonte: (Autoria própria).

Figura 6.14 – Medidas de parâmetros *S* para a placa de teste do amplificador de baixo ruído HMC374E.



Fonte: (Autoria própria).

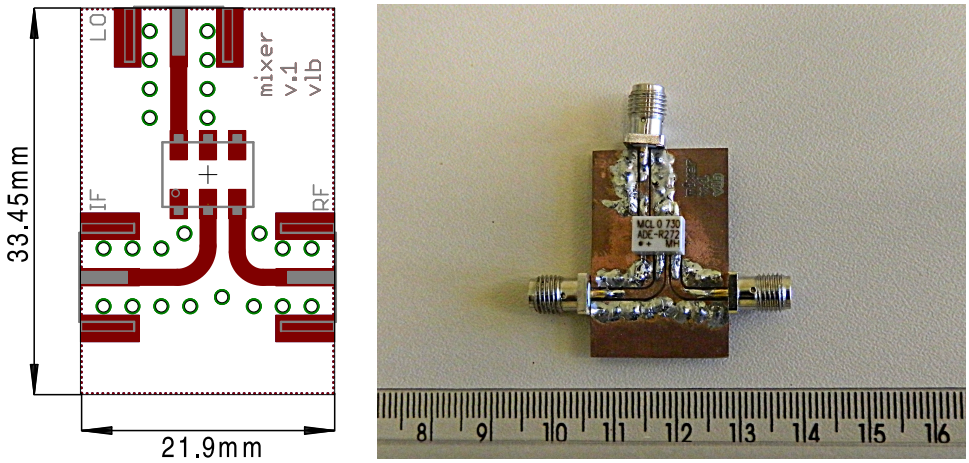
validaram apenas o LNA, mas também o layout desenvolvido e os componentes utilizados na polarização do estágio amplificador.

6.3.4 Mixer

A validação do bloco de conversão é dada pela análise do espectro de frequências, diferente dos demais dispositivos do canal que são caracterizados pelos coeficientes da matriz

espalhamento. Segundo as informações do *datasheet*, o mixer possui uma perda de conversão típica de $5,6$ dB, podendo chegar até o valor de $9,5$ dB. A potência máxima de entrada (RF) para o dispositivo é de 50 mW, equivalente a 17 dBm, aproximadamente. Já a porta LO opera com potência nominal de 13 dBm. A Figura 6.15 apresenta o layout da placa de teste desenvolvida.

Figura 6.15 – Placa de teste do mixer



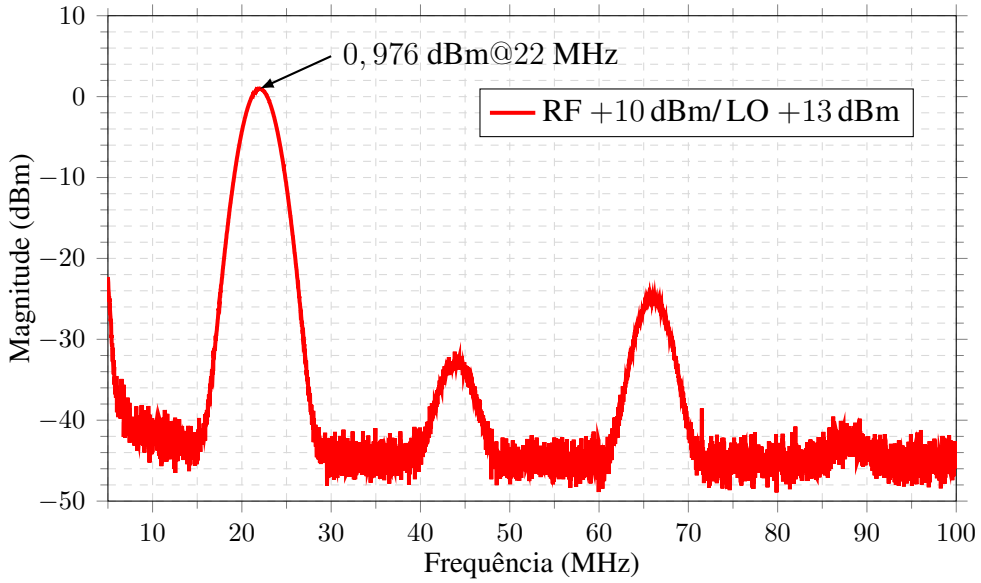
(a) Layout (b) Placa de Teste

Fonte: (Autoria própria).

Para a validação do dispositivo, o sinal de RF teve seu nível de potência definido em 10 dBm, com frequência ajustada para 2400 MHz. O sinal LO teve sua frequência fixada em 2422 MHz e nível de potência nominal para a porta. A Figura 6.16 apresenta a resposta medida na porta IF. Percebe-se que a frequência IF ficou exatamente em 22 MHz e com nível de potência de $0,976$ dBm. Logo, a atenuação na conversão foi de 9 dB, aproximadamente, e este valor é praticamente o máximo previsto para o dispositivo ($9,5$ dB). Esta atenuação é bem maior que os $5,3$ dB previstos para a faixa de frequências aplicada no teste. As altas perdas podem ser justificadas pela utilização do laminado de FR4, já que o material utilizado para caracterização do dispositivo em seu *datasheet* é o Rogers 4350, com tangente de perdas muito inferior (0,003 para o Rogers e 0,02 para o FR4).

Contudo, a perda de conversão do dispositivo se manteve dentro da faixa prevista em *datasheet*. O único agravante, caso esta perda se confirme no canal do receptor, é a maior degradação da SNR do sinal após o estágio de mixer.

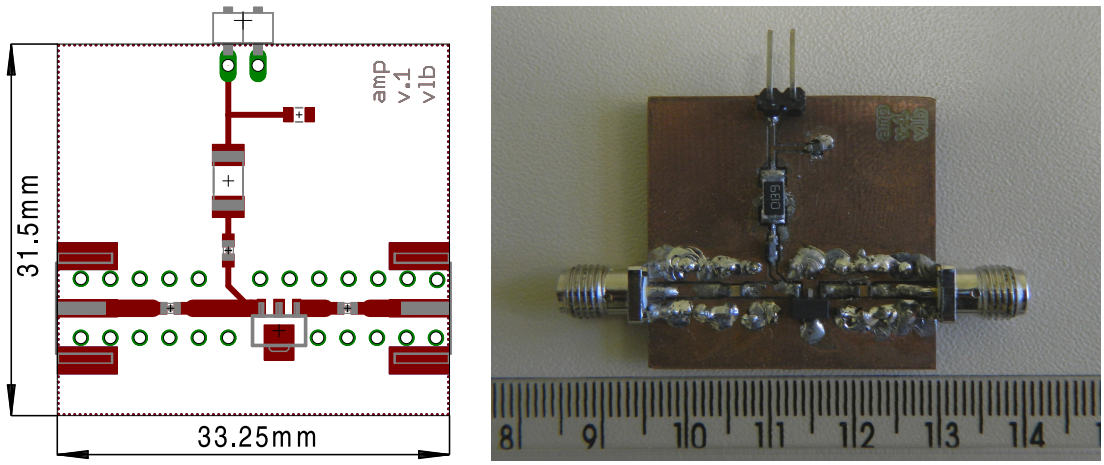
Figura 6.16 – Espectro analisado para o mixer ADE-R272MH+



6.3.5 Amplificador

O último estágio do canal é composto pelo amplificador GALI-55+, com ganho típico de $21,9$ dB para frequências inferiores a 100 MHz e potência de saída de até 15 dBm. A figura de ruído do amplificador é especificada como $3,3$ dB. A Figura 6.17 detalha o layout e a placa de teste desenvolvida. Para o teste do amplificador foi considerada uma tensão de

Figura 6.17 – Placa de teste do amplificador

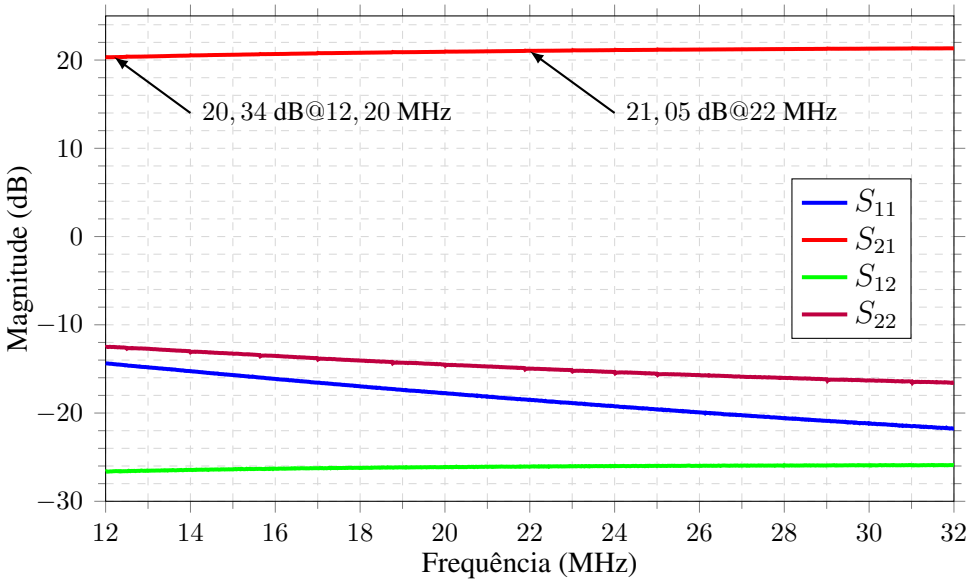


(a) Layout (b) Placa de teste

Fonte: (Autoria própria).

polarização de 8 V. A Figura 6.18 apresenta os parâmetros *S* para o teste realizado com o amplificador. Os ganhos medidos para a faixa de frequências variaram entre $20,34$ dB, em

Figura 6.18 – Medição de parâmetros *S* da placa de testes do amplificador Gali-55+



Fonte: (Autoria própria).

$12,2$ MHz; e $21,05$ dB, em 22 MHz. Comparado ao ganho especificado em *datasheet* para a faixa de frequências inferiores a 100 MHz, o ganho obtido ficou um pouco abaixo do esperado ($21,9$ dB). Entretanto, a variação é considerada como aceitável visto que dificilmente o ganho seria mantido com tal linearidade para uma faixa de frequência como esta.

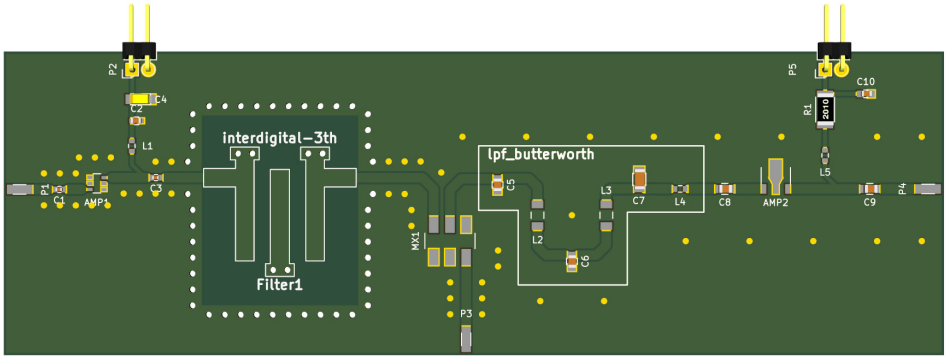
6.3.6 Canal de *Front-end* Homódino

Após a validação dos estágios que constituem o *front-end* do receptor Homódino, um canal integrando todos os blocos foi desenvolvido. A Figura 6.19 apresenta em detalhes o layout e a placa de teste para um canal do receptor.

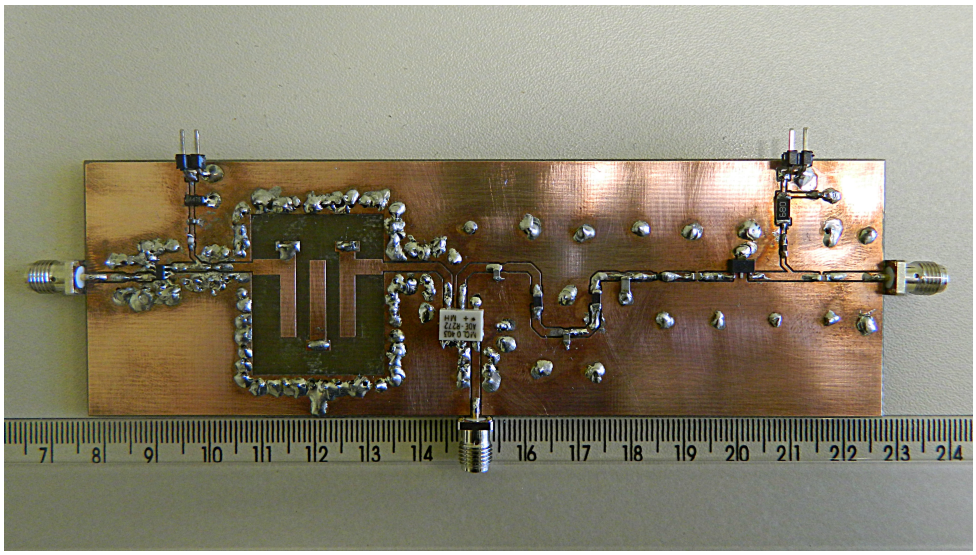
6.3.6.1 Caracterização do Canal

Antes do procedimento de teste do receptor, uma reavaliação da caracterização do canal (vide Seção 5.3.4) deve ser realizada. A reavaliação se faz necessária já que alguns blocos apresentaram variações entre as características especificadas em *datasheet* e as medidas durante os testes.

Figura 6.19 – Placa de canal completo



(a) Layout



(b) Placa de teste

Fonte: (Autoria própria).

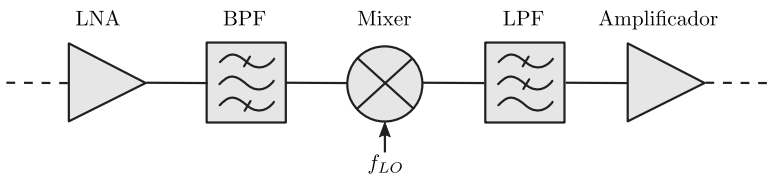
Começando pela análise de figura de ruído do canal e ganho equivalente, a Figura 6.20 apresenta a topologia do receptor Homódino com as características de ganho medido e figura de ruído por bloco.

O ganho equivalente do canal é dado por

$$\begin{aligned} G_{RX} &= G_1 + G_2 + G_3 + G_4 + G_5; \\ &= 10,40 - 2,9 - 9,0 - 1,2 + 21,05; \\ G_{RX} &= 18,35 \text{ dB}. \end{aligned}$$

Em comparação com o ganho calculado, com base nas especificações de catálogos, o ganho equivalente do canal sofreu uma redução de $20,5$ dB para $18,35$ dB. A redução foi principalmente causada pela atenuação acrescentada pelo estágio de mixer, o qual apresentou perda de

Figura 6.20 – Canal de *Front-end* do receptor Homódino



$F_1 = 1,5\,\text{dB}$ $F_2 = 2,9\,\text{dB}$ $F_3 = 9,0\ \text{dB}$ $F_4 = 1,2\,\text{dB}$ $F_5 = 3,3\,\text{dB}$
$G_1 = 10,40\,\text{dB}$ $G_2 = -2,9\,\text{dB}$ $G_3 = -9,0\ \text{dB}$ $G_4 = -1,2\,\text{dB}$ $G_4 = 21,05\ \text{dB}$

Fonte: (Autoria própria). Atualização dos parâmetros medidos por bloco para o canal projetado

inserção semelhante ao valor máximo especificado.

Reavaliando as contribuições de cada bloco para a figura de ruído equivalente do canal, tem-se

$$\begin{array}{lllll} F_1 = 1,412 & F_2 = 1,94 & F_3 = 7,944 & F_4 = 1,318 & F_5 = 2,137 \\ G_1 = 11 & G_2 = 0,512 & G_3 = 0,126 & G_4 = 0,758 & G_5 = 127,35 \end{array}$$

Aplicando a equação da figura de ruído para o canal, tem -se

$$\begin{aligned} F_{RX} &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4} \\ &= 1,412 + 0,085 + 1,233 + 0,448 + 2,114 \\ F_{RX} &= 5,291 \ \rightarrow\ 7,236\ \text{dB} \end{aligned}$$

A figura de ruído também foi afetada pelo pior desempenho do mixer e, em função disso, teve piora de 1 dB em relação à figura de ruído previamente calculada com os valores de *datasheet* dos componentes.

Calculando a nova temperatura equivalente de ruído e N_o, já que ambas variáveis dependem tanto do ganho quanto da figura de ruído, tem-se

$$\begin{aligned} T_e &= (F-1)T_o = (5,291-1)290 = 1244,39\ K, \\ N_o = kT_eBG &= (1,38 \cdot 10^{-23})(1244,39)(22 \cdot 10^6)\left(10^{18,35/10}\right), \\ &= 2,583 \cdot 10^{-11}\ \text{W} \ \rightarrow\ 10\log(2,583 \cdot 10^{-11}/1 \cdot 10^{-3}), \\ N_o &= -75,877\ \text{dBm} \end{aligned}$$

Apesar de a figura de ruído ser maior, o ruído de saída do canal não acompanha a mesma lógica porque depende diretamente do ganho.

A mesma análise para estimar a potência de entrada a fim de se obter uma SNR de 20 dB ao final do canal pode ser realizada e determinada por

$$S_i = \frac{S_o}{G} = \frac{S_o N_o}{N_o G} \tag{6.2}$$

$$= 10^{(20/10)} \frac{(2,583 \cdot 10^{-11})}{10^{(18,35/10)}} \tag{6.3}$$

$$S_i = 3,777 \cdot 10^{-11} \rightarrow -74,228 \text{ dBm} \tag{6.4}$$

A variação dos parâmetros N_o e G fazem com que a potência do sinal de entrada seja de, no mínimo, $-74,228$ dBm para garantir uma SNR_o de 20 dB. Com isso, a intensidade do sinal na entrada do canal deverá ser cerca de $1,2$ dB maior que a estimativa inicial, a fim de compensar a discrepância no desempenho do mixer.

6.3.6.2 Validação do canal do *front-end*

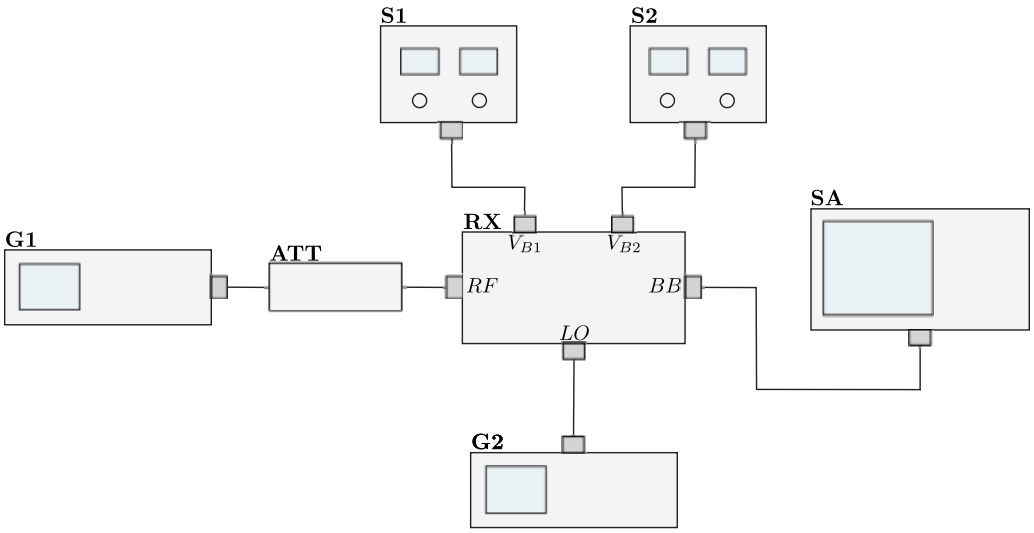
A validação do canal repetirá o processo de teste realizado com o estágio de mixer. Neste processo, dois sinais foram aplicados às portas RF e LO, equivalendo aos sinais provenientes da rede de antenas e do oscilador, respectivamente. A saída do mixer foi medida com um analisador de espectro, a fim de se avaliar a frequência e nível de potência da componente convertida.

Nesse contexto, podemos entender o canal do receptor como um mixer ativo, o qual translada e amplifica, idealmente, o sinal RF (S_i). O diagrama da bancada de teste do canal de *front-end* é apresentado na Figura 6.21.

Para o teste, foram utilizadas duas fontes de tensão de corrente contínua (S1 e S2) a fim de realizar a polarização dos dispositivos ativos do canal, sendo eles os amplificadores GALI-55+ e LNA-HMC374E, e as tensões de polarização aplicadas foram 8 V e 5 V, respectivamente. Dois Geradores de Sinais (G1 e G2) foram empregados para representar o sinal proveniente da rede de antenas e do oscilador. As frequências dos sinais RF e LO foram setadas conforme a necessidade do teste a ser realizado, bem como o nível de potência do gerador G1. Por sua vez, o nível de potência do gerador G2 foi ajustado para o valor nominal de operação do mixer, equivalente a 13 dBm.

O conhecimento da estimativa de ganho total do canal é importante para realização dos testes. Este aspecto pode evitar que algum componente do receptor venha a saturar, ou que o nível de potência do sinal a ser medido pelo analisador de espectro sobrecarregue suas portas. Desta forma, um atenuador de 20 dB (ATT) foi conectado à porta RF do *front-end* para evitar tais cenários.

Figura 6.21 – Bancada de teste do canal de *front-end*



Fonte: (Autoria própria).

Para o primeiro teste, o sinal RF teve sua potência e frequência fixadas em 1 dBm e 2450 MHz, respectivamente. Por sua vez, o sinal LO teve potência e frequência ajustadas em 13 dBm e 2470 MHz, respectivamente. Logo, espera-se que a componente espectral principal esteja na frequência de 20 MHz. Além disso, espera-se que o nível de potência seja, aproximadamente,

$$S_o = S_i + G_c - (G_{att}) = 1 \text{ dBm} + 18,35 \text{ dB} - 20 \text{ dB} \approx -0,65 \text{ dBm},$$

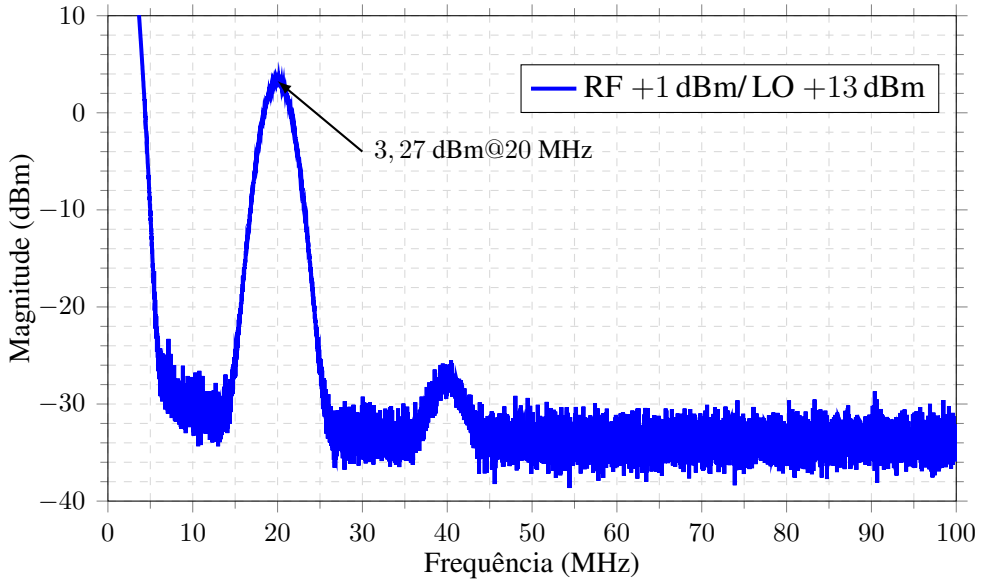
sendo S_o a potência do sinal na saída do canal, S_i a potência do sinal na entrada do canal, G_c o ganho previsto para o canal e G_{att} a atenuação de 20 dB, por conta do atenuador. A Figura 6.22 apresenta a medição realizada no analisador de espectro.

O resultado obtido mostra uma componente em 20 MHz com nível de potência de $3,27$ dBm. A magnitude deste sinal superou a previsão em $3,92$ dB. Porém, se for considerado uma melhor performance do mixer e menores perdas do que as previstas para o filtro passa-banda, o nível de sinal na saída do canal é factível.

O impacto da banda de corte do filtro passa-baixa foi avaliado em dois cenários diferentes: para o primeiro caso, considerando uma frequência de 32 MHz resultante da mistura das frequências LO e RF; para o segundo caso, supondo IF $= 40$ MHz. Os resultados dos testes são apresentados na Figura 6.23.

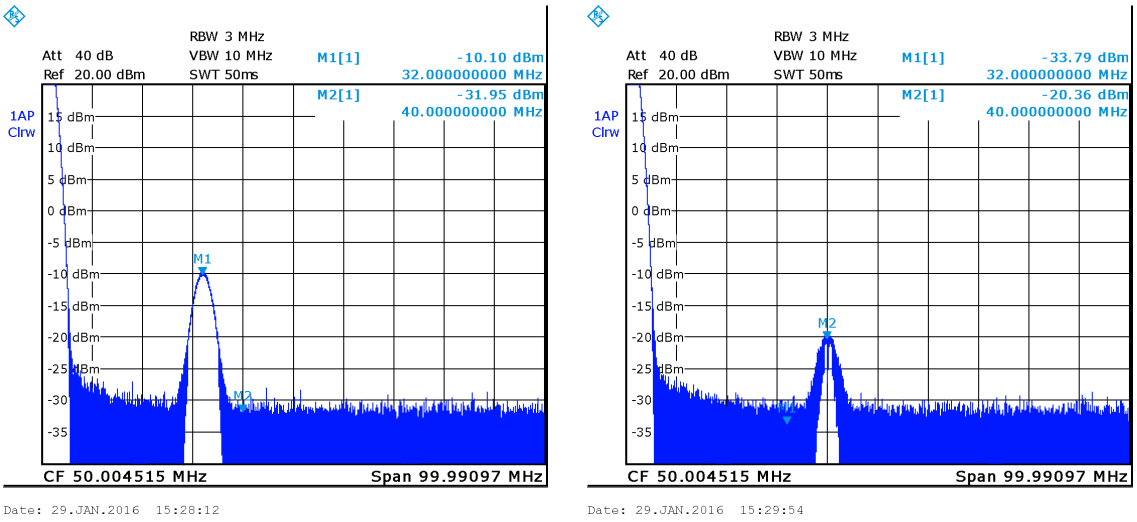
A resposta apresentada na Figura 6.23(a) tem a componente de IF em 32 MHz com magnitude de $-10,10$ dBm. Considerando que a atenuação do filtro passa-baixa para a frequência

Figura 6.22 – Frequência do sinal RF em 2450 MHz e LO em 2470 MHz.



Fonte: (Autoria própria).

Figura 6.23 – Teste com frequências de IF na banda de rejeição do filtro passa-baixa



(a) Frequência de IF em 32 MHz

(b) Frequência de IF em 40 MHz

Fonte: (Autoria própria).

é de 32 MHz é de $-13,272$ dB, o resultado obtido é coerente com o comportamento esperado para tal situação.

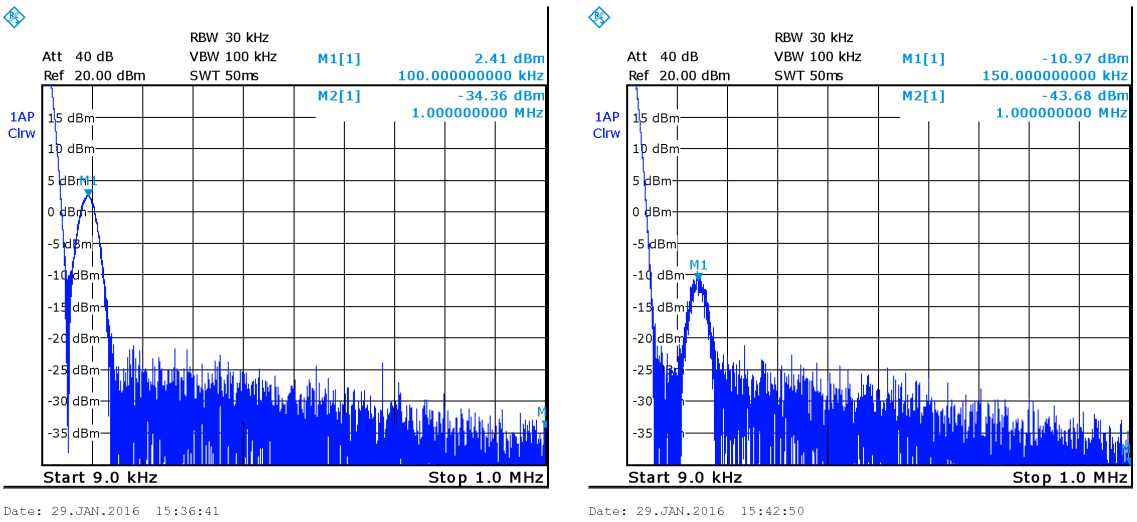
Para a resposta da Figura 6.23(b) com IF em 40 MHz, a componente IF apresenta potência de $-20,36$ dBm. Considerando que a atenuação simulada do filtro passa-baixa para a

frequência de 40 MHz é de $-26,093$ dB, o resultado obtido está acima do nível esperado em cerca de 3 dB. Entretanto, o resultado obtido não é menos satisfatório por essa diferença, sendo que o sinal na frequência IF já está atenuado a um nível suficientemente baixo.

Os testes realizados envolveram frequências de IF a fim de avaliar a atenuação garantida pelo último estágio de filtro do canal. Sendo esse um receptor de topologia Homódina, deve-se garantir que sinais na banda-base estejam em nível de potência detectável. Mais dois testes foram realizados para casos de frequência IF em 100 kHz e 150 kHz. O primeiro levou em conta um sinal de RF com o mesmo nível dos testes apresentados previamente, $S_i = 1$ dBm.

A Figura 6.24(a) apresenta o resultado obtido para este teste. O nível do sinal da componente em 100 kHz ficou em $2,41$ dBm, condizente com o nível de potência medido pelos testes anteriores e, consequentemente, sendo mais um resultado que certifica a correta operação do *front-end*. Por fim, a Figura 6.24(b) apresenta o resultado do teste realizado com uma potência do sinal RF reduzida à -13 dBm. Nestas condições, o nível da compontente em 150 kHz medida na saída do *front-end* apresenta potência de $-10,97$ dBm. Mais uma vez o resultado medido corrobora com o nível de potência prevista para o protótipo.

Figura 6.24 – Teste para frequência de IF próximas da banda-base.



(a) Frequência de IF em 100 kHz

(b) Frequência de IF em 150 kHz

Fonte: (Autoria própria).

Testes com frequências de IF inferiores a 100 kHz não foram realizados. Embora a especificação do Analisador de Espectro contemple medições de sinais com frequência a partir de 9 kHz, não foi possível visualizar os resultados dos testes corretamente na tela do equipa-

mento. Porém, todos os testes realizados com frequências superiores são suficientes para validar a implementação de um canal de *front-end* para o receptor Homódino proposto neste trabalho.

7 CONCLUSÃO

Esta dissertação de mestrado propôs o desenvolvimento de uma rede linear de antenas e um *front-end* de receptor, ambos com características que permitissem suas implementações em um sistema com aplicação na banda ISM. Estes dois blocos são vistos como fundamentais para composição de qualquer sistema que contemple os conceitos de comutação entre diagramas de irradiação pré-determinados, ou até mesmo apresente adaptatividade em tempo real das características de irradiação da rede de antenas.

Neste contexto, o projeto de uma rede de antenas visa garantir certas características que atendam as demandas de cada aplicação. Parâmetros como diretividade, ganho e banda são o foco da otimização na etapa de projeto da rede. No contexto deste projeto, havia a necessidade de desenvolvimento de uma rede de antenas que garantisse sua operação em toda a faixa de frequências da banda ISM, compreendida entre $2,4$ e $2,483$ GHz, além de produzir um diagrama de irradiação com diretividade que tornasse viável sua aplicação em sistemas de feixe comutável.

Para esta aplicação, uma antena de microfita com patch em formato E foi escolhida como o elemento irradiador base da composição da rede. A sua característica de permitir o controle da banda de operação através do ajuste dos parâmetros das fendas presentes no patch foi visto como importante no contexto deste projeto.

A diretividade da rede, requisito para aplicação em sistemas de antenas inteligentes, foi avaliada a partir da sua relação diretamente proporcional com o número de elementos da rede de antenas. Desta forma, quatro elementos foram empregados na composição da rede. Para a decisão, levou-se em conta também o custo da implementação, visto que o número de canais a serem previstos no *front-end* é definido pelo número de antenas que constituem a rede. Logo, soluções com mais antenas demandariam um *front-end* mais custoso.

A solução otimizada da rede de antenas produziu um ganho simulado de $12,98$ dBi (caso *broadside*) no plano azimutal e banda de operação que garantiu com certa margem de segurança a faixa de 83 MHz prevista na Banda ISM. Além disso, os diagramas de irradiação medidos para os elementos isolados apresentaram boa concordância com os resultados previstos pela simulação do modelo.

Considerando a aplicação da rede projetada em sistemas de feixe comutável, testou-se a viabilidade da implementação do algoritmo PSO na síntese de quatro apontamentos setorizados

em uma região de 60° e com controle de lóbulos secundários. Os coeficientes de excitações sintetizados pelo método cumpriram todos os requisitos especificados.

Por fim, um *front-end* de receptor Homódino foi projetado prevendo o interfaceamento da rede de antenas com FPGAs. A topologia Homódina foi escolhida por sua simplicidade, tendo em vista o número reduzido de blocos que compõem o canal. Para os estágios do canal, ambos os filtros foram projetados, sendo um composto por elementos condensados e o outro por elementos distribuídos. Os filtros foram validados com sucesso, bem como os demais estágios do canal.

Uma placa de teste integrando todos os estágios do canal do receptor foi desenvolvida. O procedimento de teste do canal completo buscou avaliar o nível do sinal ao final do canal do receptor, sendo conhecido o nível de sinal aplicado na entrada do *front-end* e conhecendo o ganho total previsto. Os testes conduzidos apresentaram resultados satisfatórios, mesmo não sendo possível realizar testes com frequências abaixo de 100 kHz por conta de limitações do analisador de espectro utilizado nos testes.

A partir deste ponto, o trabalho deixa margem para o desenvolvimento de novos projetos que venham a aproveitar os protótipos desenvolvidos:

- realizar a construção e validação do receptor com quatro canais;
- realizar integração da rede de antenas com o *front-end* do receptor e realizar aquisição dos sinais amostrados em cada canal para processamento e conformação de feixe em ambiente Matlab;
- construir um sistema de feixe comutável implementado digitalmente em FPGA;
- construir um sistema adaptativo implementado digitalmente em FPGA;

Além disso, as redes de antenas poderiam servir como nodos de uma rede cooperativa, onde o desafio de projeto estaria em se propor um esquema de controle para o sistema cooperativo visando a maximização da SNR instantânea do usuário, ou a otimização do sistema em termos de reuso de frequência, ou ainda a combinação de ambos.

REFERÊNCIAS

AGILENT, T. **Agilent Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements Application Note**. [S.l.: s.n.], 2002.

ANATEL. **Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita**. [S.l.]: Diário Oficial da União, 2008. 86p.

BALANIS, C. A. **Antenna Theory: analysis and design**. 2.ed. New York, USA: J. Willey & Sons, 1997.

BOWICK, C.; AJLUNI, C.; BLYLER, J. **RF Circuit Design**. 2.ed. [S.l.: s.n.], 2011.

CHRYSSOMALLIS, M. Smart antennas. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, [S.l.], v.42, n.3, p.129–136, jun 2000.

CISCO. WLAN Radio Frequency Design Considerations. In: **Enterprise Mobility Design Guide**. 4.1.ed. San Jose, CA, USA: [s.n.], 2008. p.1–36.

CROLS, J.; STEYAERT, M. S. J. Low-IF topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**, [S.l.], v.45, n.3, p.269–282, Mar 1998.

D. Halliday, R. Resnick and J.Walker. **Fundamentals of Physics**. 8th.ed. [S.l.]: J. Willey & Sons, 2007.

DER, L.; RAZAVI, B. A 2 GHz CMOS image-reject receiver with sign-sign LMS calibration. In: SOLID-STATE CIRCUITS CONFERENCE, 2001. DIGEST OF TECHNICAL PAPERS. ISSCC. 2001 IEEE INTERNATIONAL. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2001. p.294–295.

DURR, M.; TRASTOY, A.; ARES, F. Multiple-pattern linear antenna arrays with single prefixed amplitude distributions: modified woodward-lawson synthesis. **Electronics Letters**, [S.l.], v.36, n.16, p.1345–1346, Aug 2000.

ELMALA, M. A. I.; EMBABI, S. H. K. Calibration of phase and gain mismatches in Weaver image-reject receiver. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, [S.l.], v.39, n.2, p.283–289, Feb 2004.

FCC. **UNDERSTANDING THE FCC REGULATIONS FOR LOW-POWER, NON-LICENSED TRANSMITTERS**. Columbia: Federal Communications Commission, 1996.

GOSHI, D.; WANG, Y.; ITOH, T. A single RF channel smart antenna receiver array with digital beamfortning for WLAN application. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST (IEEE CAT. NO.04CH37535), 2004. **Anais...** IEEE, 2004. v.2, p.1255–1258.

HITTITE, M. C. **Layout Guidelines for MMIC Components**. 2009.

HOLZMAN, E. **Essentials of RF and Microwave Grounding**. Norwood, MA, USA: Artech-House, INC., 2006. 207p.

Hong, J-S; Lancaster, M.J. **Microstrip Filters for RF/Microwave**. New York, USA: J. Willey & Sons, 2001. 1–485p. v.53, n.9.

ICTP. **Wireless Networking in the Developing World**. 3.ed. [S.l.: s.n.], 2013.

IEEE. **IEEE 802.11g**. New York, USA: IEEE, 2003. (June).

IRTEZA, S. et al. Compact Satellite Navigation Antenna Array using Off-the-Shelf Ceramic Patch Antennas. In: EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EUCAP), 2015., Lisboa, Portugal. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2015. p.1–4.

KEIZER, W. P. M. N. Fast Low-Sidelobe Synthesis for Large Planar Array Antennas Utilizing Successive Fast Fourier Transforms of the Array Factor. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [S.l.], v.55, n.3, p.715–722, mar 2007.

KENNEDY, J.; EBERHART, R. Particle swarm optimization. In: ICNN'95 - INTERNATIONAL CONFERENCE ON NEURAL NETWORKS. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 1995. v.4, p.1942–1948.

KHAN, M. T. et al. Tuning of end-coupled line bandpass filter for 2.4 GHz using defected ground structure (DGS) parameters. In: BUSINESS ENGINEERING AND INDUSTRIAL APPLICATIONS COLLOQUIUM (BEIAC), 2013 IEEE. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2013. p.131–134.

KIRSCHNING, M.; JANSEN, R. H. Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v.32, n.1, p.83–90, 1984.

KIRSCHNING, M.; JANSEN, R. H. Corrections to “Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristics of Parallel Coupled Microstrip Lines”. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v.33, n.3, p.288, 1985.

KITTIYANPUNYA, C.; KRAIRIKSH, M. Pattern reconfigurable printed Yagi-Uda antenna. In: ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 2014 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2014. p.325–326.

LUDWIG-BARBOSA, V. et al. Linear Array Design with Switched Beams for Wireless Communications Systems. **International Journal of Antennas and Propagation**, [S.l.], v.2015, p.9, 2015.

LUDWIG-BARBOSA, V. et al. Beamforming of an E-shaped Linear Array for WLAN Systems Applying PSO Algorithm with Restrictive Approach. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, Juiz de Fora, MG, Brasil. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2015. p.1–5.

MAKIMOTO, M.; YAMASHITA, S. **Microwave Resonators and Filters For Wireless Communication: theory, design and application**. Berlin, Germany: Springer, 2001. 162p.

MATTHAEI, G. L.; YOUNG, L.; JONES, E. **Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures**. Norwood, MA, USA: Artech-House, INC., 1980.

NSI. **NSI-700S-75, Spherical Nead-field Measurement System**. Torrance, CA, USA, 2008. 1–2p.

ORFANIDIS, S. **Electromagnetic Waves and Antennas**. [S.l.: s.n.], 2008.

PEDRO, C.; GOMES, H.; CARVALHO, N. Receiver Front-End Architectures – Analysis and Evaluation. In: **Analysis and Evaluation, Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems**. [S.l.]: InTech Open, 2010.

POPP, J.; LOPEZ, J. Real time digital signal strength tracking for RF source location. In: IEEE RADIO AND WIRELESS SYMPOSIUM (RWS), 2015. **Anais...** IEEE, 2015. p.218–220.

POZAR, D. M. **Microwave and RF Wireless Systems**. 1.ed. New York, USA: [s.n.], 2001.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 3.ed. Hoboken, NJ, USA: J. Willey & Sons, 2005.

RAHMAT-SAMII, Y.; ANGELES, L. Genetic Algorithm Optimization and its Application to Antenna Design. **IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium**, [S.l.], v.1, p.326–329, 1994.

RAM, G. et al. Novel particle swarm optimization based hyper beamforming of linear antenna arrays. In: STUDENTS' TECHNOLOGY SYMPOSIUM (TECHSYM), 2014 IEEE, Kharagpur, India. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2014. p.148–153.

RAO, K.; NIKITIN, P.; LAM, S. Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [S.l.], v.53, n.12, p.3870–3876, 2005.

RAZAVI, B. Design Considerations for Direct-Conversion Receivers. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, [S.l.], v.44, n.6, p.1–8, 1997.

RAZAVI, B. **RF Microelectronics**. 2.ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2011.

ROBINSON, J.; RAHMAT-SAMII, Y. Particle swarm optimization in electromagnetics. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, [S.l.], v.52, n.2, p.397–407, 2004.

SAGAWA, M.; TAKAHASHI, K.; MAKIMOTO, M. Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MIC's. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v.37, n.12, p.1991–1997, 1989.

SAYRE, C. W. **Complete Wireless Design**. 2.ed. [S.l.]: McGraw Hill, 2015. 1–719p. v.1.

SCHLOSSER, E. et al. Synthesis and implementation aspects of linear antenna arrays with shaped radiation pattern for mobile communications. **IET Microwaves, Antennas and Propagation**, [S.l.], p.1–11, Janeiro 2016.

SCHLOSSER, E. R. **Síntese de Rede Lineares de Antenas de Microfita com Diagramas de Irradiação Conformados para Sistemas de Comunicação 4G**. 2014. Tese (Doutorado em Ciência da Computação) — Universidade Federal do Pampa - Campus Alegrete.

SCHLOSSER, E. R. et al. Optimization of switched-beam arrays for communication systems. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS (ISWCS), 2014., Barcelona, Spain. **Anais...** IEEE, 2014. p.579–583.

SIMONS, R. **Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems**. Cleveland, OH: [s.n.], 2001. 464p. v.7.

SWANSON, D. G. Grounding Microstrip Lines With Via Holes. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v.40, n.8, p.1719–1721, 1992.

WEN, C. P. Coplanar Waveguide, a Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications. In: MICROWAVE SYMPOSIUM, 1969 G-MTT INTERNATIONAL. **Anais...** [S.l.: s.n.], 1969. p.110–115.

XU, S.; RAHMAT-SAMII, Y. Boundary Conditions in Particle Swarm Optimization Revisited. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, [S.l.], v.55, n.3, p.760–765, 2007.

YAGHJIAN, A. D. An Overview of Near-Field Antenna Measurements. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [S.l.], v.AP-34, n.1, p.612–619, 1988.

YANG, F. et al. Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, [S.l.], v.49, n.7, p.1094–1100, Julho 2001.