

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ASSOCIAÇÃO AMPLA ENTRE CEFET-MG E UFSJ
SISTEMAS ELÉTRICOS – ELETROMAGNETISMO APLICADO**

Ludmila Rodrigues Milagre

**PROJETO DE ANTENAS IMPRESSAS COM TÉCNICAS DE
OTIMIZAÇÃO E MÉTODO FDTD PARA RECEPÇÃO DE ENERGIA
SEM FIO.**



BELO HORIZONTE – MG
2018

Ludmila Rodrigues Milagre

**PROJETO DE ANTENAS IMPRESSAS COM TÉCNICAS DE
OTIMIZAÇÃO E MÉTODO FDTD PARA RECEPÇÃO DE ENERGIA
SEM FIO.**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre a UFSJ e CEFET-MG como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos.
Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Sandro Trindade Mordente
Gonçalves

Coorientador: Eduardo Nunes Gonçalves



*Este trabalho é dedicado a Deus, meus pais,
meus avós e a meu marido.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por renovar minhas forças todos os dias para que desenvolvesse este trabalho e por conseguir concluí-lo. Agradeço por sempre prover uma solução em momentos que me encontrava em dificuldades e não sabia o que fazer.

Aos meus pais, Joana e Valdir, por acreditarem em mim, pelos cuidados, apoio, dedicação, amor e compreensão.

Aos meus irmãos, Pedro Augusto Rodrigues Milagre e Daiane Natália Marquione Milagre pelo carinho, companheirismo e apoio.

Ao meu marido, Luiz Fernando Alves Campos, por acreditar em mim, pelo amor, apoio, cuidado e compreensão.

A minha amiga, Raphaella Luiza Resende da Silva pelo apoio e companheirismo.

Aos meus colegas de mestrado, em especial ao Guilherme, Pedro e Tarcísio que me auxiliaram em alguns momentos no desenvolvimento deste trabalho, contribuindo com suas experiências e conhecimentos.

Ao meu orientador, Professor Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves, pela confiança e pelas oportunidades que contribuíram para o meu crescimento pessoal.

Ao meu coorientador, Professor Eduardo Nunes Gonçalves, pela disponibilidade e auxílio que foram essenciais para a finalização deste trabalho.

Ao professor Christian Vollaire pela confiança, auxílio e aprendizado.

Aos professores e funcionários do Laboratoire Ampère da École Centrale de Lyon.

Aos professores do PPGEL que contribuíram para minha formação.

Ao CEFET-MG e à UFSJ.

“A gravidade explica os movimentos dos planetas, mas não pode explicar quem colocou os planetas em movimento. Deus governa todas as coisas e sabe tudo que é ou que pode ser feito.”

Isaac Newton

RESUMO

Com o desenvolvimento tecnológico, o uso de sistemas sem fio tornou-se comum e uma grande quantidade de ondas eletromagnéticas são espalhadas no ambiente. Grande parte dessas ondas não alcançam o receptor e tornam-se inutilizáveis, gerando desperdício de energia. Dessa forma, a *rectenna* surge como um sistema promissor para coleta de energia de radiofrequência e conversão em energia elétrica de corrente contínua. Sendo a *rectenna* composta por uma antena associada a um retificador, o projeto da antena é de extrema importância para obter um sistema com alta eficiência na conversão de sinais harmônicos em corrente contínua.

Neste contexto, este trabalho tem como objetivo projetar uma antena impressa com plaqueta retangular, alimentada via microfita para integrar um sistema *rectenna*. Para isso, realizou-se uma otimização empregando o algoritmo de Evolução Diferencial, que tem sido aplicado na resolução de problemas que envolvem antenas, apresentando melhor desempenho que outros algoritmos evolucionários clássicos. Tal algoritmo teve a etapa de seleção modificada baseada no algoritmo NSGA-II para o tratamento dos multiobjetivos. Para o cálculo da função objetivo é necessário a utilização de métodos computacionais que analisem os campos no entorno da antena continuamente, sempre que a geometria da antena for modificada. Dessa forma, verifica-se que o método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo é adequado para a simulação da antena proposta, além de realizar a análise no tempo e para diversas frequências em uma única simulação. A associação deste método com uma condição de fronteira absorvente, simula um espaço ilimitado absorvendo os campos que alcançam a fronteira do domínio computacional, assegurando assim a precisão dos resultados.

No projeto as dimensões da antena – largura e comprimento da plaqueta e comprimento da reentrância – são utilizadas como variáveis de otimização para alcançar os alvos definidos para o projeto da antena - frequência de ressonância de 2,45 GHz, largura de banda entre 2,4 – 2,5 GHz, perda de retorno menor que -15 dB , resistência igual a $50\ \Omega$ e a reatância nula. Os alvos foram alcançados para as variáveis de otimização utilizadas e os resultados das simulações apresentaram concordância com as respostas fornecidas por *softwares* comerciais.

Palavras-chave: Algoritmo de Evolução Diferencial, Antena de Microfita, Condição de Fronteira Absorvente, FDTD, NSGA-II.

ABSTRACT

With the technological development, the use of wireless systems has become common usual and a great number of electromagnetic waves have been scattered in the environment. A large part of these waves does not achieve the receiver and become unusable, create energy waste. Thus, the rectenna arise how a promising system to radiofrequency energy harvesting and conversion into electric energy of direct current. Since the rectenna is composed of an antenna associated with a rectifier, the antenna design is of utmost importance to obtain a system with high efficiency in the conversion of harmonic signals into direct current.

In this context, the aim of this work is to design a printed antenna with rectangular patch, fed by a microstrip to integrate a system rectenna. For this, an optimization was carried out employing the Differential Evolution Algorithm, which has been applied in the resolution of problems involving antennas, presenting better performance than other classic evolutionary algorithms. The selection step in this algorithm was modified, based on the NSGA-II algorithm for the treatment of the multi-objectives.

For calculating of the objective function it is necessary to use computational methods that analyze the fields around the antenna continuously, whenever the antenna geometry is modified. Thus, it can be observed that the Finite-Difference Time-Domain Method is appropriate for the simulation of the proposed antenna, besides carrying out the analysis in the time and for several frequencies in a single simulation. The association of this method with an absorbing boundary condition simulates an unlimited space, absorbing the fields that reach the boundary of the computational domain, thus ensuring the accuracy of the results.

In the design the antenna dimensions - patch width and length and inset-fed length - are used as optimization variables to reach the goals defined for the antenna design - resonance frequency of 2,45 GHz, bandwidth in the range of 2,4 – 2,5 GHz, return loss less than -15 dB, resistance of $50\ \Omega$ and zero reactance. The optimization goals were reached for the input variables used and the simulation results showed agreement with the answers given by commercial softwares.

Keywords: *Absorbing Boundary Condition, Differential Evolution Algorithm, FDTD, Microstrip Antenna, NSGA-II.*

SUMÁRIO

1	Introdução.....	1
1.1	Revisão Bibliográfica	3
1.1.1	Antenas de Microfita	3
1.1.2	O Método FDTD	5
1.1.3	Algoritmo de Evolução Diferencial.....	7
1.1.4	NSGA-II	9
1.1.5	Projeto de <i>Rectennas</i> com Métodos Numéricos e Algoritmos de Otimização...	10
1.2	Objetivos e Metodologia.....	11
1.3	Estrutura da Dissertação	13
2	Projeto de Antenas de Microfita utilizando o FDTD e uma ABC	14
2.1	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo.....	14
2.1.1	Crítério de Estabilidade Numérica	17
2.1.2	Estudo da Transição entre Materiais nas Interfaces das Células	18
2.2	Camadas Perfeitamente Casadas	19
2.2.1	Camadas Uniaxiais Perfeitamente Casadas.....	20
2.2.2	Camadas Convolucionais Perfeitamente Casadas	23
2.2.3	Otimização da CPML	27
2.3	Fonte de Excitação.....	28
2.3.1	Pulso Gaussiano.....	28
2.3.2	Fonte <i>Hard</i>	30
2.3.3	Fonte <i>Soft</i>	30
2.3.3.1	Antena Excitada com Fontes <i>Hard</i> ou <i>Soft</i> - Cálculo dos Parâmetros Característicos	31
2.3.4	- Fonte RVS	33
2.4	Formulação para o Diagrama de Radiação	37
2.5	Projeto Analítico de uma Antena com Plaqueta Retangular.....	40
3	Otimização dos Parâmetros da Antena com o FDTD e o Algoritmo DE	42
3.1	Integração entre o Método FDTD e o Algoritmo DE	42
3.2	Algoritmo Diferencial Evolutivo	43
3.2.1	Mutação	44

3.2.2	Tratamento dos Limites das Variáveis de Otimização por Reflexão	47
3.2.3	Cruzamento.....	47
3.2.4	Seleção.....	48
3.3	Método dos Objetivos Ponderados	49
3.4	Processo de Seleção baseado no NSGA-II	49
3.5	Tratamento de Restrições usando o Método de Penalidades	55
4	Resultados	56
4.1	Análise do Pulso Gaussiano.....	56
4.2	Ajustes dos Parâmetros da UPML utilizada como ABC para o FDTD.....	59
4.3	Validação do Cálculo da Perda de Retorno para Algoritmo FDTD/UPML.	62
4.4	Otimização da Perda de Retorno com o Algoritmo FDTD/UPML e Fonte <i>Soft</i>	64
4.4.1	Padrão usado nas simulações.....	64
4.4.1.1	Primeira Otimização	66
4.4.1.2	Segunda Otimização	68
4.4.1.3	Terceira Otimização.....	71
4.4.1.4	Quarta Otimização	74
4.4.1.5	Quinta Otimização	76
4.5	Otimização da CPML	78
4.6	Validação do algoritmo FDTD/CPML (Fonte <i>Soft</i>)	85
4.7	Otimização da Perda de Retorno com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte <i>Soft</i>).....	90
4.8	Otimização da Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte <i>Soft</i>).....	93
4.9	Otimização da Perda de Retorno e Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte <i>Soft</i>)	95
4.10	Análise da Transição entre Materiais nas Interfaces das Células e Validação do Algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS).....	98
4.11	Otimização da Perda de Retorno com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS)	101
4.12	Otimização da Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS)	104
4.13	Otimização da Perda de Retorno e Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS).....	108
4.14	Conclusões Parciais	110
5	Conclusões.....	118
5.1	Proposta de Continuidade	120
6	REFERÊNCIAS	121

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Célula de Yee [34].	14
Figura 2.2: Representação da antena na grade do FDTD usando permissividade média nos planos em que ocorre a transição entre materiais.	18
Figura 2.3: Representação da antena na grade do FDTD sem modificações nas interfaces de transição dos materiais.....	19
Figura 2.4: Pulso Gaussiano.	29
Figura 2.5: Componentes de campo magnético empregadas no cálculo da corrente.	32
Figura 2.6: Geometria de uma fonte RVS [37].	34
Figura 2.7: Circuito equivalente para a RVS excitada com uma fonte de corrente [36].....	36
Figura 2.8: Ilustração de uma superfície Virtual na grade do FDTD.	38
Figura 3.1: Interação entre algoritmos empregados no projeto de antenas.....	43
Figura 3.2: Fluxograma com as etapas do Algoritmo Diferencial Evolutivo.....	44
Figura 3.3: Ilustração do procedimento de criação de um vetor mutante [38].....	45
Figura 3.4: Fronteiras de Pareto geradas com o FNS [40].....	53
Figura 3.5: Cálculo da diferença absoluta normalizada realizado pelo operador DA [30].....	54
Figura 4.1: Pulso Gaussiano no domínio do tempo com $T = 230,934 \cdot \Delta t$	57
Figura 4.2: Pulso Gaussiano no domínio da frequência com $T = 230,934 \cdot \Delta t$	57
Figura 4.3: Pulso Gaussiano no domínio do tempo com $T = 40 \cdot \Delta t$	58
Figura 4.4: Pulso Gaussiano no domínio da frequência com $T = 40 \cdot \Delta t$	58
Figura 4.5: Microfita infinita definida na grade do FDTD e na UPML.	60
Figura 4.6: Variação do erro de reflexão da UPML para diferentes discretizações do espaço.....	60
Figura 4.7: Variação do erro de reflexão da UPML para diferentes permissividades elétrica do dielétrico e UPML.	61
Figura 4.8: Testes com a variação de σ_w, o para ajuste da absorção da UPML.	62
Figura 4.9: Antena para validação do FDTD e UPML no cálculo da perda de retorno.	62
Figura 4.10: Validação da perda de retorno para algoritmo com FDTD e UPML.....	63
Figura 4.11: Permissividade elétrica relativa no espaço computacional.	65
Figura 4.12: Geometria da antena empregada no processo de otimização.....	65
Figura 4.13: Evolução do S_{11} na 1ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	67

Figura 4.14: Perda de retorno da 1ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	68
Figura 4.15: Evolução do S_{11} na 2ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	70
Figura 4.16: Perda de retorno para antenas da 2ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	71
Figura 4.17: Perda de retorno para antenas da 3ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	74
Figura 4.18: Perda de retorno para antenas da 4ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	75
Figura 4.19: Geometria da antena empregada na 5ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).	76
Figura 4.20: Perda de retorno para antenas da 5ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	78
Figura 4.21: Permissividade elétrica relativa na região de análise e CPML.	79
Figura 4.22: Erro de reflexão relativo entre o espaço reduzido e o aumentado.	82
Figura 4.23: Máximo erro de reflexão para indivíduos que obtiveram melhor desempenho ao longo das gerações.....	84
Figura 4.24: Comparação entre o Erro de reflexão calculado antes e após o processo de otimização.....	85
Figura 4.25: Perda de retorno para a antena usada na validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	86
Figura 4.26: Resistência para a antena usada na validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).....	87
Figura 4.27: Reatância para a antena usada na validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).....	87
Figura 4.28: Análise do número de iterações necessárias para a otimização do S_{11}	88
Figura 4.29: Análise do número de iterações necessárias para a otimização da resistência. ...	88
Figura 4.30: Análise do número de iterações necessárias para a otimização da reatância.....	89
Figura 4.31: Evolução do S_{11} na otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	92
Figura 4.32: Perda de retorno para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).....	92
Figura 4.33: Resistência para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	94

Figura 4.34: Reatância para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	95
Figura 4.35: Perda de retorno para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	97
Figura 4.36: Resistência para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	97
Figura 4.37: Reatância para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	98
Figura 4.38: Perda de retorno da antenna utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	99
Figura 4.39: Resistência da antenna utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	99
Figura 4.40: Reatância da antenna utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	100
Figura 4.41: Ganho ($\phi = 0$) da antenna utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	100
Figura 4.42: Ganho ($\phi = 90$) da antenna utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	101
Figura 4.43: Evolução do S_{11} na otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	103
Figura 4.44: Perda de retorno para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	104
Figura 4.45: Resistência para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	107
Figura 4.46: Reatância para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	107
Figura 4.47: Perda de retorno para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	109
Figura 4.48: Resistência para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	110
Figura 4.49: Reatância para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	110

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Configuração da CPML para a simulação de uma matriz de antenas patch alimentada por microfita.....	27
Tabela 3.1: Algoritmo para avaliação da aptidão dos indivíduos.....	50
Tabela 3.2: Algoritmo FNS [35].....	52
Tabela 3.3: Algoritmo Distância de Aglomeração [40].....	54
Tabela 3.4: Algoritmo para o tratamento de restrições pelo método de penalidade.....	55
Tabela 4.1: Parâmetros para caracterização do pulso Gaussiano.	56
Tabela 4.2: Dados da simulação para validação do FDTD e UPML no cálculo da perda de retorno.....	63
Tabela 4.3: Parâmetros do algoritmo FDTD/UPML com fonte soft.	64
Tabela 4.4: Dimensões fixas da antena empregada na 1ª otimização [mm] – Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	66
Tabela 4.5: Dados de Entrada e Resultados da 1ª Otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	67
Tabela 4.6: Dados de Entrada e Resultados da 2ª Otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	70
Tabela 4.7: Dimensões fixas da antena empregada na 3ª otimização [mm] – Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	72
Tabela 4.8: Dados de Entrada e Resultados da 3ª Otimização – Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	73
Tabela 4.9: Dados de Entrada e Resultados da 4ª Otimização - Algoritmo FDTD/UPML (Fonte soft).....	75
Tabela 4.10: Dimensões fixas da antena empregada na 5ª otimização [mm] – Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	76
Tabela 4.11: Dados de Entrada e Resultados da 5ª Otimização – Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	77
Tabela 4.12: Definição da Permissividade elétrica relativa na CPML.....	79
Tabela 4.13: Parâmetros da CPML para simulação de uma microfita “infinita”.	80

Tabela 4.14: Número de iterações necessárias para que sinais refletidos pela PML alcancem o ponto de medição (TPX, TP, TPZ) na simulação do espaço aumentado.	81
Tabela 4.15: Número de iterações necessárias para que sinais refletidos pela CPML alcancem o ponto de medição (TPX, TP, TPZ) na simulação do espaço reduzido.	82
Tabela 4.16: Dados de entrada para o processo de otimização da CPML.....	83
Tabela 4.17: Resultados da otimização da CPML.....	84
Tabela 4.18: Dados da Simulação para validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte soft). ...	85
Tabela 4.19: Parâmetros utilizados no FDTD para o processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	90
Tabela 4.20: Dimensões fixas [mm] da antena empregada no processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	91
Tabela 4.21: Dados de entrada e resultados da otimização da perda de retorno – Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	91
Tabela 4.22: Dimensões fixas [mm] da antena empregada no processo de otimização de Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	93
Tabela 4.23: Dados de entrada e resultados da otimização de Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	94
Tabela 4.24: Dados de entrada e resultados da otimização de S_{11} e Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).	96
Tabela 4.25: Dados da Simulação para validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS). .	98
Tabela 4.26: Dimensões fixas [mm] da antena utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	98
Tabela 4.27: Parâmetros utilizados no FDTD para o processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	102
Tabela 4.28: Dimensões fixas [mm] da antena empregada no processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	102
Tabela 4.29: Dados de entrada e resultados da otimização da perda de retorno – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	103
Tabela 4.30: Dimensões fixas [mm] da antena para otimização de Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	104
Tabela 4.31: Dados no FDTD para o processo de otimização da perda de retorno.	105
Tabela 4.32: Dados de entrada e resultados da otimização de Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	106

Tabela 4.33: Dimensões fixas [mm] da antena para otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	108
Tabela 4.34: Dados de entrada e resultados da otimização de S_{11} e Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).	109
Tabela 4.35: Dimensões [mm] e S_{11} [dB] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/UPML (Fonte soft).....	111
Tabela 4.36: Dimensões [mm] e S_{11} [dB] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/CPML.....	111
Tabela 4.37: Dimensões [mm] e Z [Ω] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/CPML.....	111
Tabela 4.38: Dimensões [mm], S_{11} [dB] e Z [Ω] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/CPML.	112
Tabela 4.39: Descrição da metodologia empregada em cada um dos processos de otimização para que os objetivos fossem alcançados - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).....	112
Tabela 4.40: Descrição da metodologia empregada em cada um dos processos de otimização para que os objetivos fossem alcançados - Algoritmo FDTD/CPML.	113
Tabela 4.41: Dados de entrada e informações sobre o tempo de simulação e número de gerações dos processos de otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte soft).	114
Tabela 4.42: Dados de entrada e informações sobre o tempo de simulação e número de gerações dos processos de otimização - Algoritmo FDTD/CPML.	115
Tabela 4.43: Dados de entrada e informações sobre o tempo de simulação e número de gerações dos processos de otimização simultânea de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML.....	115

LISTA DE SÍMBOLOS

$\mathbf{A}$	potencial vetorial elétrico
$\mathbf{B}$	densidade de fluxo magnético
$\mathbf{D}$	densidade de fluxo elétrico
$\mathbf{E}$	campo elétrico escalar
$\mathbf{F}$	potencial vetorial magnético
$\mathbf{H}$	campo magnético escalar
$\mathbf{J}$	densidade de corrente elétrica
$\mathbf{M}$	densidade de corrente magnética
∇	operador nabla
ε_0	permissividade elétrica do vácuo
η_0	impedância intrínseca da onda no vácuo
$[S]$	tensor diagonal
Δt	incremento temporal
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	incrementos espaciais
ε	permissividade elétrica do meio
μ	permeabilidade magnética do meio
σ	condutividade elétrica do meio
ψ	convolução discreta no tempo
ω	frequência da onda plana

LISTA DE ACRÔNIMOS

ABC	<i>Absorbing Boundary Condition</i> - Condição de Fronteira Absorvente.
CFDTD	<i>Conformal FDTD</i> - Diferenças Finitas Conforme no Domínio do Tempo.
CFS-PML	<i>Complex Frequency Shifted - Perfectly Matched Layer</i> – Camadas Convolucionais Perfeitamente Casadas de frequências Complexas Alongadas.
PEC	Condutor Elétrico Perfeito
CPML	<i>Convolutional Perfectly Matched Layer</i> - Camadas Convolucionais Perfeitamente Casadas.
DA	Distância de Aglomeração.
DE	<i>Differential Evolution</i> - Evolução Diferencial.
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> – Transformada de Fourier Discreta.
DRS	<i>Defected Reflector Structure</i> – Estrutura Refleitora Falhada.
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i> – Diferenças Finitas no Domínio do Tempo.
FEM	<i>Finite Element Method</i> - Método dos Elementos Finitos.
FNS	<i>Fast Non-dominated Sorting</i> – Ordenação Não Dominante Rápida.
GA	<i>Genetic Algorithm</i> – Algoritmo Genético.
GSO	<i>Genetical Swarm Optimization</i> – Otimização por Enxame Genético.
IoT	<i>Internet of Things</i> - Internet das Coisas.
MoM	<i>Method of Moments</i> – Método dos Momentos.
MPT	<i>Microwave Power Transmission</i> - Transmissão de Energia de Microondas.
NBDE	<i>Novel Binary Differential Evolution</i> – Novo Evolução Diferencial Binário.

NSDE	<i>Non-dominated Sorting Differential Evolution</i> – Evolução Diferencial de Ordenação Não Dominante.
NSGA	<i>Non-dominated Sorting Genetic Algorithm</i> – Algoritmo Genético de Ordenação Não Dominante.
NTFF	<i>Near-to-far-field</i> – Campo próximo para distante.
PIFA	<i>Planar inverted-F antenna</i> – Antena Planar em F-invertido.
PML	<i>Perfectly Matched Layer</i> - Camadas Perfeitamente Casadas.
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i> – Otimização por Enxame de Partículas.
RF	<i>Radio Frequency</i> – Rádio Frequência.
RVS	<i>Resistive Voltage Source</i> - Fonte de Tensão Resistiva.
SP	<i>Source Plane</i> – Plano da Fonte.
TP	<i>Terminal Plane</i> – Plano do Terminal.
UPML	<i>Uniaxial Perfectly Matched Layer</i> - Camadas Uniaxiais Perfeitamente Casadas.
UWB	<i>Ultra Wideband</i> – Banda Ultra Larga.

CAPÍTULO 1

Introdução

Nos últimos anos o uso de sistemas sem fio tornou-se comum e ondas eletromagnéticas, provenientes de sistemas transmissores de rádio, televisão, Wi-Fi, entre outros, tem sido, desde então, espalhadas no ambiente. O transmissor não conhece a localização do receptor e, por esta razão, deve radiar em todas as direções possíveis tendo previsão de cobertura diversa. Porém, grande parte das ondas viajam em direções opostas ao receptor e, por isso, não são interceptadas, tornando-se inutilizáveis e gerando desperdício de energia. Neste contexto, pesquisadores têm estudado formas de reciclar a energia de radiofrequência (RF – *Radio Frequency*) através de sua coleta e conversão em energia elétrica DC.

Os níveis de energia RF no espaço são baixos, com densidade de potência de $0,01 - 0,1 \mu W/cm^2$, enquanto que a título de comparação, outras fontes de energia tais como fotovoltaica e termal apresentam densidades de potência de $10 \mu W/cm^2 - 10 mW/cm^2$ [1]. Portanto, a energia DC proveniente das conversões de energia RF é suficiente para alimentar apenas dispositivos de baixo consumo de energia, tais como nós de redes de sensores sem fio. Entretanto, com o advento da Internet das Coisas (IoT – *Internet of Things*), estes tipos de dispositivos estão cada vez mais comuns e em breve estarão presentes em diversos ambientes. Neste contexto, o desenvolvimento de um sistema eficiente e de baixo custo para coleta de energia RF permitirá a eliminação ou a diminuição do uso de baterias, possibilitando a criação de sistemas robustos e autônomos, além de contribuir para a diminuição dos impactos ambientais já que muitas vezes as baterias são descartadas de forma inadequada [2].

Um dos sistemas mais promissores para coleta de energia RF é chamado de *rectenna* tendo como principais características a possibilidade de atuar em grande parte do espectro disponível e formato e peso que facilitam seu acoplamento a outros dispositivos [2]. Este sistema consiste na combinação de uma antena com um circuito retificador. A antena intercepta as ondas eletromagnéticas que se propagam no espaço livre e convertem-nas em ondas guiadas propagando-se em uma linha de transmissão. Já o circuito retificador é responsável por

converter sinais AC de altas frequências para DC e o faz com o uso de um filtro para altas frequências, um filtro passa baixa, uma combinação de diodos *Schottky*, um filtro DC e uma carga resistiva [3].

Tanto o projeto da antena quanto o do retificador são importantes para que a *rectenna* alcance alta eficiência na conversão de sinais AC-DC. No projeto de retificadores a eficiência depende principalmente dos diodos *Schottky*, do nível de potência na entrada do circuito e da distância entre os diodos e o filtro DC de saída, sendo esta última capaz de melhorar a eficiência do diodo pelo cancelamento de sua reatância capacitiva [3]. Um baixo nível de potência na entrada do retificador irá fornecer eficiência de até 11% em -30 dBm e 2% em -40 dBm , com o uso de diodos *Schottky* [4]. Já no projeto de antenas é interessante obter uma antena omnidirecional com alto ganho, capaz de interceptar ondas eletromagnéticas vindas de direções diversas e disponibilizar ao retificador uma alta taxa de energia. Também é importante que na frequência de interesse a antena apresente uma perda de retorno (S_{11}) inferior a -10 dB para que uma alta taxa de energia seja absorvida. Além disso, a impedância de entrada da antena deve estar casada com a impedância de entrada do circuito retificador para que perdas de energia por reflexão sejam evitadas.

As antenas de microfita têm sido aplicadas com frequência em sistemas de *rectennas*, pois a presença de um plano terra na parte traseira dessa antena faz com que sua operação não seja substancialmente afetada por antenas localizadas em sua vizinhança ou por objetos posicionados nas proximidades. Além disso, essas antenas são extremamente finas devido a sua estrutura planar e todas estas características facilitam que a *rectenna* seja acoplada a diversos objetos, inclusive a edifícios para aplicações diversas. Uma classe de antenas de microfita que têm sido explorado é o de antenas com plaqueta. Essa exploração se deve ao seu formato simples que facilita a fabricação e possibilita projetar a frequência de ressonância apenas com o ajuste da largura e comprimento da plaqueta, quando esta tem o formato retangular. O ganho desta antena também é relativamente alto quando comparado com os de antenas dipolos e PIFAS (*planar inverted-F antenna*). A forma mais simples de alimentar uma antena com plaqueta é conectando uma linha de microfita diretamente em sua borda, com a inserção de um corte ou reentrância, que não afeta significativamente a frequência de ressonância, mas modifica a impedância de entrada da antena. Esta reentrância pode facilitar a realização do casamento entre o circuito retificador e a microfita, através do ajuste da profundidade do corte inserido na plaqueta [5]. As Seções 1.1.1 e 1.1.5 apresentam mais detalhes sobre esta antena e alguns exemplos de aplicação em sistemas de *rectennas*.

1.1 Revisão Bibliográfica

1.1.1 Antenas de Microfita

Uma das primeiras publicações sobre antenas de microfita foi realizada por Deschamps [6] em 1953 e apenas em 1970 Robert E. Munson juntamente com outros pesquisadores realizaram aplicações com esta antena e, desde então, ganhou considerável destaque e passou a ser empregada com frequência em aplicações aeronáuticas, aeroespaciais, de telefonia móvel e de comunicação sem fio. O interesse de pesquisadores por esta antena se deve ao baixo custo e facilidade de fabricação e também à versatilidade em termos de frequência de ressonância. Podem ser produzidas em massa usando técnicas de circuitos impressos e trabalhar inclusive em multi-bandas de frequências. Destaca-se ainda a compatibilidade com circuitos integrados, robustez mecânica, tamanho reduzido, leveza das antenas e a possibilidade do uso de polarização linear ou circular.

Apesar das qualidades apresentadas, as antenas de microfita possuem algumas desvantagens, como a baixa potência, baixa eficiência devido às perdas nos dielétricos e condutores, e largura estreita da banda de frequência. Para melhorar estes parâmetros pesquisadores têm empregado diferentes técnicas, como a apresentada em [7] na qual uma antena para transmissão de energia de microondas (MPT – *Microwave Power Transmission*) com plaqueta circular e plano terra estão separados por um substrato *Duroid*, preenchido com ar para maximizar o ganho e a eficiência da antena. Já em [8] é proposto uma antena com plaqueta no formato pentagonal e o uso de um metamaterial no substrato para aumentar a largura de banda e ganho da antena. Em [9] o autor emprega técnicas que contribuem para o alargamento da banda de frequência ressonante, casamento de impedância para as frequências ressonantes e aumento do ganho da antena, a saber: o uso de uma matriz de antena com dois elementos, ambos com plaqueta semi-circular, transição por etapas na estrutura da antena e plano terra parcial.

Conhecendo-se a relação entre modificações na estrutura da antena e melhoria dos parâmetros de interesse, é possível encontrar a geometria ideal da antena para aplicações específicas e em diferentes áreas. Neste contexto, nota-se nos últimos anos o desenvolvimento de projetos de antenas de microfita eficientes com diferentes formatos e materiais, para aplicação em um sistema *rectenna*. Em [10] é apresentado uma antena convencional *ring-slot*

com tamanho reduzido e plaqueta modificada com fendas e cortes laterais, projetada com o auxílio do algoritmo *Particle Swarm Optimization* (PSO) e do *software* HFSS. Tal geometria permite controlar a banda de frequência ressonante, suprimir bandas indesejáveis e criar uma polarização circular. Em [11] o autor projeta uma antena *broadband* visando obter uma capacidade maior de coleta de energia. Aparentemente é observado por meios experimentais que a introdução de aletas a plaqueta semi-circular possibilita o ajuste da antena sobre uma banda larga de frequências e a adição de aletas ao plano terra e furos no substrato contribuem para adequar a ressonância em bandas específicas de frequências além de melhorar o ganho da antena. Observa-se também que a utilização das dimensões das aletas inseridas na plaqueta como variáveis de otimização contribui para que ressonâncias maiores sejam obtidas em diferentes frequências. Em [12] é projetada uma antena com banda dupla, para aumentar a quantidade de energia coletada e alto ganho nas frequências de operação, alcançado com o uso de um plano refletor. O *software* CST é utilizado para análise e otimização dos parâmetros da antena. A antena possui dimensões pequenas e consiste de um disco impresso na camada superior de um substrato diretamente alimentado por uma linha de microfita através de uma via. Este disco por sua vez, alimenta por acoplamento um slot circular no plano terra, que fica posicionado a uma certa distância de um plano refletor quadrado com falhas (DRS - *defected reflector structure*). Outras pesquisas trazem ideias inovadoras e promissoras como a apresentada em [13] que tem como objetivo utilizar células solares fotovoltaicas na estrutura de uma antena com plaqueta para geração de corrente contínua permanecendo com as características originais de uma célula solar, mas com habilidade de receber e transmitir ondas eletromagnéticas.

Nos projetos apresentados por [10] e [12] a antena é analisada com *softwares* comerciais que possibilitam inclusive a otimização de parâmetros da antena com algoritmos presentes no próprio *software* ou ainda com algoritmos externos, que se comunicam com o *software*. Os métodos numéricos presentes nesses *softwares* são essenciais para a análise da antena, mas não são capazes de por si só fornecerem a geometria ideal da antena para uma determinada aplicação e precisam dos algoritmos de otimização para desempenharem esta tarefa. O Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD – *Finite-Difference Time-Domain*) é um dos métodos contidos nestes *softwares*, adequado para resolução de problemas eletromagnéticos complexos, tais como os que envolvem antenas de microfita. Além disso, também apresenta outras características interessantes e por isso é discutido na Seção 1.1.2.

1.1.2 O Método FDTD

O FDTD é um método numérico computacional, desenvolvido por K. S. Yee em 1966, tendo como uma de suas vantagens o uso de uma grade regular e ortogonal que permite que as componentes de campo eletromagnético sejam facilmente calculadas [14]. O método FDTD é capaz de calcular a resposta ao impulso de um problema eletromagnético diretamente, o que implica que uma única simulação pode prover a performance da antena para uma banda ultra larga de frequências [15]. Dessa forma, este método fornece uma avaliação mais precisa e adequada para otimizações de antenas em multibandas ou banda larga, do que as aproximações analíticas ou métodos no domínio espectral, que calculam o desempenho da antena em frequências distintas [16].

Apesar das vantagens apresentadas o FDTD apresenta algumas limitações, como por exemplo a representação de geometrias complexas, que às vezes são tratadas com malhamento por escadas, aproximação imprecisa que introduz erros. Uma outra estratégia comumente empregada é a utilização de malhas mais finas, que implica entretanto em um aumento da demanda de memória e tempo computacional. Neste contexto, várias técnicas têm sido propostas para melhorar a precisão computacional, que incluem as Diferenças Finitas Conforme no Domínio do Tempo (CFDTD – *Conformal FDTD*) e a combinação do método FDTD com o Método dos Elementos Finitos (FEM – *Finite Element Method*) [17] e outras, que visam diminuir o tempo de simulação com base na estratégia de decomposição de domínios, que provê uma forma fácil de paralelização do FDTD [18], sendo bastante adequado ao processamento paralelo, alcançando eficiência de paralelismo maior que outras técnicas, como por exemplo o Método dos Momentos (MoM – *Method of Moments*) [19].

Nos últimos anos o FDTD tem sido empregado em conjunto com algoritmos evolutivos para realizar o cálculo da função objetivo e assim possibilitar o projeto de uma antena. Os algoritmos evolutivos são habitualmente inspirados nos mecanismos de evolução natural das espécies e podem ser aplicados para a resolução de problemas de diversas áreas, mesmo que não haja um pré-conhecimento das características da função que está sendo analisada e ainda assim é capaz de encontrar uma solução ótima. Dentre os algoritmos evolutivos, os algoritmos Genéticos (GA – *Genetic Algorithm*), PSO e Evolução Diferencial (DE – *Differential Evolution*) têm sido recorrentemente empregados na resolução de problemas que envolvem antenas [10], [20] - [24].

Em [20] o projeto de uma antena de formato planar espiral para coleta de energia é realizado pelo método FDTD em conjunto com o algoritmo micro-genético, objetivando reduzir a perda de retorno em uma banda de frequência específica. As etapas de avaliação do desempenho de cada indivíduo da população, realizadas pelo FDTD, são responsáveis pelo aumento do custo computacional. Neste trabalho por exemplo, a solução foi obtida após três dias de simulação, com o uso de uma CPU *Intel Xeon* (2,4 GHz, 4 cores), oito indivíduos e cem gerações.

Em [21] o desempenho de um GA híbrido combinado com o método FDTD é investigado no projeto de uma PIFA com banda larga nas proximidades da frequência de 2 GHz. O GA híbrido proposto, combina o BSFC, uma técnica clássica, com o algoritmo *clustering*, que consiste em um método simples de agrupamento da população em vários grupos pequenos, onde apenas um representante de cada grupo é avaliado e a função objetivo dos outros indivíduos é estimada da função objetivo do representante. Usando este método, grandes populações podem ser mantidas com custo de avaliação razoavelmente menor, minimizando o problema de simulações longas observado em [20], pois reduz-se a quantidade de avaliações realizadas pelo FDTD.

Em alguns trabalhos a divisão em grades ortogonais regulares do FDTD é explorada e cada grade que compõe a plaqueta da antena é utilizada como variável de projeto, modificada durante o processo de otimização para assumir as características do metal ou do espaço livre. Esta abordagem é realizada em [22], onde um algoritmo PSO discreto binário é combinado com o método FDTD para projetar uma antena de microfita com banda larga nas frequências de 7,2 – 8,0 GHz. E também é visto em [24], em que os algoritmos genético e FDTD bidimensionais são empregados no projeto de uma antena UWB (*Ultra Wideband*) sobre a faixa de frequências de 3,1 – 12 GHz excluindo a banda de 4,8 – 6,2 GHz.

Verifica-se então que o método FDTD pode ser aliado a algoritmos de otimização para o projeto eficiente de antenas, uma vez que os objetivos especificados são alcançados, como mostrado em [20] - [22] e [24] os resultados fornecidos são coerentes com os obtidos em medições ou em simulações com *softwares* comerciais. Apenas destaca-se que, o emprego de técnicas adicionais pode ser necessário para a simulação de geometrias complexas não comportadas pela grade regular do FDTD ou quando é preciso reduzir o custo computacional.

1.1.3 Algoritmo de Evolução Diferencial

O DE consiste em uma técnica de otimização metaheurística, evolucionária, de população estocástica, empregada inicialmente em problemas com variáveis contínuas. Foi proposto por Rainer Storn e Kenneth Price [25] e em uma conferência de algoritmos evolucionários realizada em 1996, provou-se que era o algoritmo mais rápido entre os emergentes nos últimos anos [26]. Observa-se também que é eficiente para encontrar soluções para problemas não-lineares, não-diferenciáveis, descontínuos, ruidosos, multidimensionais ou que apresentam vários mínimos locais, mantendo alto desempenho, confiabilidade e rápida convergência [27].

O algoritmo DE pertence à classe dos algoritmos evolutivos, no qual soluções candidatas, produzidas inicialmente por um processo randômico assumem o papel de indivíduos de uma população e então realiza-se as operações de reprodução, mutação e seleção sobre estes, produzindo uma nova população de indivíduos que podem ou não apresentar melhor aptidão que os indivíduos da população anterior e apenas os mais aptos são selecionados para a próxima geração. A aptidão de cada indivíduo ao ambiente é determinada pela função objetivo, que no caso do projeto de antenas é calculada por um método numérico, como o FDTD. O processo descrito é contínuo e é interrompido apenas quando uma solução ótima for encontrada.

Os ciclos de recombinação descritos pelos algoritmos evolutivos são realizados no algoritmo DE com o uso de apenas três operadores: mutação, cruzamento e seleção. Sendo que os operadores de cruzamento e mutação causam significativo impacto no desempenho do algoritmo [27]. Dessa forma, o DE pode ser visto como uma variação do GA que depende apenas do processo de cruzamento para a construção de soluções melhores.

Devido às características e à facilidade de implementação, o algoritmo DE tem sido aplicado na resolução de diversos problemas, inclusive os que envolvem antenas. Em alguns trabalhos é realizado um estudo comparativo entre o desempenho do DE e de diferentes algoritmos evolucionários [23], [27] e [28], já em outros destaca-se apenas o projeto da antena, realizado a partir da combinação do DE com métodos numéricos ou conjuntos de equações algébricas para análise da antena [26].

Recentemente foi introduzido por [23] um *novel binary* DE (NBDE), que mantém as vantagens básicas do DE mas para o espaço binário, fácil implementação e ajuste dos mesmos parâmetros de controle. Quando aplicado a problemas de valores discretos para projeto de

antenas apresentou desempenho superior a outros algoritmos evolucionários populares de codificação binária: PSO binário, PSO booleano e GA binário, mostrando-se mais adequado para resolução destes problemas. Entretanto, ainda não foi desenvolvido uma versão multiobjetivo do NBDE, mas é apresentado como proposta de trabalho para desenvolvimento futuro.

Em [26] uma antena de microfita tradicional, com largura de banda estreita é projetada para se tornar banda larga através de um processo de otimização utilizando o DE em conjunto com um método RWG-SWG híbrido para a análise da antena. A plaqueta e o plano terra são divididos em grades retangulares, em que cada grade é codificada com 0 ou 1, para representar respectivamente a remoção ou a retenção da grade. O processo de otimização fornece uma antena com alargamento de banda de 100%, mostrando a eficiência do DE para o projeto da antena de microfita.

A otimização da frequência de ressonância de uma antena de microfita com plaqueta retangular é apresentado em [27], utilizando como variáveis de otimização o comprimento e largura da plaqueta e a posição de inserção da linha de alimentação. A antena é analisada analiticamente pelo modelo de linhas de transmissão e o algoritmo DE apresenta melhor desempenho na busca pela solução, quando comparado com o algoritmo PSO.

O projeto de uma antena de microfita alimentada por sonda (*probe-fed*) é realizado em [28] objetivando alcançar alta perda de retorno para a faixa de frequências de 2,38 – 2,42 GHz, com o ajuste da largura e comprimento da plaqueta e coordenadas da sonda de alimentação. A antena foi analisada com o modelo da cavidade e comparou-se o desempenho dos algoritmos de otimização DE, GA e PSO na busca pela solução ótima e foi verificado que o DE encontrou uma resposta melhor que os outros algoritmos e convergiu mais rapidamente.

A otimização de problemas reais, como o projeto de antenas, geralmente envolve mais de um alvo, neste caso, torna-se necessário realizar uma adaptação no algoritmo DE, para que seja capaz de tratar problemas multiobjetivos. Esta adaptação pode ser feita utilizando-se na etapa de seleção a ideia do algoritmo NSGA-II (*Non-dominated Sorting Genetic Algorithm - II*), descrito na Seção 1.1.4, que auxilia na escolha de um conjunto de soluções consideradas ótimas, conhecidas como Pareto-ótimo.

1.1.4 NSGA-II

A primeira versão do NSGA [29], proposta por Deb e Srinivas em 1994, para resolver problemas multiobjetivos e foi bastante criticada pela alta complexidade, pela ausência de elitismo e pelo método usado para preservar a diversidade das soluções. Para resolver estas questões Deb *et al.* propuseram no ano 2000 uma versão melhorada do NSGA, o NSGA-II [30], que mostrou-se superior inclusive a outros métodos até então utilizados.

O elitismo foi introduzido no NSGA-II através do operador FNS (*Fast Non-dominated Sorting*), que verifica quantas das soluções de um conjunto dominam uma certa solução do mesmo conjunto e quais delas são dominadas por esta. A partir desta análise são definidos níveis de fronteiras Pareto que armazenam em cada uma delas as soluções com mesma aptidão, sendo que na primeira estarão localizadas as soluções com melhor aptidão e na última soluções com a pior aptidão. Dessa forma, as soluções não dominadas ao longo das gerações são preservadas e são reinseridas nas gerações seguintes, evitando assim que boas soluções se percam durante o processo.

A diversidade das soluções no NSGA-II é mantida através do mecanismo de distância de aglomeração (*crowding distance*), que organiza de forma crescente cada um dos objetivos, atribuindo-se o valor infinito a distância de aglomeração (DA) dos indivíduos com maior e menor valores para a função e a todas as outras soluções intermediárias atribui um valor igual a diferença absoluta e normalizada entre os valores da função de duas soluções adjacentes. A cada ordenação o valor de DA é acumulado e ao final os que apresentam maior valor são selecionados, pois possuem maior diversidade.

O NSGA-II foi formulado com os operadores de seleção binária por torneio, recombinação e mutação definidos para o GA e com os operadores de seleção não-dominante: FNS e DA. Mas nos últimos anos os operadores de seleção não-dominante têm sido combinados ao algoritmo DE dando origem ao NSDE (*Non-dominated Sorting Differential Evolution*) [31], para tornar este algoritmo apto a resolver problemas multiobjetivos.

Dessa forma, é possível projetar a geometria de uma antena utilizando o algoritmo DE com a etapa de seleção baseada nos operadores do NSGA-II em conjunto com o método FDTD para alcançar a largura de banda, frequências de ressonância, casamento de impedância e ganho, entre outros, necessários para uma determinada aplicação, o que antes não era possível apenas com a versão básica do algoritmo DE.

1.1.5 Projeto de *Rectennas* com Métodos Numéricos e Algoritmos de Otimização

O projeto da antena e do retificador são de mesma importância para um sistema *rectenna*, entretanto, pesquisadores têm desenvolvido o projeto e otimização destes separadamente, utilizando na maioria das vezes *softwares* comerciais para análise da antena e do retificador e em alguns trabalhos são empregados métodos de otimização já disponíveis no próprio *software*. Em [3] é apresentado o projeto e otimização de dois circuitos retificadores, um retificador serial e retificador em ponte modificado, na frequência de $2,45\text{ GHz}$, para aplicação em um sistema *rectenna*. Foi realizada uma análise global levando em conta a modelagem eletromagnética (para partes distribuídas) e simulação de circuitos (para componentes não lineares) com as ferramentas *Momentum* e *Harmonic Balance* do *Agilent ADS (Advanced Design System)*. Os métodos de otimização randômicos e Gradiente foram implementados no *software ADS* para melhorar a eficiência do retificador. Os circuitos otimizados alcançaram eficiência de conversão maior que 70% com 12 dBm de nível de potência RF e foram validados com a comparação entre os resultados de simulação e de experimentos. Neste trabalho um gerador de micro-ondas desempenhou o papel da antena para realização da simulação e experimentos.

Em [32] é realizado o projeto e otimização de um circuito baseado em um retificador de dupla tensão, ressonante em $2,45\text{ GHz}$, para aplicação em um sistema *rectenna*. Inicialmente é realizado um estudo comparativo das características dos diodos e das diferentes topologias de retificadores para selecionar aqueles que forneçam máxima tensão de saída e eficiência de conversão. Também são identificados os fatores que afetam o desempenho da antena. Para realização destas análises é utilizado o *software ADS*, que também é empregado no processo de otimização, pois dispõe de vários métodos de busca, sendo o escolhido um método híbrido, que consiste na combinação dos métodos de busca: *Random* e *Quase-Newton*. O comportamento da antena foi simulado com o uso de um gerador RF com impedância de saída de $50\ \Omega$. Dois circuitos foram otimizados: um circuito com filtro da carta de *Smith* e um circuito com uma indutância como um filtro RF. Sendo que no primeiro, o objetivo é encontrar um conjunto de valores para uma indutância e capacitância que minimize o valor do parâmetro S_{11} em $2,45\text{ GHz}$, assegurando impedância real igual a $50\ \Omega$, impedância imaginária nula e máxima eficiência na conversão. Já no segundo deseja-se obter o conjunto de valores de componentes que minimize o valor do parâmetro S_{11} e maximize o desempenho da *rectenna*. Foi alcançada

uma conversão de eficiência de 90% para uma potência de entrada de 8 dBm. O autor apresentou apenas os resultados das simulações no ADS.

Em [33] uma antena impressa de fio em *loop*, com o formato quadrado foi otimizada com uma variação fractal, para a faixa de frequência de 450 MHz – 600 MHz. Utilizou-se para otimização um método híbrido Enxame Genético (GSO - *Genetical Swarm Optimization*), que é uma combinação dos algoritmos GA e PSO e, para análise das geometrias o *software* comercial FEKO-Lite. Os objetivos desta otimização consistiam em alcançar um alto ganho para a antena e um ajuste com respeito a máxima energia recebida, para isso foi necessário minimizar a perda de retorno S_{11} e maximizar o desempenho do acoplamento S_{21} , ambos na faixa de frequência de interesse. O autor apresentou apenas resultados de simulações, obtidos durante o processo de otimização, que demonstram a evolução dos objetivos em direção ao comportamento desejado.

As antenas projetadas em [10]-[11], também fazem parte de um sistema *rectenna*. Para análise destas utilizou-se o *software* HFSS (*Ansoft's High Frequency Structural Simulator*) e protótipos das antenas foram construídos em material FR-4.

As pesquisas que envolvem a otimização de *rectennas* em geral ressaltam a importância de se utilizar métodos computacionais na análise e otimização de circuitos e antenas para o desenvolvimento dos projetos. Destacam também, as variáveis de otimização e parâmetros característicos do circuito e antena, importantes no processo de otimização. Observa-se ainda um grande interesse dos pesquisadores pela frequência de 2,45 GHz, quando a intenção é coletar energia em uma única frequência. Outro aspecto notável é que alguns autores utilizam um material de baixo custo e fácil acessibilidade como uma alternativa para a fabricação de antenas, o FR-4 e conseguem validar as respostas de simulações com as de medições, apesar deste material ser dispersivo, anisotrópico e apresentar altas perdas.

1.2 Objetivos e Metodologia

Este trabalho tem como objetivo projetar uma antena impressa com plaqueta retangular através da implementação de métodos numéricos para a análise de problemas eletromagnéticos e algoritmos evolutivos. Os métodos e algoritmos implementados podem ser utilizados para o projeto de antenas transmissoras ou receptoras, inclusive para uma ampla faixa de frequências e em diversas áreas de aplicação. Entretanto, neste trabalho é utilizado para o projeto de uma antena com frequência de ressonância igual a 2,45 GHz, que irá compor um sistema *rectenna*.

Para que essa antena tenha um bom desempenho na frequência de interesse é realizado um processo de otimização, no qual a largura e o comprimento da plaqueta, a reentrância da antena e o deslocamento da microfita na direção x são definidos como variáveis de otimização. Já os alvos do processo são os parâmetros característicos da antena: perda de retorno, impedância e diagrama de radiação.

O algoritmo DE com a etapa de seleção baseada no NSGA-II, juntamente com o método FDTD e uma condição de fronteira absorvente realizam o processo de otimização. Sendo o algoritmo DE responsável por gerar variáveis de otimização que são repassadas ao FDTD para realização do cálculo da função objetivo. Estes métodos e algoritmos são implementados em linguagem C++, que permite executar simulações mais rápidas, por se tratar de uma linguagem de baixo nível que é facilmente interpretada pelo compilador.

Algumas investigações são realizadas para identificar qual condição de fronteira absorvente e fonte de excitação são mais apropriadas para a resolução do problema. Sendo tópicos de estudo a UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layer* – Camadas Uniaxiais Perfeitamente Casadas) e a CPML (*Convolutional Perfectly Matched Layer* – Camadas Convolucionais Perfeitamente Casadas) e as fontes *soft* e RVS.

O algoritmo usado para o cálculo da função objetivo é validado para o cálculo de todos os parâmetros da antena sempre que fontes de excitação e condições de fronteira absorvente diferentes são empregadas. Esta validação é efetuada comparando-se os resultados obtidos pelo FDTD com os fornecidos por *softwares* comerciais.

Inicialmente são realizadas otimizações individuais para a perda de retorno e impedância. Define-se como alvo para o S_{11} que o máximo valor da perda de retorno na faixa de frequências de 2,4 – 2,5 GHz seja menor que -15 dB , com restrições quanto as derivadas das curvas a direita e a esquerda da frequência de 2,45 GHz, que devem ser respectivamente positiva e negativa. Já para a impedância os alvos são: resistência igual ou próxima de $50\ \Omega$ e reatância igual ou próxima de zero, ambos para a frequência de 2,45 GHz.

Após a execução de cada uma dessas otimizações é realizada uma otimização multiobjetivo com todos os alvos que foram especificados, a fim de encontrar a geometria da antena que seja ótima para todos eles.

1.3 Estrutura da Dissertação

O capítulo 2 apresenta uma introdução com deduções de equações para o método FDTD, incluindo um estudo sobre critérios de estabilidade numérica e sobre a transição entre materiais nas interfaces das células. As condições de fronteiras absorventes também são discutidas e duas delas são apresentadas com destaque, a UPML e a CPML, sendo que para esta última também é apresentado uma metodologia para a otimização. Diferentes tipos de fontes de excitação são discutidos e a formulação para o cálculo do S_{11} , impedância e diagrama de radiação é descrita para as fontes utilizadas neste trabalho. Por fim, é mostrado como pode ser realizado o projeto analítico de uma antena com plaqueta retangular.

O capítulo 3 apresenta a estrutura do algoritmo Diferencial Evolutivo e mostra como empregá-lo em conjunto com o FDTD para o projeto de antenas. O funcionamento de cada um dos operadores do algoritmo DE é descrito, incluindo suas particularidades para o problema de antenas, tais como o tratamento dos limites das variáveis de otimização por reflexão. Além disso, discute-se como o operador de seleção pode ser adaptado para resolver problemas multiobjetivos utilizando-se o método dos objetivos ponderados ou a ideia do algoritmo NSGA-II e ainda verifica-se uma metodologia para o tratamentos de restrições.

No capítulo 4 toda a teoria apresentada nos capítulos 2 e 3 é empregada para o desenvolvimento de um algoritmo Diferencial Evolutivo com etapa de seleção baseada no NSGA-II que através do método FDTD realiza a análise da antena e cálculo da função objetivo, com o propósito de projetar uma antena impressa para a aplicação desejada. A metodologia utilizada para alcançar os objetivos propostos é apresentada e os resultados são discutidos.

No capítulo 5 é feita uma conclusão sobre o trabalho desenvolvido e algumas propostas de continuidade são sugeridas.

CAPÍTULO 2

Projeto de Antenas de Microfita utilizando o FDTD e uma ABC

2.1 Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

O método FDTD foi introduzido por Kane Yee (1966) e recebeu maior destaque com a obra de Taflove e Hagness [34]. O algoritmo apresentado por Yee combina as equações de Maxwell para resolver ambos os campos, elétricos e magnéticos, no tempo e no espaço e fornece uma solução mais robusta do que aquelas que utilizam os campos individualmente.

No algoritmo de Yee o espaço tridimensional é dividido em cubos, como o apresentado na Figura 2.1, em que as componentes de campo elétrico estão centradas na face e as de campo magnético tangenciam as arestas. Observa-se também que há um deslocamento de meio passo espacial e temporal entre as componentes de campo elétrico e as de campo magnético e vice-versa e que cada componente vetorial terá as características do ponto onde estão localizadas.

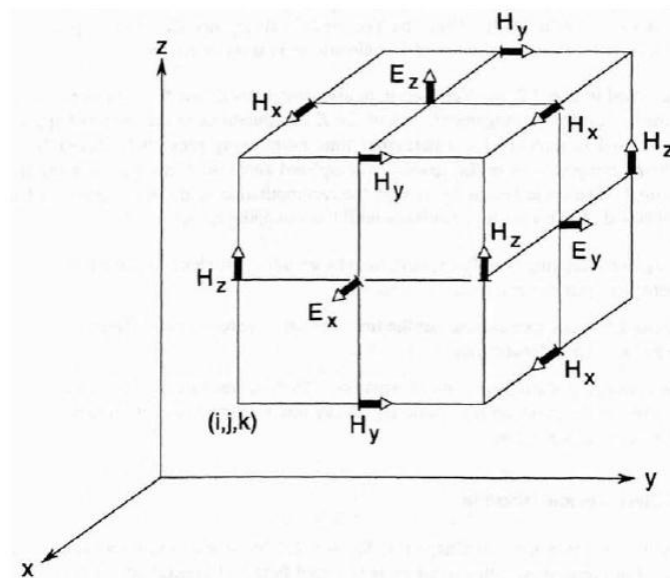


Figura 2.1: Célula de Yee [34].

As componentes dos campos elétrico e magnético foram distribuídas de forma estratégica na célula de Yee para que as equações diferenciais de Maxwell para ondas eletromagnéticas sejam solucionadas por uma aproximação com equações algébricas, baseadas nas diferenças centradas, que fornecem uma precisão de segunda ordem.

Cada componente de campo elétrico é circundada por outras quatro componentes de campo magnético circulante e toda componente de campo magnético é circundada por quatro componentes de campo elétrico circulante. A maneira como estes vetores estão distribuídos atende o cálculo do operador rotacional das Leis de Faraday e Ampère, apresentadas respectivamente nas Equações (2.1) e (2.2), para uma região linear e isotrópica.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = -\varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \mathbf{J}, \quad (2.2)$$

em que $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ e $\mathbf{J}$ são, respectivamente, os vetores intensidade de campo elétrico, intensidade de campo magnético e a densidade de corrente elétrica de condução e μ e ε representam, respectivamente, a permeabilidade magnética e a permissividade elétrica, responsáveis pela caracterização do meio.

As Equações (2.1) e (2.2) podem ser expandidas utilizando-se coordenadas cartesianas (x, y, z) a partir da definição do operador rotacional. As Equações (2.3) e (2.4) representam respectivamente a expansão para o rotacional do campo elétrico e campo magnético na direção x .

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right), \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right), \quad (2.4)$$

em que σ representa a condutividade elétrica.

Um ponto qualquer no espaço tridimensional cartesiano contínuo é definido pelas coordenadas (x, y, z) , já em um espaço discretizado é representado como $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$, em que Δx , Δy e Δz , representam o incremento espacial nas direções x , y e z . Qualquer função

contida num ponto discreto do espaço e num instante discreto do tempo pode ser representada como:

$$G(x, y, z, t) = G(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = G_{i,j,k}^n, \quad (2.5)$$

em que Δt é o incremento temporal e n é uma variável inteira, que informa quantos incrementos temporais serão calculados.

Aproximando-se as derivadas parciais no tempo e no espaço da Equação (2.5) por diferenças finitas centradas obtêm-se as Equações (2.6) e (2.7).

$$\frac{\partial G}{\partial t} \equiv \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{G_{i,j,k}^{n+1} - G_{i,j,k}^n}{\Delta t} \approx \frac{G_{i,j,k}^{n+1} - G_{i,j,k}^n}{\Delta t}, \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial G}{\partial x} \equiv \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{G_{i+1,j,k}^n - G_{i,j,k}^n}{\Delta x} \approx \frac{G_{i+1,j,k}^n - G_{i,j,k}^n}{\Delta x}. \quad (2.7)$$

As Equações (2.8) e (2.9) são obtidas pela aplicação da aproximação por diferenças finitas centradas as Equações (2.3) e (2.4) com a realização de algumas manipulações algébricas e simplificações que podem ser feitas para o problema em análise. Estas equações são empregadas no método FDTD para atualizar os valores dos campos elétricos e magnéticos no tempo e no espaço.

$$E_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = C_a|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot E_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + \dots$$

$$C_b|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot \left[\frac{H_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^n - H_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^n - H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n}{\Delta z} \right], \quad (2.8)$$

$$H_x|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n+1} = D_a|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1} \cdot H_x|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^n - \dots$$

$$D_b|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1} \cdot \left[\frac{E_y|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+\frac{3}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_y|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{3}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} - E_z|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right], \quad (2.9)$$

em que:

$$C_a|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right), \quad (2.10)$$

$$C_b|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon} \right)},$$

$$D_a|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1} = 1, \quad (2.11)$$

$$D_b|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1} = \frac{\Delta t}{\mu}.$$

As equações de atualização dos campos para componentes em outras direções podem ser obtidas de forma semelhante.

Observa-se que o cálculo de uma componente de campo no instante atual depende do campo calculado na mesma posição do espaço, porém em um passo de tempo anterior, e das componentes de campo que o circundam, calculadas a meio passo temporal e espacial. Portanto, para análise dos campos é necessário armazenar as componentes de campo elétrico e magnético para todas as posições do espaço, conduzindo a um alto custo computacional com o aumento da discretização do espaço.

2.1.1 Critério de Estabilidade Numérica

A instabilidade numérica no FDTD pode ser evitada, desde que a condição de Courant-Freidrich-Levy, definida pela Equação (2.12) seja respeitada. A limitação de Δt é especificada em relação aos incrementos espaciais Δx , Δy e Δz .

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \cdot \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}}. \quad (2.12)$$

2.1.2 Estudo da Transição entre Materiais nas Interfaces das Células

Para representar uma antena na grade do FDTD é necessário especificar a condutividade e a permissividade elétrica dos materiais que a compõem. Assim, o plano terra da antena e a própria antena serão definidos a partir da condutividade do cobre e permissividade relativa unitária ou através da anulação dos campos elétricos tangenciais a esta região. Neste caso, os parâmetros característicos do material podem ser definidos sobre um conjunto de células, que devem ser altamente discretizadas na direção onde é definida a espessura do cobre ou apenas sobre um plano, com a modificação dos parâmetros de uma das faces de um conjunto de células.

Uma abordagem usada para definir o plano terra e a antena é representá-los através de um conjunto de células aplicando uma permissividade média nas faces das células que correspondem a uma transição do cobre para o substrato dielétrico, do substrato dielétrico para o ar e do substrato dielétrico para o metal, como apresentado na Figura 2.2. Nesta ilustração o dielétrico é representado por um conjunto de células ao longo do eixo z , enquanto o cobre e o ar ocupam apenas uma célula ao longo deste eixo.

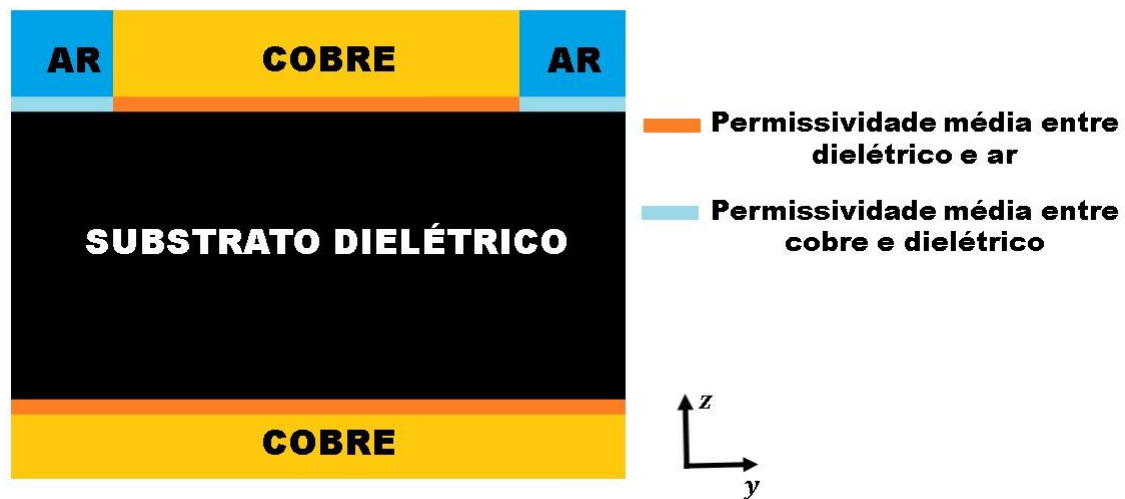


Figura 2.2: Representação da antena na grade do FDTD usando permissividade média nos planos em que ocorre a transição entre materiais.

Uma outra maneira de configurar a interface das células é permitir que o cobre predomine quando está na fronteira com outros materiais. O substrato dielétrico também será predominante, exceto quando estiver na fronteira junto com o cobre. Esta configuração é apresentada na Figura 2.3.

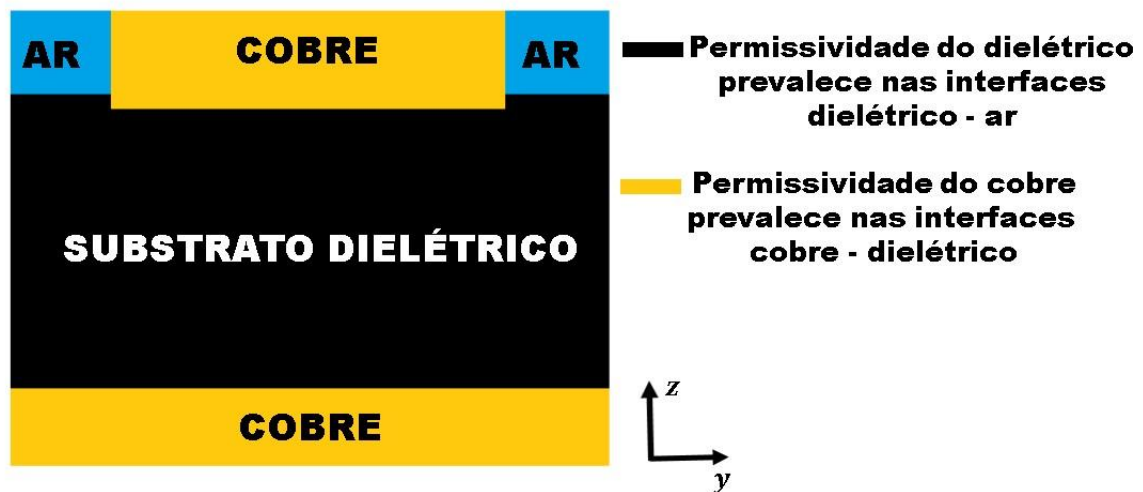


Figura 2.3: Representação da antena na grade do FDTD sem modificações nas interfaces de transição dos materiais.

2.2 Camadas Perfeitamente Casadas

As equações de atualização dos campos, apresentadas na Seção 2.1 devem ser resolvidas em um domínio discreto de tamanho limitado. Entretanto, há problemas reais que envolvem a propagação de ondas eletromagnéticas em um espaço aberto ilimitado. Para solucionar tais problemas define-se condições especiais de contorno sobre os limites do domínio computacional, a fim de absorver as ondas de saída.

Essas condições especiais de fronteiras, que simulam ondas eletromagnéticas propagando-se continuamente através do espaço computacional, são chamadas de ABC (*Absorbing Boundary Condition* – Condição de Fronteira Absorvente). Uma ABC pode ser aproximada por um material absorvente, análogo ao tratamento físico das paredes de uma câmara anecóica. O ideal é que o meio de absorção seja constituído por poucas células que sejam menos reflexivas para ondas incidentes de quaisquer frequências e que apresentem alta absorção mesmo nas proximidades de campos provenientes de uma fonte ou do espalhamento.

As primeiras ABCs foram introduzidas com a aplicação de técnicas analíticas. Em seguida Holland propôs a utilização de um meio de absorção com perdas e menos dispersivo, com camadas casadas apenas para ondas planas normalmente incidentes, sendo portanto limitada a resolução de alguns problemas eletromagnéticos. A partir de 1994 a PML (*Perfectly Matched Layer* – Camadas Perfeitamente Casadas) introduzida por Berenger se tornou a ABC

dominante, porque absorvem efetivamente ondas planas de incidência, polarização e frequências arbitrárias. Além disso, podem ser empregadas na finalização de meios não-homogêneos, dispersivos, anisotrópicos e não-lineares, o que não era possível com ABCs analíticas.

Berenger também calculou uma nova formulação das equações de Maxwell com campos divididos, onde cada componente vetorial do campo é dividida em duas componentes ortogonais. As equações de onda de Maxwell também foram apropriadamente divididas, conduzindo a um conjunto de 12 equações diferenciais parciais de primeira ordem e, uma interface planar perfeitamente casada foi calculada escolhendo-se parâmetros de perdas consistentes com um meio menos dispersivo. Em um espaço contínuo a PML e o meio no qual é realizada a análise do objeto estão perfeitamente casados, porém em uma grade discreta do FDTD pode ocorrer erros de discretização que podem degradar o comportamento ideal da PML. Berenger propôs um escalonamento espacial dos parâmetros da PML para reduzir os erros de discretização na interface do material [34].

A PML de Berenger estimulou o desenvolvimento de diversos trabalhos. Em alguns o FDTD foi empregado em conjunto com a PML para resolução de problemas eletromagnéticos diversos. Outros sugeriam modificações na PML para melhorar o desempenho. Dentre estes, destaca-se a UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layer* – Camadas Uniaxiais Perfeitamente Casadas) introduzida inicialmente por Gedney, e a CPML (*Convolutional Perfectly Matched Layer* – Camadas Convolucionais Perfeitamente Casadas), introduzida por Roden e Gedney. A UPML é vista como um meio uniaxial anisotrópico, em que a definição de perdas para tensores definidos possibilita obter um meio com casamento de absorção perfeito. Já a CPML permite que a divisão de campos da PML seja aplicada diretamente dentro da discretização do FDTD e com um desempenho melhor para a absorção de ondas evanescentes. As características e formulação da UPML e CPML são apresentadas nas Seções 2.2.1 e 2.2.2.

2.2.1 Camadas Uniaxiais Perfeitamente Casadas

A UPML foi desenvolvida na tentativa de simular uma UPML física e para isso foi baseada na formulação de Maxwell e não em um modelo matemático [34]. A eficiência de absorção de ondas não depende da polarização, do ângulo de incidência e da frequência da onda, mas apenas do casamento de impedâncias que ocorre na fronteira entre a região de análise

e a UPML e nas camadas que a compõem. A região de análise possui características isotrópicas, ou seja, as propriedades físicas relacionadas com um ponto independem da direção, já a UPML consiste em camadas finalizadas por um PEC (condutor elétrico perfeito), e apresenta anisotropia uniaxial, isto é, as propriedades físicas variam apenas no eixo normal ao plano que separa essas regiões.

Com a definição de uma ABC o espaço computacional fica dividido em duas regiões, a região de análise em que as ondas eletromagnéticas são simuladas e analisadas, e a região da ABC onde as ondas são absorvidas ao atravessarem suas camadas.

A formulação das equações da UPML parte da definição das equações de Maxwell para um meio anisotrópico, Equações (2.13) e (2.14), nas quais são definidas um tensor para redução da reflexão de ondas espúrias.

$$\nabla \times \check{\mathbf{H}} = j\omega\epsilon[S]\check{\mathbf{E}}, \quad (2.13)$$

$$\nabla \times \check{\mathbf{E}} = -j\omega\mu[S]\check{\mathbf{H}}, \quad (2.14)$$

em que ω é a frequência da onda plana, $\check{\mathbf{E}}$ é a transformada de Fourier do vetor intensidade de campo elétrico, $\check{\mathbf{H}}$ é a transformada de Fourier do vetor intensidade de campo magnético e $[S]$ é o tensor diagonal.

As equações que definem a UPML, assim como as equações de atualização dos campos no FDTD devem estar no domínio do tempo. Dessa forma, as Equações (2.13) e (2.14) podem ser manipuladas e através da aplicação da transformada de Fourier inversa convertidas para o domínio do tempo. Com este procedimento obtém-se as equações de atualização dos campos para a UPML, que estabelecem relações entre as componentes de intensidade dos campos e as componentes de densidade de fluxo. As Equações (2.15) - (2.18) mostram como é realizado os cálculos para as componentes de densidade de fluxo elétrico e magnético e as componentes de campo elétrico e magnético apenas para a direção x , pois as componentes em outras direções apresentam uma formulação semelhante.

$$B_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = C_{1_{Bx}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot B_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - \dots \quad (2.15)$$

$$C_{2_{Bx}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot \left[\frac{E_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+1} - E_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1}}{\Delta y} - \frac{E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^{n+1} - E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+1}}{\Delta z} \right],$$

$$H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = C_{1H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + \dots \quad (2.16)$$

$$C_{2H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot \left[C_{3H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot B_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} - C_{4H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot B_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right],$$

$$D_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} = C_{1D_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} \cdot D_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n + \dots$$

$$C_{2D_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} \cdot \left[\frac{H_z|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_z|_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right], \quad (2.17)$$

$$E_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} = C_{1E_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} \cdot E_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n + \dots$$

$$C_{2E_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} \cdot \left[C_{3E_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} \cdot D_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} - C_{4E_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} \cdot D_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n \right], \quad (2.18)$$

em que B_x e D_x são respectivamente as componentes de densidade de fluxo magnético e densidade de fluxo elétrico ambos na direção x , e os coeficientes são determinados pelas equações:

$$C_{1B_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \left(\frac{2\varepsilon_0 k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0 k_y + \sigma_y \Delta t} \right), \quad (2.19)$$

$$C_{2B_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \left(\frac{2\varepsilon_0 \Delta t}{2\varepsilon_0 k_y + \sigma_y \Delta t} \right), \quad (2.20)$$

$$C_{1H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \left(\frac{2\varepsilon_0 k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_0 k_z + \sigma_z \Delta t} \right), \quad (2.21)$$

$$C_{2H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \left[\frac{1}{(2\varepsilon_0 k_z + \sigma_z \Delta t)\mu} \right], \quad (2.22)$$

$$C_{3H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = (2\varepsilon_0 k_x + \sigma_x \Delta t), \quad (2.23)$$

$$C_{4H_x}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = (2\varepsilon_0 k_x - \sigma_x \Delta t), \quad (2.24)$$

$$C_{1D_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} = \left(\frac{2\varepsilon_0 k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0 k_y + \sigma_y \Delta t} \right), \quad (2.25)$$

$$C_{2D_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} = \left(\frac{2\varepsilon_0 \Delta t}{2\varepsilon_0 k_y + \sigma_y \Delta t} \right), \quad (2.26)$$

$$C_{1E_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} = \left(\frac{2\varepsilon_0 k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_0 k_z + \sigma_z \Delta t} \right), \quad (2.27)$$

$$C_{2E_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} = \left[\frac{1}{(2\varepsilon_0 k_z + \sigma_z \Delta t)\varepsilon} \right], \quad (2.28)$$

$$C_{3E_x}|_{i+\frac{1}{2},j,k} = (2\varepsilon_0 k_x + \sigma_x \Delta t), \quad (2.29)$$

$$C_{4_{Ex}}|_{i+\frac{1}{2},j,k} = (2\varepsilon_0 k_x - \sigma_x \Delta t) . \quad (2.30)$$

Estas equações podem ser aplicadas a todo o domínio computacional, contanto que para a região de análise seja atribuído $k_w = 1$ e $\sigma_w = 0$, em que $w = x, y, z$. Já para a região da UPML essas variáveis podem ser calculadas utilizando-se as Equações.

$$K_w(w) = \left[(k_{max})^{\frac{1}{d}} \cdot g^{\frac{1}{\Delta}} \right]^w, \quad (2.31)$$

$$\sigma_w(w) = \left(g^{\frac{1}{\Delta}} \right)^w \sigma_{w,0}, \quad (2.32)$$

em que $\sigma_{w,0}$ é a condutividade na superfície da UPML na direção w , g é um fator de escala e Δ é o incremento espacial na grade do FDTD. O valor de k_{max} pode ser ajustado empiricamente, porém geralmente utiliza-se $k_{max} = 1$. A condutividade na UPML aumentará de $\sigma_{w,0}$ em sua superfície para $g^{w/\Delta} \cdot \sigma_{w,0}$ no limite externo do PEC, assim para melhorar a absorção da UPML os valores de $\sigma_{w,0}$ e g também podem ser escolhidos através de um processo empírico, porém devem assumir valores pequenos para minimizar o erro de discretização inicial. A taxa de aumento da condutividade dentro da UPML é controlado com $g > 1$, porém valores elevados de g podem achatar o perfil de condutividade da UPML próximo de $w = 0$, por isso, geralmente são escolhidos valores na faixa de $2 \leq g \leq 3$ [34].

2.2.2 Camadas Convolucionais Perfeitamente Casadas

A PML de Berenger pode conduzir a erros de reflexão consideráveis, quando interage com ondas evanescentes, lidam com *late-time* ou baixas frequências, devido ao uso de um clássico tensor de coeficientes empregado em sua formulação. Estes erros podem ser minimizados posicionando o objeto de análise suficientemente longe da PML para que as ondas evanescentes atenuem e apenas ondas propagantes alcancem a fronteira. No entanto, esta abordagem é inviável devido ao aumento do número de células no domínio computacional, que conduz ao aumento dos requisitos de memória e tempo de processamento. Outra maneira de reduzir os erros é diminuir o tempo de simulação para eliminar possíveis reflexões tardias, mas também não é uma solução viável pois podem conduzir a respostas instáveis e falsas.

O uso de um tensor de coeficientes com escalonamento adequado pode superar as limitações da PML. Neste contexto, Gedney propôs a PML de frequências complexas alongadas

(CFS-PML) que tempos depois passou a ser chamada de CPML, quando introduziram-se melhorias com o uso de técnicas de convolução recursiva. A CPML absorve com eficiência ondas evanescentes mesmo que o objeto ou a fonte estejam bem próximos da fronteira e é mais precisa e eficiente que algumas técnicas clássicas.

Os campos elétricos e magnéticos na região da CPML são atualizados com as Equações (2.33) e (2.34).

$$E_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = C_a|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} E_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + C_b|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \cdot \left[\frac{H_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^n - H_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n}{k_{y_j} \cdot \Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^n - H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n}{k_{z_k} \cdot \Delta z} + \psi_{E_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^n - \psi_{E_{x,z}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^n \right], \quad (2.33)$$

$$H_x|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n+1} = D_a|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1} H_x|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^n - D_b|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1} \cdot \left[\frac{E_y|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+\frac{3}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_y|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{k_{z_{k+\frac{1}{2}}} \cdot \Delta z} - \frac{E_z|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{3}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} - E_z|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}}}{k_{y_{j+\frac{1}{2}}} \cdot \Delta y} + \psi_{H_{x,y}}|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - \psi_{H_{x,z}}|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n+\frac{1}{2}} \right], \quad (2.34)$$

em que ψ representa a convolução discreta no tempo, calculada recursivamente pelas Equações (2.35)-(2.38).

$$\psi_{E_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^n = b_{y_j} \cdot \psi_{E_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-1} + c_{y_j} \cdot \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^n - H_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} \right), \quad (2.35)$$

$$\psi_{E_{x,z}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^n = b_{z_k} \cdot \psi_{E_{x,z}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-1} + c_{z_k} \cdot \left(\frac{H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^n - H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n}{\Delta z} \right), \quad (2.36)$$

$$\psi_{H_{x,y}}|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n+\frac{1}{2}} = \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned}
 & b_{y_{j+\frac{1}{2}}} \cdot \psi_{H_{x,y}} \Big|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n-\frac{1}{2}} + c_{y_{j+\frac{1}{2}}} \cdot \left(\frac{E_z \Big|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{3}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} - E_z \Big|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right), \\
 & \psi_{H_{x,z}} \Big|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n+\frac{1}{2}} = \\
 & b_{z_{k+\frac{1}{2}}} \cdot \psi_{H_{x,z}} \Big|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^{n-\frac{1}{2}} + c_{z_{k+\frac{1}{2}}} \cdot \left(\frac{E_y \Big|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+\frac{3}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_y \Big|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right), \tag{2.38}
 \end{aligned}$$

em que os coeficientes discretos c_w e b_w , com $w = x, y, z$, são diferentes de zero apenas na região da CPML com w normal a fronteira de interface. Nesta região estes coeficientes são obtidos com as Equações (2.39) e (2.40).

$$c_w = \frac{\sigma_w}{\sigma_w \cdot k_w + k_w^2 \cdot a_w} \cdot \left[e^{-\left(\frac{\sigma_w}{\varepsilon_0 \cdot k_w}\right) \cdot \Delta t} - 1 \right], \tag{2.39}$$

$$b_w = e^{-\left(\frac{\sigma_w}{\varepsilon_0 \cdot k_w} + \frac{a_w}{\varepsilon_0}\right) \cdot \Delta t}, \tag{2.40}$$

em que σ_w , k_w e a_w são calculados com as Equações (2.41)-(2.43).

$$\sigma_w(u) = \sigma_w^{max} \cdot \left(\frac{pml_w - u}{pml_w - 1} \right)^m, \tag{2.41}$$

$$k_w(u) = 1 + (k_w^{max} - 1) \cdot \left(\frac{pml_w - u}{pml_w - 1} \right)^m, \tag{2.42}$$

$$a_w(u) = a_w^{max} \cdot \left(\frac{u - 1}{pml_w - 1} \right)^{ma}, \tag{2.43}$$

em que $u = i, j, k$.

Observa-se que as equações de atualização dos campos na CPML são idênticas as equações definidas para o método FDTD, com exceção dos termos convolucionais e dos parâmetros de escalonamento. O parâmetro de escalonamento k_w é identificado como um alongamento real de coordenadas, uma vez que fisicamente conduz a um escalonamento efetivo da malha na região da CPML. Já os termos convolucionais são responsáveis pelo cancelamento das ondas que se propagam através da CPML.

A escolha dos parâmetros σ_w^{max} , k_w^{max} , a_w^{max} , m e ma e a quantidade de células utilizadas para compor as camadas determinarão a eficiência de absorção da CPML.

A Equação (2.44) pode ser utilizada para estimar o valor de σ_w^{max} em meios não homogêneos, dispersivos ou não lineares [34].

$$\sigma_{opt} = -\frac{0,8(m+1)}{\eta_0 \Delta \sqrt{\epsilon_{r,eff} \cdot \mu_{r,eff}}}, \quad (2.44)$$

em que η_0 , $\epsilon_{r,eff}$, $\mu_{r,eff}$ respectivamente a impedância intrínseca da onda no vácuo, a permissividade relativa efetiva e a permeabilidade magnética relativa efetiva podem ser calculadas com a média entre a permissividade relativa do material que está na fronteira com a CPML e a permissividade do vácuo e a condutividade relativa efetiva é calculada com a mesma ideia.

A escolha de $k_w^{max} > 1$ e $a_w^{max} > 0$ contribuem para a atenuação dos modos evanescentes, mas podem degradar a absorção dos modos propagantes. Por exemplo, quando uma antena é alimentada por microfita pode ser necessário simular uma microfita infinita, estendendo sua extremidade para o interior da CPML para eliminar reflexões provenientes da parede da entrada da microfita que atrapalham na determinação da perda de retorno ou impedância. Neste caso, é preciso atenuar apenas ondas propagantes, que são *quasi*-TEM, sendo aconselhável o uso de $k_w^{max} = 1$ e $a_w^{max} = 0$. Em outras regiões a atenuação de modos propagantes ou evanescentes podem ser de mesma importância e neste caso, deve-se escolher valores razoáveis para k_w^{max} e a_w^{max} , podendo ser obtidos de processos empíricos ou por meio de otimizações.

Como exemplo, os parâmetros da CPML para o caso da simulação de uma matriz de antenas com plaquetas alimentada por microfita são apresentados por Taflove [34]. O substrato dielétrico tem espessura de $1,5748 \text{ mm}$, e permissividade $\epsilon_r = 2,1$. A microfita possui uma largura de $3,93 \text{ mm}$, com impedância de 56Ω na frequência de 9 GHz . A grade do FDTD tem dimensões iguais a $\Delta x = 1,008 \text{ mm}$, $\Delta y = 0,3275 \text{ mm}$ e $\Delta z = 0,262 \text{ mm}$ e o volume da grade no espaço é $119 \times 38 \times 7$. O incremento temporal é $\Delta t = 0,99 \cdot \text{Courant}$. A CPML está localizada a apenas uma célula das dimensões da geometria da antena exceto na direção $-X$, em que a linha da microfita é estendida para o interior da CPML. A CPML finaliza a grade do espaço em todas as direções exceto em $-z$, onde está localizado o substrato dielétrico. Os parâmetros da CPML para este caso são apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Configuração da CPML para a simulação de uma matriz de antenas patch alimentada por microfita.

Região da CPML	$\varepsilon_{r_{eff}}$	m	$\sigma_w^{max}/\sigma_{opt}$	σ_w^{max}	k_w^{max}	a_w^{max}	m_a
$-x$	1,55	3	1,0	6,8	1	0,0	n/a
$+x$	1,55	3	1,0	6,8	15	0,2	1
$-y$	1,55	3	1,0	20,8	15	0,2	1
$+y$	1,55	3	1,0	20,8	15	0,2	1
$-z$	-	-	-	-	-	-	-
$+z$	1,0	3	1,0	32,4	15	0,2	1

em que n/a representa não aplicável.

Observa-se que a permissividade relativa da CPML foi calculada da média entre a permissividade relativa do ar e a permissividade relativa do substrato dielétrico, exceto para a direção $+z$ em que apenas o ar faz fronteira com a PML. Aparentemente uma aproximação de terceira ordem, $m = 3$, para $\sigma_w(u)$ e $k_w(u)$ e uma aproximação de primeira ordem, $ma = 1$, para $a_w(u)$ é eficiente para este caso. Verifica-se também que $\sigma_w^{max} = \sigma_{opt}$, obtido através da Equação 2.2 e que $k_w^{max} = 15$ e $a_w^{max} = 0,2$ são bons valores para todas as direções, exceto aquela em que a microfita é estendida para o interior da CPML.

2.2.3 Otimização da CPML

Para se obter um ajuste melhor da CPML de acordo com o problema analisado, os valores de σ_w^{max} , k_w^{max} , a_w^{max} , m e ma podem ser determinados através de um processo de otimização. Em [34] é apresentada uma metodologia para estimar o erro de reflexão relativo utilizando a diferença entre os campos de um espaço computacional pequeno e um outro espaço maior. O exemplo apresentado tem uma grade computacional bidimensional de dimensões 40×40 mm, com uma excitação definida no centro do espaço através de um pulso gaussiano diferenciado. Dois pontos são escolhidos para observação dos campos: um deles está localizado no mesmo plano em que a fonte é definida e posicionado a duas células de uma das paredes da CPML, já o outro ponto está distante de duas das paredes da CPML em duas células. O espaço menor é composto de 40×40 células e o espaço maior 1040×1040 células. Os pontos de observação devem estar localizados em uma mesma posição em relação a fonte. Nas simulações

com ambos os espaços são realizadas 1000 iterações e ao final delas o erro de reflexão relativo é calculado pela Equação (2.45).

$$Erro|_{i,j}^n = \frac{|E|_{i,j}^n - E_{ref}|_{i,j}^n|}{|E_{ref_max}|_{i,j}|}, \quad (2.45)$$

em que $E_{ref}|_{i,j}^n$ é a solução de referência na posição (i, j) e no passo de tempo n e $E_{ref_max}|_{i,j}$ a máxima amplitude da solução de referência.

No processo de otimização os parâmetros σ_w^{max} , k_w^{max} , a_w^{max} , m e ma são definidos como variáveis de otimização para minimizar a Equação (2.45).

2.3 Fonte de Excitação

2.3.1 Pulso Gaussiano

Geralmente os problemas analisados com o método FDTD requerem a análise de uma frequência dominante, mas também de outras frequências do espectro. Para que os resultados fornecidos pelo FDTD sejam válidos e precisos, é necessário que o espectro de frequências da forma de onda da fonte de excitação, contenha a faixa de frequências para a qual deseja-se realizar a análise. Dessa forma, o pulso Gaussiano é visto como uma escolha adequada, pois pode ser construído para conter todas as frequências, além de apresentar uma resposta suave no tempo e em formato Gaussiano no domínio da frequência. A Equação (2.46) e a Figura 2.4 apresentam respectivamente a expressão e o gráfico do pulso Gaussiano destacando-se os parâmetros que caracterizam seu formato.

$$V(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2}, \quad (2.46)$$

em que T é a largura do pulso em relação a posição central t_0 quando $V(t)$ alcança $1/e$ de seu máximo valor e t_0 representa o centro do pulso em relação ao eixo do tempo.

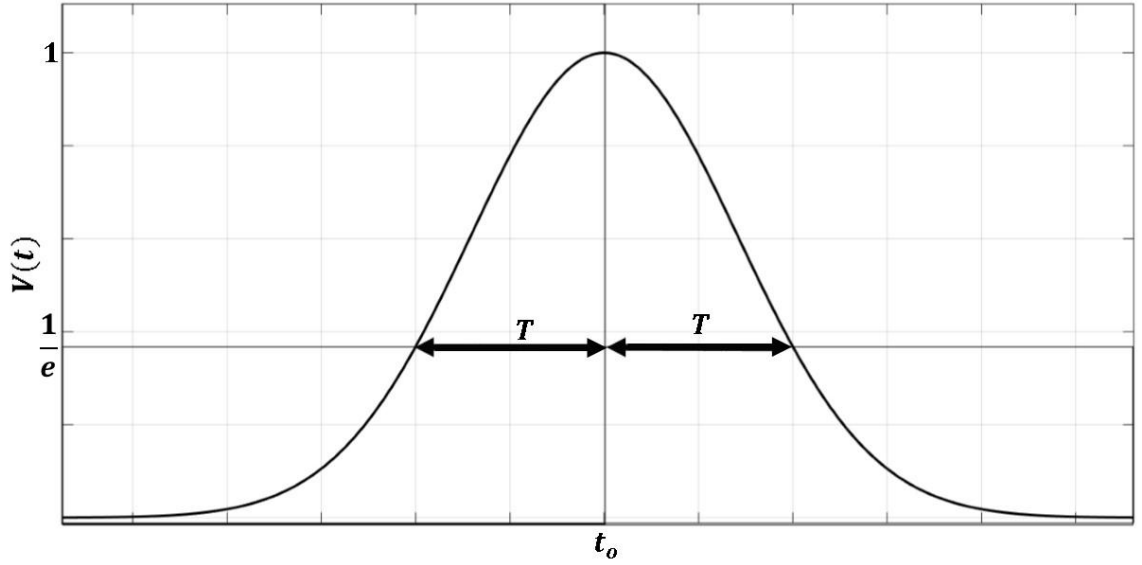


Figura 2.4: Pulso Gaussiano.

O pulso deverá ser estreito o suficiente para conter a faixa de frequência de interesse que será analisada para o problema definido no FDTD. Assim, a Equação (2.47) fornece a relação entre a máxima frequência analisada e a escolha de T [35].

$$T = \frac{\sqrt{2,3}}{\pi \cdot f_{max}}. \quad (2.47)$$

O menor comprimento de onda ocorre para a máxima frequência, como mostrado na Equação (2.48).

$$f_{max} = \frac{v}{\lambda_{min}}. \quad (2.48)$$

A Equação (2.49) permite definir o número de células (n_c) ocupadas pelo menor comprimento de onda, observando que esse número deve ser maior ou igual a 20 para evitar erros numéricos de dispersão.

$$n_c = \frac{\lambda_{min}}{\Delta S_{max}}, \quad (2.49)$$

em que ΔS_{max} – maior dimensão da célula ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$). Dessa forma, pode-se definir uma aproximação para o cálculo de T , como mostrado na Equação (2.50).

$$T = \frac{\sqrt{2,3}}{\pi} \cdot \frac{\lambda_{min}}{v} = \frac{\sqrt{2,3}}{\pi} \cdot \frac{n_c \cdot \Delta S_{max}}{v} \cong \frac{n_c \cdot \Delta S_{max}}{2v} = \frac{\lambda_{min}}{2v} = \frac{1}{2 \cdot f_{max}}. \quad (2.50)$$

Conclui-se então, que o valor de T pode ser aproximado pela Equação (2.50), para que a maior frequência analisada com o método FDTD possa estar contida no pulso Gaussiano definido, mas além disso, é necessário respeitar a condição de representação do menor comprimento de onda nas células $n_c \geq 20$.

Geralmente utiliza-se $t_o = 3T$ para garantir que a transição do sinal de zero para o valor definido pelo pulso seja pequena e suave, evitando a excitação de modos de alta ordem. Outra abordagem para se obter resultados aceitáveis acima da frequência máxima definida consiste na utilização de $t_o = 4,5T$ [35].

2.3.2 Fonte *Hard*

Quando uma fonte *hard* é definida em uma célula, não é possível realizar a atualização dos campos com as equações de Maxwell. O campo nesta célula é forçado para os valores que a função de excitação assume a cada passo temporal. Essa abordagem conduz a cálculos imprecisos, pois a presença de ondas refletidas é desconsiderada no ponto em que se aplica a alimentação.

2.3.3 Fonte *Soft*

Uma fonte *soft* pode ser definida de duas formas: adicionando-se a equação que define o pulso à equação de atualização dos campos, ou criando uma rotina para que a célula na qual está definida seja liberada quando o sinal de excitação se tornar nulo.

2.3.3.1 Antena Excitada com Fontes *Hard* ou *Soft* - Cálculo dos Parâmetros Característicos

Quando uma antena de microfita é alimentada com as fontes *hard* ou *soft* é necessário que a microfita seja finalizada com uma condição de fronteira absorvente para eliminar reflexões e assegurar a precisão dos resultados [34]. Este procedimento pode ser realizado estendendo-se a microfita para o interior de uma PML. Porém, como visto na Seção 2.2.3, este procedimento requer um ajuste diferenciado dos parâmetros da fronteira absorvente. Além disso, esta abordagem impede ou dificulta o cálculo de alguns parâmetros característicos da antena, tais como o diagrama de radiação, perda de retorno e impedância. Para calcular o diagrama de radiação da antena é necessário definir ao seu redor uma superfície virtual, o que não é possível com as fontes mencionadas, devido a necessidade de estender a microfita para o interior da PML. Já o cálculo da perda de retorno da antena, apresentado na Equação (2.51), requer informações sobre os campos incidentes e refletidos, que neste caso, não podem ser obtidas em uma única simulação. A fonte de excitação é aplicada em um plano SP (*source plane*), definido no início da microfita e a medição dos campos empregados no cálculo da perda de retorno é realizada em um plano TP (*terminal plane*), distante em dez células do plano SP. Para calcular os campos incidentes é necessário realizar uma simulação apenas com a microfita definida no espaço, estendendo-se em ambas as extremidades para o interior da PML, para simular uma linha infinita. O cálculo dos campos totais é realizado com a definição da antena no domínio computacional, com a microfita também é estendida para o interior da PML. Este procedimento aumenta o tempo de processamento necessário para o cálculo da perda de retorno e no caso de uma otimização não é viável.

$$S_{11_{dB}} = 20 \log \left| \frac{E_{ref}(\omega)}{E_{inc}(\omega)} \right|. \quad (2.51)$$

Para realização do cálculo da impedância é necessário calcular inicialmente a corrente, na simulação em que apenas a microfita foi definida no espaço computacional. Para a microfita posicionada ao longo da direção y , calcula-se a corrente que flui na direção y nas células definidas como metal, para isso utilizam-se as componentes de campo magnético mostradas na Figura 2.5.

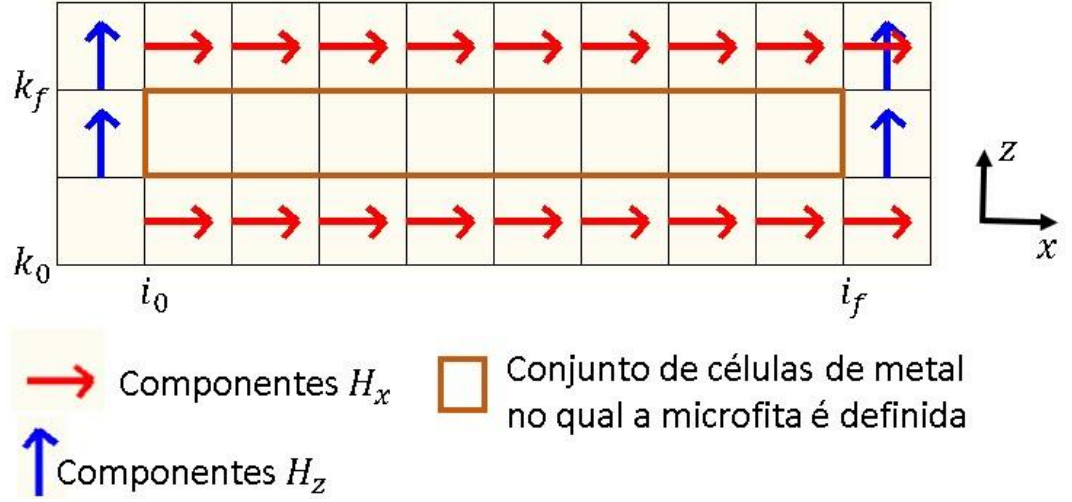


Figura 2.5: Componentes de campo magnético empregadas no cálculo da corrente.

A Equação (2.52) apresenta o cálculo da corrente no plano TP, distante em 10 células do plano de excitação SP.

$$\begin{aligned}
 I_y|_{TP} = & \Delta x \cdot \sum_{i_0}^{i_f} H_x|_{i,TP,k_f} - \Delta z \cdot \sum_{k_0+1}^{k_f} H_z|_{i_f,TP,k} - \Delta x \cdot \sum_{i_0}^{i_f} H_x|_{i,TP,k_0} + \dots \\
 & \Delta z \cdot \sum_{k_0+1}^{k_f} H_z|_{i_0-1,TP,k} .
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

Conforme a Equação (2.53) a corrente também é calculada no plano TP-1 para computar a média das correntes e compensar o deslocamento espacial entre as componentes de tensão e corrente.

$$I_{y_{inc}} = \frac{(I_y|_{TP} + I_y|_{TP-1})}{2} . \tag{2.53}$$

As tensões incidente e total devem ser calculadas no plano TP, utilizando-se a Equação (2.54).

$$V_z|_{TP} = \frac{\Delta z}{(i_f - i_0)} \cdot \sum_{i_0}^{i_f} \sum_{z_0}^{z_f} E_z|_{i,TP,k} , \tag{2.54}$$

em que i_0 e i_f representam a posição inicial e final da largura da microfita na direção x , como mostrado na Figura 2.5 e z_0 e z_f correspondem as posições inicial e final das células definidas com dielétrico na direção z .

Aplicando-se a transformada de Fourier na corrente e tensão incidentes, pode-se determinar a impedância característica da linha utilizando-se a Equação (2.55).

$$Z_0(\omega) = \frac{V_{inc}(\omega) \cdot e^{j\omega \cdot (\Delta t/2)}}{I_{inc}(\omega)}, \quad (2.55)$$

sendo a exponencial utilizada para compensar o deslocamento de meio passo temporal entre a tensão e a corrente.

Computando-se a tensão refletida, com a diferença entre a tensão total e incidente, pode-se calcular o coeficiente de reflexão com a Equação (2.56).

$$\Gamma(\omega) = \frac{V_{ref}(\omega)}{V_{inc}(\omega)}. \quad (2.56)$$

Com a impedância característica da linha e o coeficiente de reflexão calculados, obtém-se a impedância efetiva da carga com a Equação (2.57). As partes reais e imaginárias desta impedância correspondem respectivamente a resistência e a reatância, parâmetros de interesse para o processo de otimização.

$$Z_L = Z_0 \left(\frac{1 + \Gamma(\omega)}{1 - \Gamma(\omega)} \right). \quad (2.57)$$

2.3.4 - Fonte RVS

Uma alternativa para resolver os problemas apresentados na Seção 2.3.3.1 consiste na implementação de uma fonte de tensão resistiva (RVS – *Resistive Voltage Source*), uma das formas atuais mais realistas de simular a excitação real [36]. Na Figura 2.6 é mostrado o esquema de uma fonte RVS.

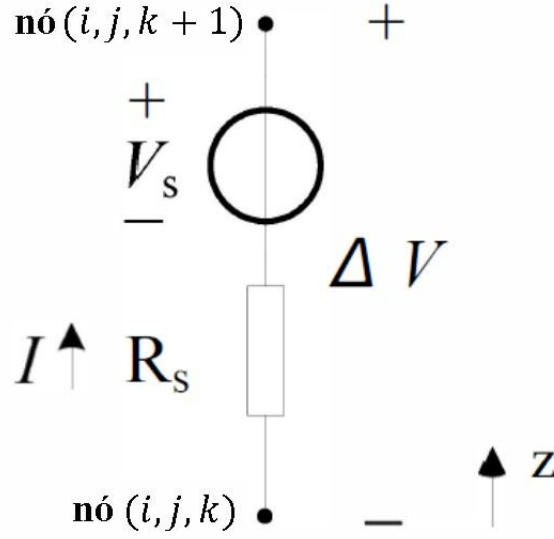


Figura 2.6: Geometria de uma fonte RVS [37].

Na Figura 2.6 V_s é uma fonte de tensão analítica definida pela equação do pulso Gaussiano e R_s – representa a resistência da fonte. Esta fonte possui um resistor em série com a fonte de tensão, que possibilita a absorção das ondas refletidas que alcançam o local onde está definida. A tensão ΔV pode ser calculada a partir dos campos elétricos medidos na posição em que a fonte foi definida, como mostra a Equação (2.58).

$$\Delta V = -\Delta z \cdot E_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = -0,5\Delta z \cdot (E_z|_{i,j,k}^n + E_z|_{i,j,k}^{n+1}). \quad (2.58)$$

Para definir uma excitação com uma fonte RVS, ao longo do eixo z , é necessário introduzir uma modificação na equação de atualização do campo E_z , como mostrado na Equação (2.59).

$$E_z|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k+1}^{n+1/2} = C_a \cdot E_z|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k+1}^{n-1/2} + \dots \\ C_b \cdot \left[\frac{H_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^n - H_y|_{i-1,j+\frac{1}{2},k+1}^n}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i-\frac{1}{2},j+1,k+1}^n - H_x|_{i-\frac{1}{2},j,k+1}^n}{\Delta y} \right] + C_c, \quad (2.59)$$

em que:

$$C_a = \frac{1 - CSI}{1 + CSI}, \quad (2.60)$$

$$C_b = \frac{\Delta t}{\varepsilon_o(1 + CSI)}, \quad (2.61)$$

$$C_c = \frac{-\Delta t}{(R_s \cdot \varepsilon_o \cdot \Delta x \cdot \Delta y)(1 + CSI)} \cdot V_s(t), \quad (2.62)$$

$$CSI = \frac{\Delta t \cdot \Delta z}{2R_s \cdot \varepsilon_o \cdot \Delta x \cdot \Delta y}. \quad (2.63)$$

Geralmente emprega-se $R_s = 50 \, \Omega$, resistência interna encontrada em fontes reais.

A perda de retorno neste caso pode ser definida apenas em função de $\Delta V(\omega)$ e da expressão analítica da fonte $V_s(\omega)$, como mostra a Equação (2.64).

$$S_{11}(\omega) = 2 \frac{\Delta V(\omega)}{V_s(\omega)} - 1. \quad (2.64)$$

A impedância de entrada na microfita pode ser obtida a partir da perda de retorno calculada e da impedância complexa da fonte (Z_s), como mostra a Equação (2.65) [36].

$$Z_{in}^s(\omega) = Z_s \frac{1 + S_{11}(\omega)}{1 - S_{11}(\omega)}. \quad (2.65)$$

Em [36] é apresentado um estudo de caso no qual a impedância de entrada da microfita $Z_{in}^s(\omega)$, calculada com a Equação (2.65), apresenta os mesmos resultados que a impedância direta de entrada da microfita, $Z_{in}(\omega)$ na Equação (2.66).

$$Z_{in}(\omega) = \frac{\Delta V(\omega)}{\Delta I(\omega)}, \quad (2.66)$$

com a corrente ΔI calculada pela Equação (2.67):

$$\Delta I = \left(\frac{\Delta z}{2R_s} \right) \cdot (E_z|_{i,j,k}^n + E_z|_{i,j,k}^{n+1}) + \left(\frac{V_s}{R_s} \right). \quad (2.67)$$

Entretanto, para que $Z_{in}^s(\omega)$ seja igual a $Z_{in}(\omega)$ é necessário calcular S_{11} em função das correntes e utilizar Z_s complexo. Para isso, a fonte RVS deve ser tratada como uma fonte de corrente, conforme apresentado na Figura 2.7.

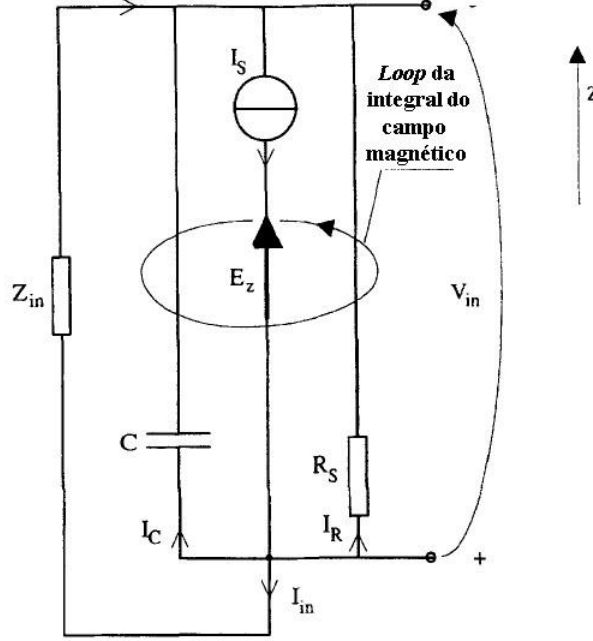


Figura 2.7: Circuito equivalente para a RVS excitada com uma fonte de corrente [36].

A Equação (2.68) mostra o cálculo da perda de retorno em função das correntes.

$$S_{11}(\omega) = -2 \frac{I(\omega)}{I_s(\omega)} + 1, \quad (2.68)$$

com $I_s(\omega)$ calculado pela Equação (2.69) e a impedância complexa calculada com a Equação (2.70).

$$I_s = \frac{V_s}{R_s}, \quad (2.69)$$

$$Z_s = \frac{\Delta V}{I_R + I_c}, \quad (2.70)$$

em que I_R e I_c são respectivamente as correntes resistiva e capacitiva, calculadas pelas Equações (2.71) e (2.72).

$$I_R = \frac{-\Delta V}{R_s}, \quad (2.71)$$

$$I_c = \frac{C \cdot \Delta V_c}{\Delta t}, \quad (2.72)$$

em que:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \Delta x \cdot \Delta y}{\Delta z}, \quad (2.73)$$

$$\Delta V_c = \Delta z \cdot (E_z|_{i,j,k}^n - E_z|_{i,j,k}^{n-1}). \quad (2.74)$$

Com a impedância de entrada da microfita calculada com a Equação (2.65) ou com a Equação (2.66) e, a impedância complexa da fonte, pode-se calcular o coeficiente de reflexão que é necessário para determinação da potência de entrada da antena, conforme mostrado nas Equações (2.75) e (2.76).

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_s}{Z_{in}(\omega) + Z_s}, \quad (2.75)$$

$$P_{in}(\omega) = [1 - |\Gamma(\omega)|^2] \cdot \left[\frac{|V_s(\omega)|^2}{2Z_s} \right]. \quad (2.76)$$

Enfim, com a RVS também é possível obter o ganho para a frequência de ressonância da antena a partir da potência calculada e dos campos elétricos na direção θ e ϕ , obtidos conforme apresentado na Seção 2.4.

2.4 Formulação para o Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação completo de uma antena pode ser obtido da transformação dos campos próximos em campos distantes (NTFF – *near-to-far-field*), não sendo necessário estender a grade do FDTD para o campo distante [34].

Os campos próximos são obtidos com as equações apresentadas na Seção **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e os campos distantes podem ser calculados com a integração das correntes elétricas e magnéticas, que tangenciam uma superfície virtual fechada, na qual está contida a antena. Esta superfície virtual é apresentada na Figura 2.8. Observa-se que possui um formato retangular que se adequa perfeitamente a grade do FDTD, é independente da

estrutura que está sendo analisada no domínio computacional e está localizada a uma pequena distância da PML.

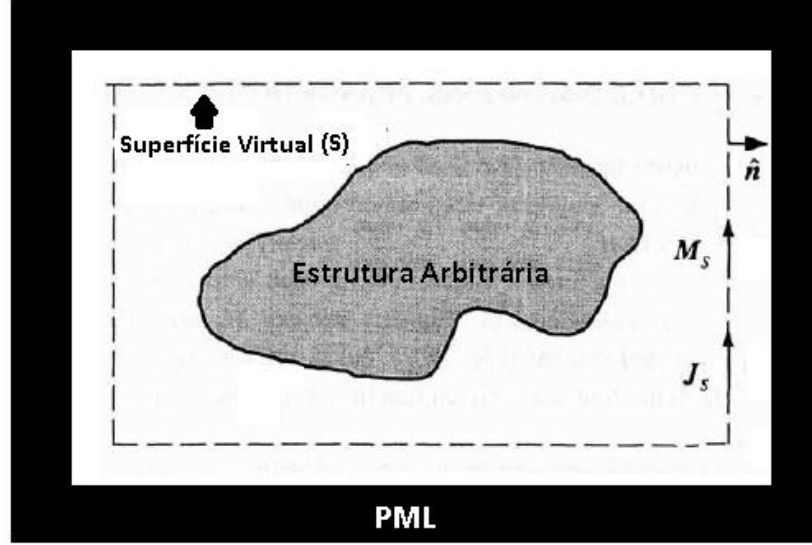


Figura 2.8: Ilustração de uma superfície Virtual na grade do FDTD.

As densidades de corrente elétrica ($\mathbf{J}_s$) e magnética ($\mathbf{M}_s$) são obtidas respectivamente pelas Equações (2.77) e (2.78), onde $\hat{n}$ é um vetor unitário e normal a superfície virtual, que aponta para a região externa.

$$\mathbf{J}_s = \hat{n} \times \mathbf{H}, \quad (2.77)$$

$$\mathbf{M}_s = -\hat{n} \times \mathbf{E}. \quad (2.78)$$

Estas densidades de corrente são transformadas para o domínio da frequência utilizando a transformada discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*) e são integradas numericamente para computar os potenciais vetoriais elétrico e magnético. É usual realizar a integração no sistema de coordenadas esféricas, como apresentado nas Equações (2.79)-(2.82).

$$\mathbf{A}_\theta = \frac{\mu \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_S (\mathbf{J}_x \cos \theta \cos \phi + \mathbf{J}_y \cos \theta \sin \phi - \mathbf{J}_z \sin \theta) \cdot e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}', \quad (2.79)$$

$$\mathbf{A}_\phi = \frac{\mu \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_S (-\mathbf{J}_x \sin \phi + \mathbf{J}_y \cos \phi) \cdot e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}', \quad (2.80)$$

$$\mathbf{F}_\theta = \frac{\varepsilon \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_S (\mathbf{M}_x \cos \theta \cos \phi + \mathbf{M}_y \cos \theta \sin \phi - \mathbf{M}_z \sin \theta) \cdot e^{jkr' \cos \psi} ds' , \quad (2.81)$$

$$\mathbf{F}_\phi = \frac{\varepsilon \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_S (-\mathbf{M}_x \sin \phi + \mathbf{M}_y \cos \phi) \cdot e^{jkr' \cos \psi} ds' . \quad (2.82)$$

As integrais apresentadas não podem ser implementadas numericamente. É necessário considerar a localização e orientação de cada uma das seis faces de integração. Porém estas podem ser agrupadas em três pares de faces, com os termos de fase exponenciais determinados pelas Equações (2.83)-(2.85).

- Faces da superfície S localizadas em $x' = \pm x_o$, com componentes $\mathbf{J}_y, \mathbf{J}_z, \mathbf{M}_y, \mathbf{M}_z$ diferentes de zero. Limites de integração $-y_o \leq y' \leq y_o, -z_o \leq z' \leq z_o, ds' = dy' dz'$.

$$r' \cos \psi = \pm x_o \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta. \quad (2.83)$$

- Faces da superfície S localizadas em $y' = \pm y_o$, com componentes $\mathbf{J}_x, \mathbf{J}_z, \mathbf{M}_x, \mathbf{M}_z$ diferentes de zero. Limites de integração $-x_o \leq x' \leq x_o, -z_o \leq z' \leq z_o, ds' = dx' dz'$.

$$r' \cos \psi = x' \sin \theta \cos \phi \pm y_o \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta. \quad (2.84)$$

- Faces da superfície S localizadas em $z' = \pm z_o$, com componentes $\mathbf{J}_x, \mathbf{J}_y, \mathbf{M}_x, \mathbf{M}_y$ diferentes de zero. Limites de integração $-x_o \leq x' \leq x_o, -y_o \leq y' \leq y_o, ds' = dx' dy'$.

$$r' \cos \psi = x' \sin \theta \cos \phi \pm y' \sin \theta \sin \phi + z_o \cos \theta. \quad (2.85)$$

Com esta abordagem é possível determinar os potenciais vetores e calcular os campos elétricos na região de campo distante com as Equações (2.86) e (2.87).

$$\mathbf{E}_\theta(\omega) \cong -j\omega(\mathbf{A}_\theta + \eta_o \mathbf{F}_\phi) , \quad (2.86)$$

$$\mathbf{E}_\phi(\omega) \cong -j\omega(\mathbf{A}_\phi - \eta_o \mathbf{F}_\theta) . \quad (2.87)$$

Por fim, pode-se determinar o ganho da antena com as Equações (2.88)-(2.90).

$$G_{\theta}(\omega) = \frac{|r\mathbf{E}_{\theta}(\omega)|^2/2\eta}{P_{in}(\omega)/4\pi}, \quad (2.88)$$

$$G_{\phi}(\omega) = \frac{|r\mathbf{E}_{\phi}(\omega)|^2/2\eta}{P_{in}(\omega)/4\pi}, \quad (2.89)$$

$$G(\omega) = \sqrt{G_{\theta}(\omega)^2 + G_{\phi}(\omega)^2}. \quad (2.90)$$

Também é importante determinar a largura de meia potência da antena (HPBW), que é o ângulo especificado entre os pontos onde ocorre uma queda de -3 dB em relação ao ganho máximo. Esse parâmetro informa a capacidade da antena de receber ou transmitir ondas eletromagnéticas vindas de direções diversificadas.

2.5 Projeto Analítico de uma Antena com Plaqueta Retangular

Quando a antena é projetada utilizando-se métodos de otimização é interessante informar ao menos um conjunto de variáveis de otimização que conduzam mais rápido a uma solução ótima para o problema. Desta forma, em um algoritmo populacional, é interessante definir um dos indivíduos da população inicial de teste com os parâmetros geométricos da antena através de equações analíticas.

A largura (W) de uma plaqueta retangular pode ser determinada através da Equação (2.91), especificando-se a frequência de ressonância (f_r) e a permissividade relativa (ϵ_r) do substrato dielétrico utilizado na fabricação da antena.

$$W = \frac{v_0}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (2.91)$$

em que v_0 é a velocidade da luz no espaço livre.

A plaqueta é uma estrutura não-homogênea cercada por dois dielétricos, o substrato e o ar. A maior parte das linhas de campo elétrico reside no substrato e parte de algumas linhas existe no ar, então torna-se necessário a definição de uma constante dielétrica efetiva (ϵ_{ref}) a fim de levar em conta o franjamento e a velocidade de propagação da onda na plaqueta. A constante dielétrica efetiva é função da frequência, sendo que em baixas frequências é

considerada constante e determinada pela Equação (2.92). À medida que a frequência aumenta a maioria das linhas de campo elétrico são concentradas no substrato e a constante dielétrica efetiva se aproxima da permissividade relativa do dielétrico.

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \quad (2.92)$$

em que (h) é a espessura do substrato dielétrico.

Devido aos efeitos de borda, como o franjamento, a plaqueta parece eletricamente maior que suas dimensões físicas e assim as dimensões ao longo de seu comprimento são estendidas em cada extremidade por uma distância ΔL , calculada através da Equação (2.93).

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_r + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_r - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}. \quad (2.93)$$

Com as informações sobre ΔL e ε_{ref} é possível então determinar com a Equação (2.94) o comprimento (L) da plaqueta para a frequência de ressonância de interesse.

$$L = \frac{v_0}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_{ref}}} - 2 \cdot \Delta L \quad (2.94)$$

Com a formulação apresentada para o FDTD e para duas ABCs eficientes é possível desenvolver um algoritmo para a análise da antena. Destaca-se que é aconselhável ajustar empiricamente ou por meio de processos de otimização os parâmetros das ABCs para melhorar a absorção dos campos. Feito tal ajuste, é possível calcular através da metodologia apresentada a perda de retorno e impedância, quando utilizadas fontes de excitação *hard*, *soft* ou RVS. Porém, dentre as fontes vistas apenas a RVS possibilita o cálculo do diagrama de radiação. Portanto, para a otimização simultânea destes três parâmetros é preciso utilizar a fonte RVS e também um algoritmo de otimização, pois o projeto de uma antena não pode ser realizado apenas com o FDTD e a ABC. Dessa forma, o Capítulo 3 explica como o algoritmo de Evolução Diferencial pode ser utilizado para a otimização dos parâmetros da antena.

CAPÍTULO 3

Otimização dos Parâmetros da Antena com o FDTD e o Algoritmo DE

3.1 Integração entre o Método FDTD e o Algoritmo DE

Como mencionado na Seção 1.1.3 o algoritmo DE tem grande potencial para a resolução de problemas que envolvem antenas e vem sendo combinado a diversas técnicas analíticas ou métodos computacionais para a análise das antenas. Entretanto, em nenhuma das publicações estudadas verificou-se a combinação do algoritmo DE com o método FDTD, mas devido as características do FDTD, vistas na Seção 1.1.2 acredita-se que a associação entre eles pode produzir bons resultados. O fluxograma visto na Figura 3.1 **Erro! Fonte de referência não encontrada.** mostra a interação entre os algoritmos utilizados para o projeto de antenas. O algoritmo DE produz através de seus operadores um conjunto de valores inteiros que representa um indivíduo da população. Este indivíduo é repassado ao FDTD e cada um dos valores que o compõem são atribuídos as variáveis de comprimento, largura e reentrância da plaqueta para informar a quantidade de células da grade que será utilizada para cada uma dessas dimensões da antena. Após a definição dessas dimensões o FDTD realiza o cálculo dos campos elétricos e magnéticos para todas as células do espaço ao longo de cada iteração e quando concluída todas as iterações os dados necessários para o cálculo dos objetivos são repassados para um terceiro algoritmo. Este trata todas as restrições e calcula a perda de retorno, impedância e diagrama de radiação. Estes parâmetros calculados são então passados para o FDTD, que por sua vez repassa para o algoritmo DE que realiza a associação entre eles e o indivíduo inicialmente enviado para o FDTD, representando a solução do problema para o indivíduo analisado. Neste ponto outro indivíduo é repassado ao FDTD e todo o processo é executado novamente. Após todos os indivíduos existentes em uma dada população serem analisados é verificado a aptidão de cada um e realiza-se a seleção da nova população e verificação do critério de parada, que consistem em etapas do algoritmo DE, detalhado na Seção 3.2.

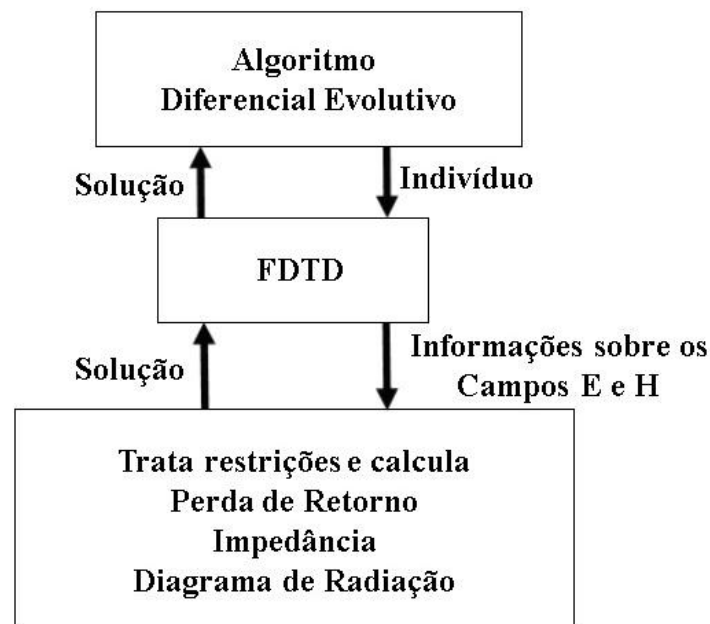


Figura 3.1: Interação entre algoritmos empregados no projeto de antenas.

3.2 Algoritmo Diferencial Evolutivo

O algoritmo Diferencial Evolutivo possui três operadores: mutação, cruzamento e seleção. Quando não há conhecimento prévio sobre regiões promissoras ou soluções parciais do problema, estes operadores atuam inicialmente sobre uma população gerada aleatoriamente, por meio de uma distribuição uniforme que deve cobrir todo o espaço de busca. No projeto de antenas as variáveis de otimização de um dos indivíduos podem ser definidas através das equações apresentadas na Seção 2.5 e os outros indivíduos serão gerados aleatoriamente. Na operação de mutação, novos indivíduos são produzidos realizando-se uma perturbação sobre um dos indivíduos da população, através da adição da diferença ponderada entre dois outros indivíduos. No cruzamento, os indivíduos da população e os indivíduos mutados trocam atributos para aumentar a diversidade deste último. Após o cálculo da função objetivo para os indivíduos da população e indivíduos de teste, produzidos pelos processos de mutação e cruzamento, executa-se a operação de seleção na qual os indivíduos que obtiveram melhor desempenho são escolhidos para compor a nova população. Este procedimento é executado até que o critério de parada seja atendido, que consiste na execução do número máximo de gerações definido pelo usuário. O fluxograma da Figura 3.2 ilustra as etapas deste algoritmo.

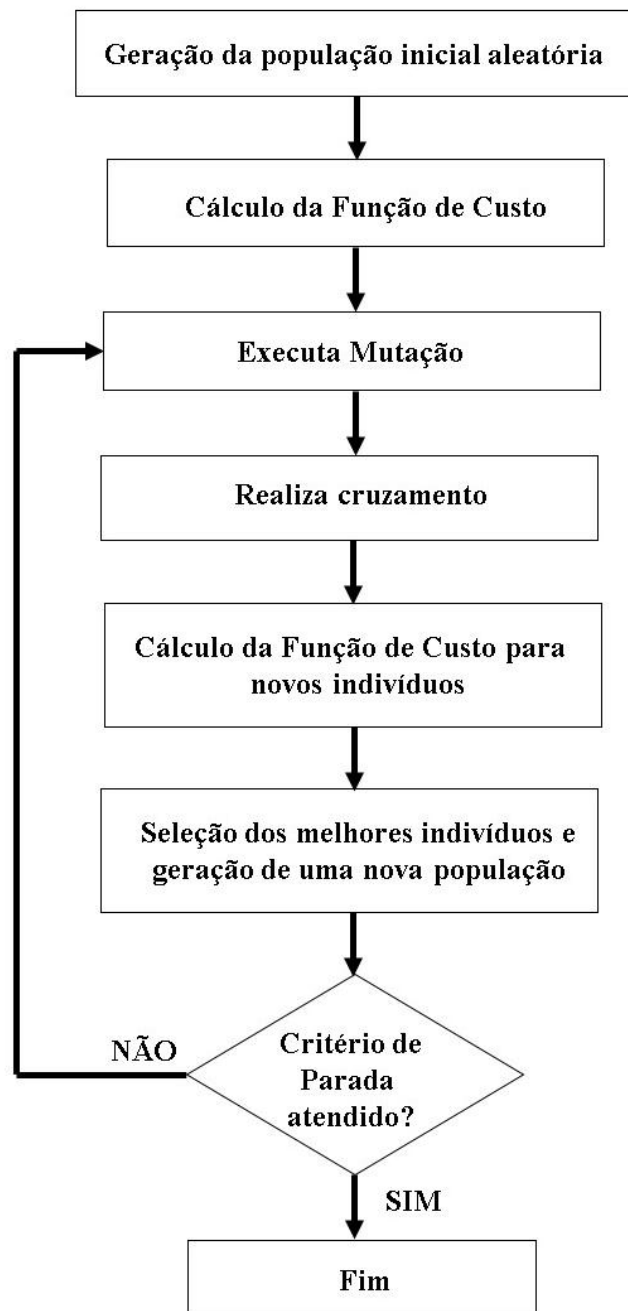


Figura 3.2: Fluxograma com as etapas do Algoritmo Diferencial Evolutivo.

3.2.1 Mutação

Uma das técnicas utilizadas na etapa de mutação consiste inicialmente na seleção aleatória de um indivíduo da população atual para ser o vetor base (x_{t,r_1}), onde o primeiro índice do vetor x corresponde a geração corrente e o segundo a posição do indivíduo dentro da

população. Uma perturbação é então realizada sobre este vetor, adicionando-se a ele uma diferença ponderada calculada com indivíduos da população corrente selecionados aleatoriamente (x_{t,r_2}, x_{t,r_3}) . Esta ponderação é realizada com um fator $F \in [0,1]$, que determina o tamanho do passo que será dado no espaço de busca a procura de soluções factíveis. Este procedimento é visualizado na Figura 3.3.

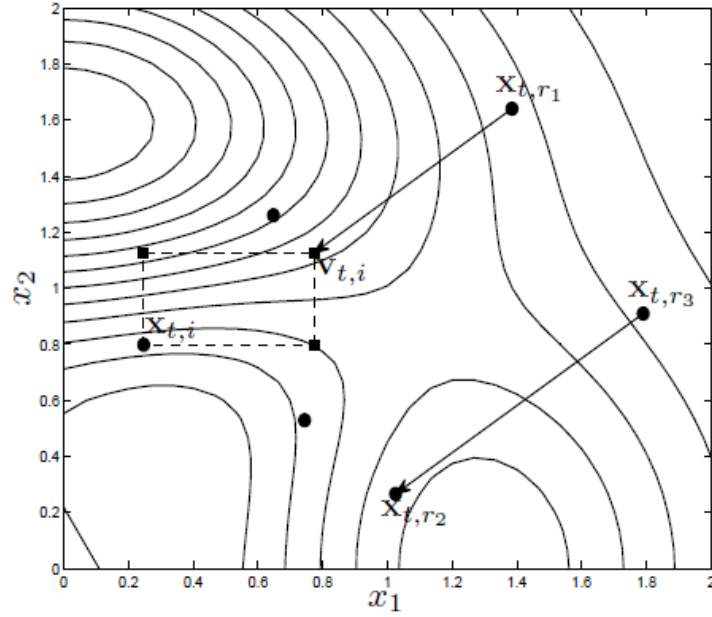


Figura3.3: Ilustração do procedimento de criação de um vetor mutante [38].

Existem algumas técnicas para a geração do vetor mutante, descritas pelas Equações (3.1) – (3.5).

- Rand/1: O vetor base (x_{t,r_1}) e os vetores utilizados para gerar o passo (x_{t,r_2}, x_{t,r_3}) são escolhidos aleatoriamente e apenas uma diferença ponderada perturba o vetor base.

$$v_{t,i} = x_{t,r_1} + F(x_{t,r_2} - x_{t,r_3}), \quad (3.1)$$

em que v – é a população mutante, composta por indivíduos $v_{t,i}$, originados do processo de mutação.

- Rand/2: O vetor base (x_{t,r_1}) e os vetores utilizados para gerar o passo $(x_{t,r_2}, x_{t,r_3}, x_{t,r_4}, x_{t,r_5})$ são escolhidos aleatoriamente e duas diferenças ponderadas perturbam o vetor base.

$$v_{t,i} = x_{t,r_1} + F(x_{t,r_2} - x_{t,r_3}) + F(x_{t,r_4} - x_{t,r_5}). \quad (3.2)$$

- Best/rand/2: O vetor base corresponde ao indivíduo que obteve o melhor desempenho dentre aqueles da população corrente. A perturbação é realizada com duas diferenças ponderadas geradas com vetores da população correntes escolhidos aleatoriamente $(x_{t,r_1}, x_{t,r_2}, x_{t,r_3}, x_{t,r_4})$.

$$v_{t,i} = x_{t,best} + F(x_{t,r_1} - x_{t,r_2}) + F(x_{t,r_3} - x_{t,r_4}). \quad (3.3)$$

- Current-to-rand/1: O vetor $(x_{t,current})$ é o indivíduo que ocupa a posição i no vetor x usado para gerar o indivíduo que ocupa a posição i no vetor v . Este vetor é usado como vetor base, mas também irá compor juntamente com um vetor aleatório (x_{t,r_1}) , uma das diferenças ponderadas. Uma segunda diferença ponderada também contribui para a perturbação do vetor base, gerada com os vetores (x_{t,r_2}, x_{t,r_3}) , escolhidos aleatoriamente.

$$v_{t,i} = x_{t,current} + F(x_{t,r_1} - x_{t,current}) + F(x_{t,r_2} - x_{t,r_3}). \quad (3.4)$$

- Current-to-best/1: Como na técnica anterior, o $(x_{t,current})$ é usado como vetor base, mas também irá compor juntamente com o indivíduo que obteve o melhor desempenho na população corrente $(x_{t,best})$, uma das diferenças ponderadas. Uma segunda diferença ponderada também contribui para a perturbação do vetor base, gerada com os vetores (x_{t,r_2}, x_{t,r_3}) , escolhidos aleatoriamente.

$$v_{t,i} = x_{t,current} + F(x_{t,best} - x_{t,current}) + F(x_{t,r_1} - x_{t,r_2}). \quad (3.5)$$

No algoritmo desenvolvido para o projeto de antenas é interessante implementar todas estas técnicas e permitir que o usuário escolha uma delas e até investigue quais fornecem

soluções ótimas em um tempo mais curto. Uma particularidade deste problema é que as variáveis de otimização enviadas para o FDTD devem armazenar valores inteiros, porque representam a quantidade de células que serão utilizadas para cada dimensão da geometria da antena otimizada. Dessa forma, os valores gerados no processo de mutação precisam ser aproximados para o inteiro mais próximo.

3.2.2 Tratamento dos Limites das Variáveis de Otimização por Reflexão

No projeto de antenas as variáveis de otimização representam uma quantidade de células no FDTD que definem as dimensões da antena, dessa forma estas variáveis precisam ser limitadas para evitar principalmente a realização de simulações longas, que podem ocorrer devido a um aumento significativo do espaço computacional. Limites inferiores e superiores definidos para as variáveis de otimização podem ser violados quando novos indivíduos são gerados, neste caso, é necessário realizar uma operação de reflexão do indivíduo para o interior da faixa admissível [41]. O tratamento de um indivíduo que violou um limite inferior ou um limite superior são realizados como:

$$x_r = x_l + |x - x_l|, \quad (3.6)$$

$$x_r = x_s - |x_s - x|. \quad (3.7)$$

em que: x_r é o indivíduo resultante da operação de reflexão; x_l é o vetor de limites inferiores e x_s o vetor de limites superiores.

3.2.3 Cruzamento

Esta etapa, também conhecida como *crossover*, contribui para aumentar a diversidade dos indivíduos que sofreram a mutação [39]. Como mostrado na Equação (3.8) a população mutante v_t é recombinada com a população corrente x_t , produzindo uma descendência ou população de soluções teste u_t .

$$u_{t,i,j} = \begin{cases} v_{t,i,j}, & \text{se } r \leq C \text{ ou } j = \delta_i \\ x_{t,i,j}, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (3.8)$$

para $i = 1, \dots, N$ e $j = 1, \dots, n$, sendo N o número de indivíduos da população e n o número de variáveis de otimização. O escalar r – é um número gerado aleatoriamente com distribuição uniforme no intervalo $[0,1]$. Um novo r é gerado a cada escolha de uma variável de otimização. O índice δ_i – é um número inteiro gerado aleatoriamente no intervalo $[0, \dots, n]$, para cada indivíduo i . O escalar C - estabelece a probabilidade de recombinação dos vetores $v_{t,i,j}$ e $x_{t,i,j}$, sendo definido no intervalo $[0,1]$.

A Equação (3.8) garante que ao menos uma das variáveis de otimização da solução teste será herdada do indivíduo da população mutante, pois haverá um instante em que $j = \delta_i$. Quanto mais próximo C estiver do valor unitário maior será a probabilidade da solução de teste herdar uma das variáveis de otimização de um indivíduo mutado. Após a geração da população de teste (u_t), é realizado o cálculo da função objetivo de cada indivíduo que a compõem.

3.2.4 Seleção

O operador de seleção avalia através do cálculo da função objetivo a aptidão de um indivíduo da população corrente $x_{t,i}$ em relação a aptidão do indivíduo correspondente na população de teste $u_{t,i}$, e então seleciona para a nova população $x_{t+1,i}$ o indivíduo que obteve o melhor desempenho [39]. Apenas os melhores indivíduos sobrevivem enquanto os outros são descartados com a criação da nova população. O procedimento para o caso de um problema de minimização é expresso como:

$$x_{t+1,i} = \begin{cases} u_{t,i}, & \text{se } f(u_{t,i}) \leq f(x_{t,i}) \\ x_{t,i}, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.9)$$

para $i = 1, \dots, N$.

A Equação (3.9) é empregada no algoritmo do projeto de antenas para realização de otimizações em que deseja-se obter as variáveis de otimização para apenas um objetivo: perda de retorno ou ganho. Estes processos fornecem soluções que podem ser utilizadas como

indivíduos iniciais de um processo multiobjetivo, na tentativa de diminuir o tempo necessário para encontrar uma solução ótima.

Como mencionado na Seção 1.1.3, problemas reais como o projeto de antenas envolvem mais de um objetivo e neste caso é necessário realizar algumas modificações no operador de seleção, como as apresentadas nas Seções 3.3 e 3.4, para que o algoritmo DE esteja apto a resolver estes problemas.

3.3 Método dos Objetivos Ponderados

O método dos objetivos ponderados é usado para transformar um problema de otimização multiobjetivo em um problema de otimização escalar. É uma das formas mais simples de tratar problemas multiobjetivos, pois um conjunto de objetivos é transformado em um único objetivo $f(x)$ através da Equação (3.10).

$$f(x) = \sum_{k=1}^{No} w_k \frac{f_k(x)}{f_k^0}, \quad (3.10)$$

em que No é a quantidade de objetivos; w_k é um coeficiente de ponderação para o objetivo k ; $f_k(x)$ é o valor da função objetivo k para um dado conjunto de variáveis de otimização e f_k^0 é a solução ideal para o objetivo k .

A escolha dos coeficientes ponderados é extremamente importante, pois definem a relevância de cada um dos objetivos.

Apesar da simplicidade, este método pode demandar maior tempo na busca pela solução ótima e por isso é interessante utilizar algoritmos mais elaborados que avaliem a aptidão de cada função objetivo, como o apresentado na Seção 3.4.

3.4 Processo de Seleção baseado no NSGA-II

Em problemas com multiobjetivos é necessário avaliar a aptidão de um indivíduo para cada uma das funções objetivo. Dessa forma, apenas o procedimento descrito na etapa de seleção, na Seção 3.2 não é suficiente.

A Tabela 3.1 ilustra o procedimento que deve ser realizado para avaliar a aptidão dos indivíduos de uma população no caso de um problema de minimização.

Tabela 3.1: Algoritmo para avaliação da aptidão dos indivíduos.

1.	$ap_{menor} = 0, ap_{igual} = 0, ap_{maior} = 0;$	<i>inicialização dos contadores</i>
2.	<u>para</u> $n = 1$: <u>No faça</u>	<i>percorre todos os objetivos</i>
3.	<u>se</u> $F_n(x_{t,i}) \leq F_n(u_{t,i})$ <u>então</u>	
4.	incrementa ap_{maior}	<i>indivíduo $x_{t,i}$ é mais apto para o objetivo n</i>
5.	<u>senão se</u> $F_n(u_{t,i}) \leq F_n(x_{t,i})$ <u>então</u>	
6.	incrementa ap_{menor}	<i>indivíduo $u_{t,i}$ é mais apto para o objetivo n</i>
7.	<u>senão se</u> $F_n(u_{t,i}) == F_n(x_{t,i})$ <u>então</u>	
8.	incrementa ap_{igual}	<i>indivíduo $x_{t,i}$ e $u_{t,i}$ são iguais quanto ao objetivo n</i>
9.	<u>fim se</u>	
10.	<u>fim para</u>	<i>todos os objetivos foram analisados</i>
11.	<u>se</u> $(ap_{menor} == 0) \&\& (ap_{igual} \neq No)$ <u>então</u>	<i>indivíduo $x_{t,i}$ domina indivíduo $u_{t,i}$</i>
12.	$p_i = x_{t,i}$	<i>indivíduo $x_{t,i}$ é selecionado</i>
13.	<u>para</u> $n = 1$: <u>No faça</u>	
14.	$F_n(p_i) = F_n(x_{t,i})$	
15.	<u>fim para</u>	
16.	<u>senão se</u> $(ap_{maior} == 0) \&\& (ap_{igual} \neq No)$ <u>então</u>	<i>indivíduo $u_{t,i}$ domina indivíduo $x_{t,i}$</i>
17.	$p_i = u_{t,i}$	<i>indivíduo $u_{t,i}$ é selecionado</i>
18.	<u>para</u> $n = 1$: <u>No faça</u>	
19.	$F_n(p_i) = F_n(u_{t,i})$	
20.	<u>fim para</u>	
21.	<u>senão se</u> $(ap_{igual} == No)$ <u>então</u>	<i>indivíduos $u_{t,i}$ e $x_{t,i}$ são iguais</i>
22.	$p_i = x_{t,i}$	<i>quaisquer dos indivíduos $x_{t,i}$ ou $u_{t,i}$ podem ser selecionados</i>
23.	<u>para</u> $n = 1$: <u>No faça</u>	
24.	$F_n(p_i) = F_n(x_{t,i})$	
25.	<u>fim para</u>	
26.	<u>senão</u>	<i>indivíduos $u_{t,i}$ e $x_{t,i}$ não são comparáveis</i>
27.	$p_i = x_{t,i}$	<i>ambos os indivíduos $x_{t,i}$ e $u_{t,i}$ são selecionados</i>
28.	$p_{i+1} = u_{t,i}$	
29.	<u>para</u> $n = 1$: <u>No faça</u>	
30.	$F_n(p_i) = F_n(x_{t,i})$	
31.	$F_n(p_{i+1}) = F_n(u_{t,i})$	
32.	<u>fim para</u>	
33.	<u>fim se</u>	

Na Tabela 3.1 inicialmente é verificado a aptidão de um indivíduo da população corrente $x_{t,i}$ em relação a aptidão do indivíduo correspondente na população de teste $u_{t,i}$ quanto ao objetivo F_1 . Em seguida, o mesmo procedimento é executado, porém para os objetivos $F_2, \dots, F_{No}$. Ao final deste processo, se os indivíduos possuírem a mesma aptidão ambos são selecionados, caso contrário apenas o indivíduo mais apto é selecionado.

De acordo com a Tabela 3.1 o indivíduo $x_{t,i}$ domina o indivíduo $u_{t,i}$ se em um problema de minimização, um ou mais objetivos apresentam valores menores para o indivíduo $x_{t,i}$ em relação ao indivíduo $u_{t,i}$ e os valores dos outros objetivos são iguais para ambos os indivíduos. Esta relação é recíproca para $u_{t,i} < x_{t,i}$ ($u_{t,i}$ domina $x_{t,i}$). Verifica-se também que não é possível estabelecer uma relação de dominância se por exemplo, a maioria dos objetivos em $x_{t,i}$ são menores que os objetivos em $u_{t,i}$ e um ou mais objetivos em $x_{t,i}$ são superiores aos objetivos em $u_{t,i}$ e vice-versa.

Se ao longo do processo visto na Tabela 3.1 nenhum dos indivíduos apresentar uma aptidão igual a de outro indivíduo, o conjunto P terá a quantidade de indivíduos necessária para formar a nova população x_{t+1} e P será igual a x_{t+1} . Caso contrário, P terá uma quantidade de indivíduos superior à que é necessária para formar uma população. Desse modo é preciso aplicar um procedimento que realize uma nova seleção, agora sobre o conjunto de indivíduos de P , que pode ser feito com o desenvolvimento de um algoritmo semelhante ao NSGA-II.

O NSGA-II utiliza dois operadores para executar a seleção: o FNS, que classifica a população em várias fronteiras segundo a dominância Pareto e o DA, que busca promover a diversidade da população priorizando soluções que estejam mais espalhadas ao longo da fronteira.

No FNS, os indivíduos de P são comparados uns com os outros para verificar o grau de dominância de cada um. Isso é feito selecionando-se um conjunto de soluções p_i que será comparado com todas as outras soluções dos indivíduos em P . Sendo esta comparação realizada para análise da aptidão e podendo ser feita com a mesma ideia do algoritmo visto na Tabela 3.1. Então, caso o indivíduo p_i seja mais apto que o $q \in P$ um vetor n_{p_i} será incrementado e caso contrário, um vetor S_{p_i} receberá o indivíduo q . Dessa forma:

- n_{p_i} – é um contador para armazenamento da quantidade de indivíduos que dominam o indivíduo p_i ;
- S_{p_i} – é um conjunto com os indivíduos que são dominados pelo indivíduo p_i .

Assim, uma distribuição dos indivíduos por níveis, de acordo com a dominância de Pareto é realizada quando todos os indivíduos possuírem a informação sobre a quantidade de indivíduos que os dominam e quais são dominados por eles. A fronteira Pareto do primeiro nível $\mathcal{F}_1$ receberá todas as soluções não dominadas de P . A fronteira do segundo nível $\mathcal{F}_2$ conterá todas as soluções não dominadas de $\{P - \{\mathcal{F}_1\}\}$ e a do terceiro nível $\mathcal{F}_3$ todas as soluções não dominadas de $\{P - \{\mathcal{F}_1 \cup \mathcal{F}_2\}\}$ e assim sucessivamente, até a última solução. O procedimento descrito é apresentado na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Algoritmo FNS [35].

1.	<u>para</u> cada $p \in P$ <u>faça</u>	
2.	$S_p = \emptyset$	
3.	$n_p = 0$	
4.	<u>para</u> cada $q \in P$ <u>faça</u>	
5.	<u>se</u> $(p < q)$ <u>então</u>	<i>Se p domina q</i>
6.	$S_p = S_p \cup \{q\}$	<i>Adição de q ao conjunto de soluções que dominam p</i>
7.	<u>senão se</u> $(q < p)$ <u>então</u>	<i>Se q domina p</i>
8.	$n_p = n_p + 1$	<i>incrementa o contador</i>
9.	<u>fim se</u>	
10.	<u>fim para</u>	
11.	<u>se</u> $n_p = 0$ <u>então</u>	
12.	$p_{rank} = 1$	
13.	$\mathcal{F}_1 = \mathcal{F}_1 \cup \{p\}$	<i>p irá para a primeira fronteira</i>
14.	<u>fim se</u>	
15.	<u>fim para</u>	
16.	$i = 1$	<i>inicializa o contador da fronteira</i>
17.	<u>enquanto</u> $\mathcal{F}_i \neq \emptyset$ <u>faça</u>	
18.	$\mathcal{F}_{temp} = \emptyset$	<i>Usado para armazenar os membros da próxima fronteira</i>
19.	<u>para cada</u> $p \in \mathcal{F}_i$ <u>faça</u>	
20.	<u>para cada</u> $q \in S_p$ <u>faça</u>	
21.	$n_q = n_q - 1$	
22.	<u>se</u> $n_q = 0$ <u>então</u>	<i>q irá para a próxima fronteira</i>
23.	$q_{rank} = i + 1$	
24.	$\mathcal{F}_{temp} = \mathcal{F}_{temp} \cup \{q\}$	
25.	<u>fim para</u>	
26.	<u>fim para</u>	
27.	$i = i + 1$	
28.	$\mathcal{F}_i = \mathcal{F}_{temp}$	
29.	<u>fim enquanto</u>	
30.		

Na Tabela 3.2 todos indivíduos que apresentam $n_p = 0$ são identificados, para que recebam o índice $rank = 1$ e sejam agrupados na fronteira $\mathcal{F}_1$. Em seguida, cada indivíduo q pertencente ao conjunto S_{p_i} , com $p_i \in \mathcal{F}_1$ tem seu contador n_{q_i} decrementado em uma unidade e, caso seja nulo, o indivíduo q_i é adicionado a fronteira $\mathcal{F}_2$ e assim sucessivamente, até que todos sejam classificadas. A Figura 3.4 ilustra a distribuição das soluções sobre as fronteiras de Pareto.

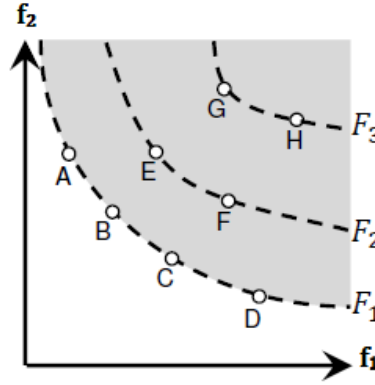


Figura 3.4: Fronteiras de Pareto geradas com o FNS [40].

Após a operação do FNS verifica-se quantos indivíduos ocupam a primeira fronteira, pois, estes irão compor a próxima população. Caso o número de indivíduos em $\mathcal{F}_1$ seja menor que o necessário para formar a população, é necessário incluir indivíduos das fronteiras seguintes até atingir N indivíduos. Caso o número de indivíduos presente na última fronteira utilizada para compor a população x_{t+1} seja maior que o necessário, será executado o operador DA, que prioriza as soluções que estejam mais espalhadas ao longo da fronteira Pareto.

Na Tabela 3.3 é mostrado um algoritmo usado para implementação do DA. Observa-se que inicialmente os indivíduos em $\mathcal{F}_{rank}$ são ordenados quanto ao objetivo F_n e aqueles que apresentam o maior e o menor valor recebem em seu DA um valor elevado, para que sejam sempre selecionados. Já um outro indivíduo que após a ordenação ocupa a posição i tem seu DA calculado com a diferença absoluta normalizada entre os indivíduos que ocupam a posição $i + 1$ e $i - 1$. Isto possibilita que o operador localize os pontos mais extremos em relação ao ponto central i e priorize os pontos mais distantes para espalhar os resultados ao longo da fronteira Pareto. Este processo é realizado para todos os outros objetivos e após a análise, os indivíduos que apresentam o maior valor de DA são selecionados para a população x_{t+1} .

Tabela 3.3: Algoritmo Distância de Aglomeração [40].

1.	<u>para</u> cada $p_i \in \mathcal{F}_{rank}$ <u>faça</u>	
2.	$DA_{p_i} = 0$	<i>inicialização do DA de todos os indivíduos</i>
3.	<u>fim para</u>	
4.	<u>para</u> $n = 1:N$ <u>faça</u>	<i>percorre todos os objetivos</i>
5.	ordenar $\mathcal{F}_{rank}$ por F_n	<i>ordena os indivíduos presentes em $\mathcal{F}_{rank}$ quanto ao objetivo n</i>
6.	$DA_1 = DA_N = \infty$	<i>atribui ao DA do 1º e último indivíduos um valor elevado</i>
7.	<u>para</u> $m = 2:N - 1$ <u>faça</u>	<i>DA dos outros indivíduos é calculado</i>
8.	$DA_m = DA_m + (F_n(p_{n+1}) - F_n(p_{n-1})) / (F_n^{max} - F_n^{min})$	
9.	<u>fim para</u>	
10.	<u>fim para</u>	
11.		

É visto na Figura 3.5 que a distância de aglomeração da i -ésima solução em uma fronteira é o comprimento médio do lado de um cubóide.

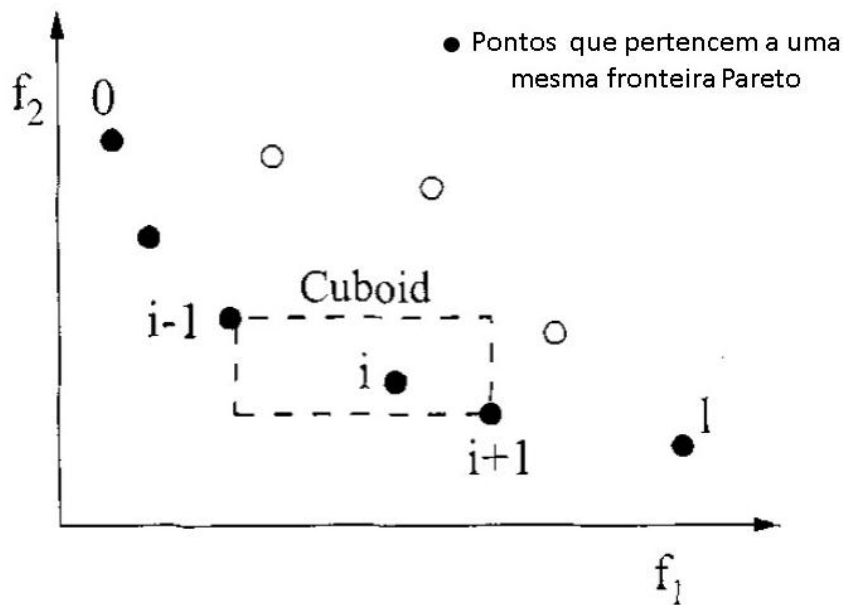


Figura 3.5: Cálculo da diferença absoluta normalizada realizado pelo operador DA [30].

Uma outra maneira de realizar o processo de seleção, também utilizado na busca de soluções para o projeto de antenas, é promover a união entre os vetores x_t e u_t e aplicar os operadores FNS e DA sobre o vetor resultante. Neste caso, estes operadores são utilizados na seleção de todas as populações e aplicados sobre um vetor de tamanho $2N$. Ao contrário do procedimento anteriormente apresentado, no qual estes operadores podem ou não ser utilizados para selecionar uma nova população e podem atuar sobre um vetor de tamanho menor que $2N$.

3.5 Tratamento de Restrições usando o Método de Penalidades

Soluções factíveis para minimizar uma função $F(x)$ podem estar limitadas a uma região do espaço de busca, caracterizando assim um problema restrito. Para que este seja transformado em um problema irrestrito pode-se aplicar o método de penalidades, no qual a função $F(x)$ sempre apresenta valores mais elevados para soluções não factíveis quando comparados com soluções factíveis, isto é, $F(x_1) > F(x_2)$ para qualquer x_1 não factível e x_2 factível. Além disso, $F(x_3) > F(x_4)$, para todo x_3 e x_4 não factível, sendo x_3 mais distante da região factível. Dessa maneira, no processo de seleção, soluções não factíveis não são selecionadas quando comparadas com soluções factíveis ou soluções mais próximas da região factível. Na Tabela 3.4 é apresentado um algoritmo para o tratamento de duas restrições, com mesmo grau de importância, em um problema de minimização.

Tabela 3.4: Algoritmo para o tratamento de restrições pelo método de penalidade.

1.	<i>Minimizar $F(x)$</i>	
2.	<i>sujeito a</i>	
3.	$g_1(x) < 0$	<i>restrição negativa, sendo g_1 um conjunto de valores</i>
4.	$g_2(x) > 0$	<i>restrição positiva, sendo g_2 um conjunto de valores</i>
5.	<i>se $\max(g_1(x)) > 0$ então</i>	<i>o valor máximo do conjunto g_1 viola a restrição?</i>
6.	$F(x) = g_1(x) \cdot 10^{12}$	<i>modifica o valor da função com um valor elevado</i>
7.	<i>senão se $\max(-g_2(x)) > 0$ então</i>	<i>se a 1ª restrição não foi violada verifica violação da 2ª</i>
		<i>o sinal negativo permite tratar a restrição positiva da mesma forma que foi tratada a restrição negativa</i>
8.	$F(x) = g_2(x) \cdot 10^{12}$	
9.	<i>senão</i>	<i>caso nenhuma das restrições tenha sido violadas</i>
10.	$F(x) = F(x)$	<i>valor da função não é modificado</i>
11.	<i>fim se</i>	

A busca pela perda de retorno ótimo da antena para uma faixa de frequências e do ganho ótimo para uma faixa de valores da largura de meia potência da antena são problemas restritos que podem ser tratados com o método de penalidade apresentado.

A teoria apresentada neste capítulo auxilia na implementação do algoritmo DE que ao ser associado com o algoritmo do FDTD, desenvolvido com a teoria vista no Capítulo 2, possibilita a otimização individual da perda de retorno, impedância e ganho da antena ou otimização simultânea dos três objetivos, conforme resultados mostrados no Capítulo 4.

CAPÍTULO 4

Resultados

O presente capítulo apresenta uma série de procedimentos que foram realizados para o desenvolvimento de dois algoritmos ambos contendo o método FDTD e o algoritmo Diferencial Evolutivo com a etapa de seleção baseada no método dos objetivos ponderados ou no NSGA-II, diferindo apenas quanto a condição de fronteira absorvente: um utiliza a UPML e o outro a CPML. Estes algoritmos têm como objetivo a otimização dos parâmetros característicos de uma antena de microfita com plaqueta retangular e reentrância.

4.1 Análise do Pulso Gaussiano

Inicialmente foi gerado um pulso Gaussiano para uso no FDTD com o cálculo de Δt através da Equação (2.12), definição de $t_o = 3T$ e verificação da condição $n_c > 20$, usando a Equação (2.49). A Tabela 4.1 mostra os valores calculados a partir da discretização do espaço e frequência máxima de análise definidos.

Tabela 4.1: Parâmetros para caracterização do pulso Gaussiano.

Discretização [mm]	Δt [s] = $0,95 \cdot Courant$	F_{max} [GHz]	Condição $T \geq \frac{10\Delta h}{v}$	n_c $\left(\frac{células}{\lambda}\right)$
$\Delta x = 0,63$	$7,217 \times 10^{-13}$	3	$2,101 \times 10^{-11}$	158,620
$\Delta y = 0,63$				
$\Delta z = 0,265$				

O parâmetro T , apresentado na Equação (2.46) foi inicialmente calculado com a aproximação vista na Equação (2.50) e encontrou-se $T = 1,667 \times 10^{-10} = 230,934 \cdot \Delta t$, atendendo as condições mostradas na Tabela 4.1. O pulso Gaussiano gerado com este T é apresentado no domínio do tempo na Figura 4.1 e no domínio da frequência na Figura 4.2.

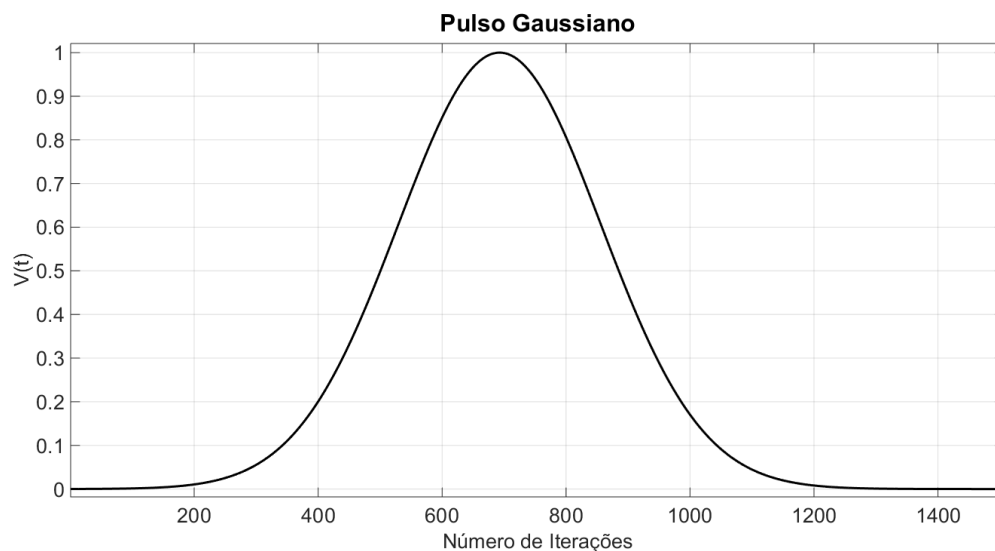


Figura 4.1: Pulso Gaussiano no domínio do tempo com $T = 230,934 \cdot \Delta t$.

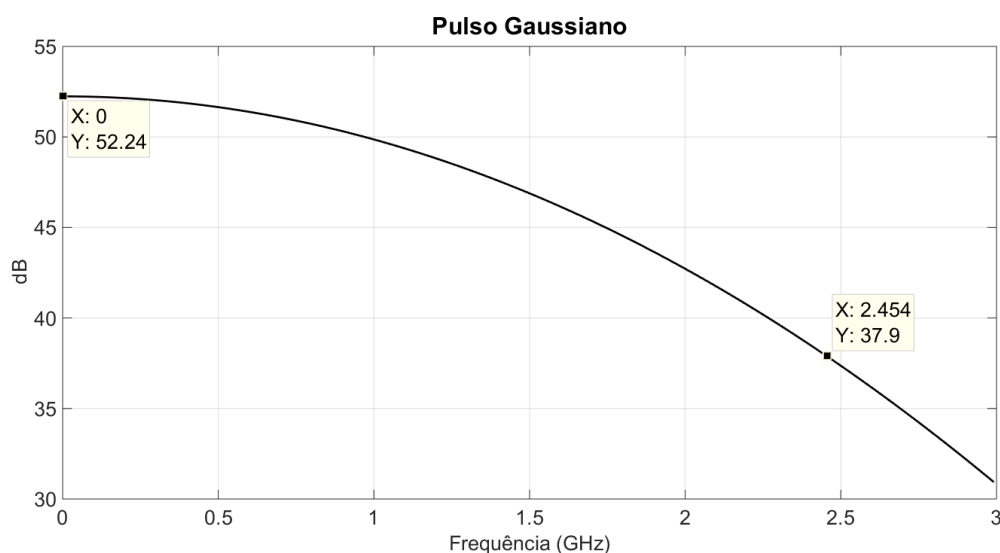


Figura 4.2: Pulso Gaussiano no domínio da frequência com $T = 230,934 \cdot \Delta t$.

Observa-se na Figura 4.1 que o pulso Gaussiano gerado tem longa duração, sendo necessário aproximadamente 1200 iterações no FDTD para descrevê-lo. Dessa forma, quando empregado na análise de antenas, demanda um longo tempo de simulação para que os campos elétricos e magnéticos se tornem estáveis. Tempos de simulação excessivamente longos podem tornar o processo inviável, principalmente quando o FDTD é empregado em um processo de otimização.

Na Figura 4.2 constata-se que, apesar do pulso conter a frequência que é de interesse neste trabalho, houve uma queda de energia de aproximadamente $14,34 \text{ dB}$ na frequência de $2,454 \text{ GHz}$ em relação a frequência de máxima energia.

Devido o pulso gerado ser inadequado para o problema tratado neste trabalho, optou-se por definir o parâmetro T como um múltiplo de Δt . Realizou-se testes para identificar o fator que multiplica Δt e fornece um pulso estreito, atendendo as condições da Tabela 4.1 e com queda inferior a -3 dB em $2,45 \text{ GHz}$ em relação ao ponto de máxima energia e encontrou-se $T = 40\Delta t = 2,887 \cdot 10^{-11}$. O pulso Gaussiano gerado com este T é apresentado no domínio do tempo na Figura 4.3 e no domínio da frequência na Figura 4.4.

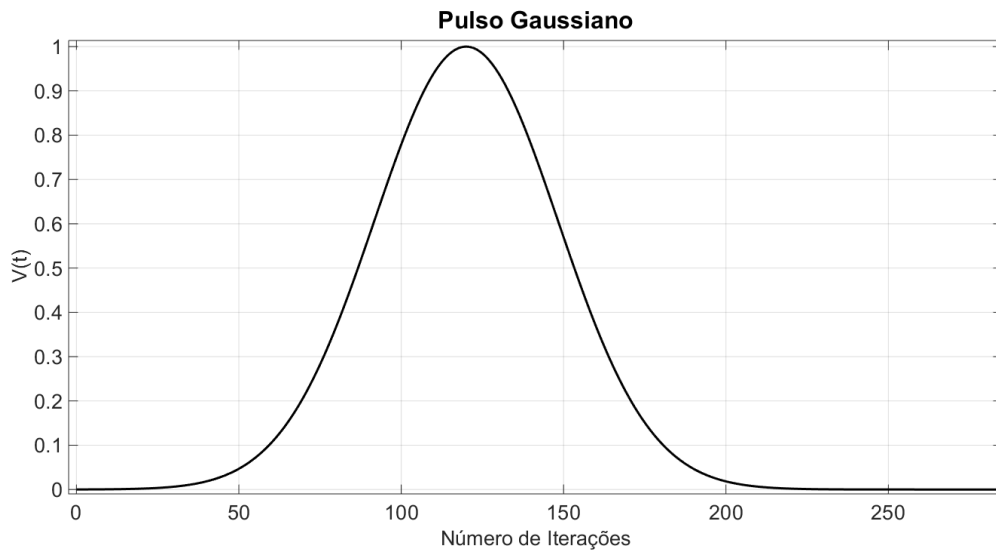


Figura 4.3: Pulso Gaussiano no domínio do tempo com $T = 40 \cdot \Delta t$.

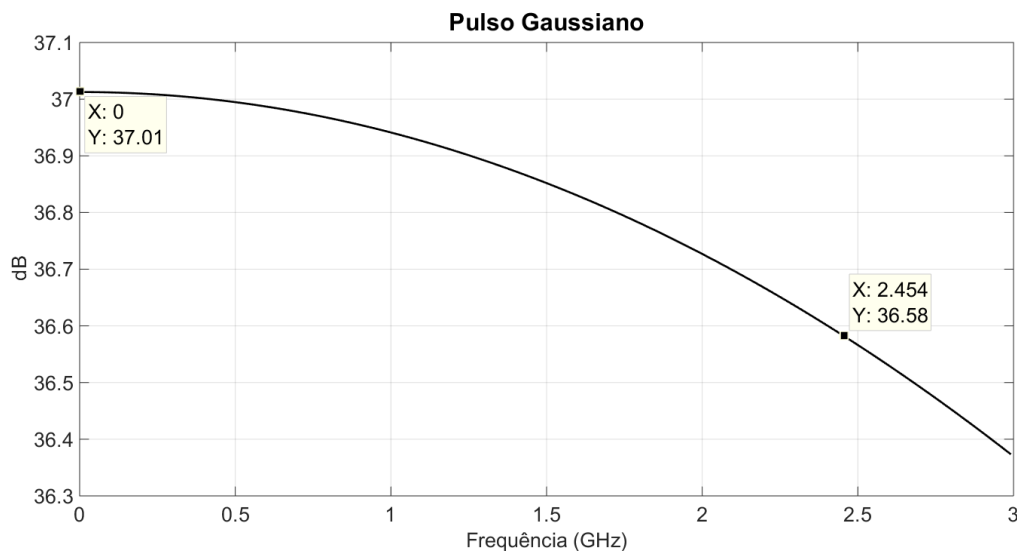


Figura 4.4: Pulso Gaussiano no domínio da frequência com $T = 40 \cdot \Delta t$.

Verifica-se na Figura 4.3 que o pulso Gaussiano gerado tem curta duração quando comparado ao da Figura 4.1, sendo necessário aproximadamente 250 iterações no FDTD para descrevê-lo. Testes mostraram que, quando este pulso é utilizado na simulação de uma antena com plaqueta alimentada por microfita no FDTD, são necessárias aproximadamente 20000 iterações para que os campos tornem-se nulos e os resultados obtidos sejam considerados confiáveis. Este resultado é aceitável para o uso do FDTD em processos de otimização.

Na Figura 4.4 constata-se que houve uma queda de energia de 0,43 *dB* na frequência de 2,454 *GHz* em relação a frequência de máxima energia, ou seja, o pulso ainda possui muita energia na frequência de interesse e por isso, é adequado para aplicação no problema apresentado neste trabalho. Ao longo deste capítulo são apresentados pulsos para diferentes discretizações do espaço e com diferentes valores de T . Entretanto, em todos eles a frequência de interesse apresenta queda de energia inferior a 3 *dB* em relação a frequência de máxima energia.

4.2 Ajustes dos Parâmetros da UPML utilizada como ABC para o FDTD.

Para que resultados confiáveis possam ser obtidos com o algoritmo FDTD é necessário ajustar os parâmetros g e $\sigma_{w,o}$ da UPML, pois os níveis de reflexão podem variar para diferentes discretizações do espaço e para diferentes valores da permissividade relativa do substrato dielétrico que faz fronteira com a UPML.

Para realizar este ajuste foi simulado no espaço computacional uma microfita infinita com uma fonte de excitação *soft* definida em um plano x, z , localizado em SP e o campo E_z foi medido na posição TP, como ilustrado na Figura 4.5. Essa simulação permite visualizar o pulso ao passar na posição TP e sinais que sofreram reflexões ao entrar em contato com a UPML. Utilizou-se 19 camadas de UPML nas direções $\pm x$, $\pm y$ e $+z$, não sendo necessário definir uma fronteira absorvente na direção $-z$, pois todos os campos que alcançam a fronteira do espaço nesta direção tornam-se nulos na presença do plano terra e nenhum sinal é refletido.

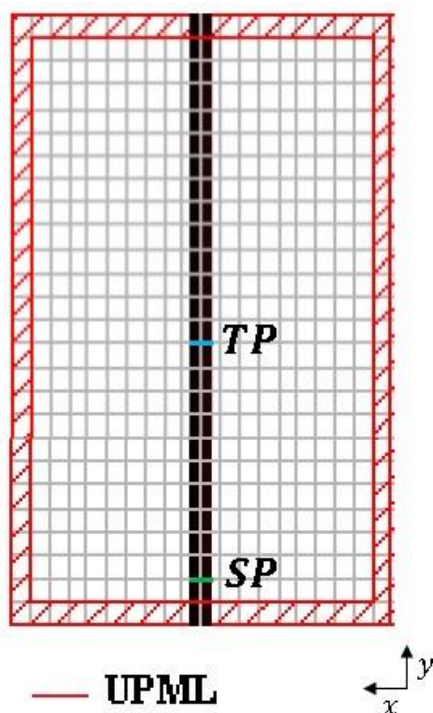


Figura 4.5: Microfita infinita definida na grade do FDTD e na UPML.

A Figura 4.6 e a Figura 4.7 mostram respectivamente que alterações na discretização do espaço ou na permissividade relativa do substrato dielétrico afetam a absorção da UPML, aumentando a reflexão de sinais caso não esteja bem ajustada.

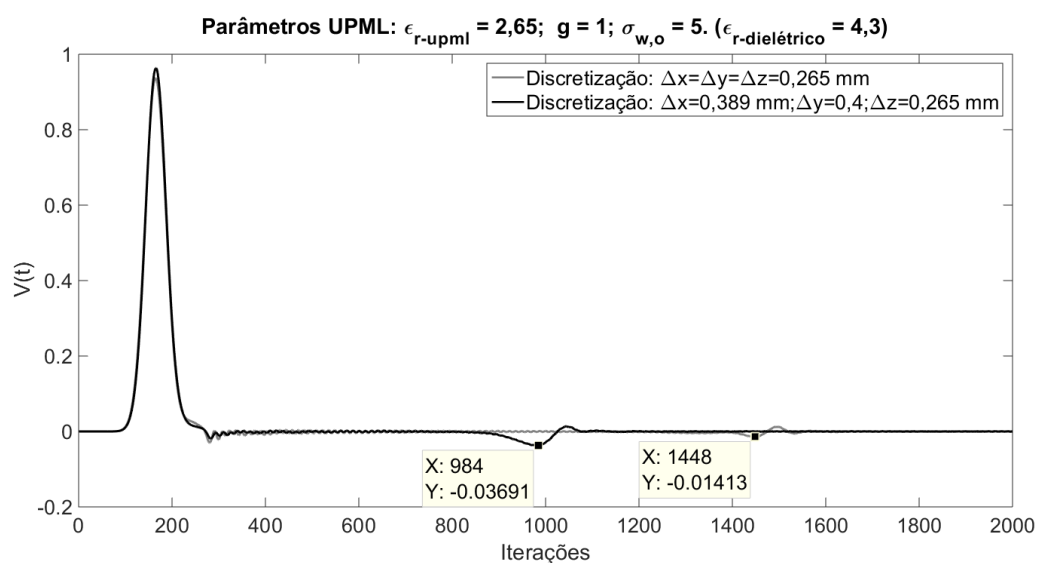


Figura 4.6: Variação do erro de reflexão da UPML para diferentes discretizações do espaço.

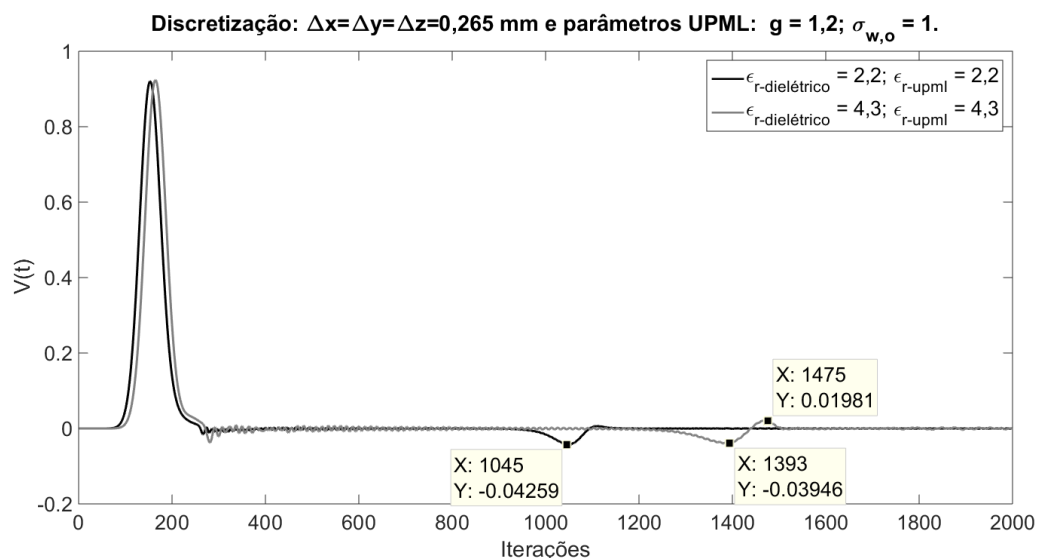


Figura 4.7: Variação do erro de reflexão da UPML para diferentes permissividades elétrica do dielétrico e UPML.

Algumas simulações foram realizadas utilizando-se os mesmos parâmetros para o FDTD e UPML, exceto $\sigma_{w,o}$ que foi variado a fim de diminuir a reflexão para uma dada discretização e permissividade relativa do dielétrico. Nos testes realizados constatou-se que era mais fácil realizar o ajuste da UPML quando g assumia valores na faixa de $[1,2[$, sendo que na maioria dos casos a UPML se mostrou mais estável para valores mais próximos de 1 e por isso foi fixado com valor igual a 1. Já para g na faixa de $[2,3]$ a UPML se tornava muito sensível, resultando em instabilidade na maioria dos testes, contrariando o que foi dito em [34], que geralmente $g > 1$ e valores ótimos de g tem sido encontrados na faixa de $[2,3]$. A Figura 4.8 apresenta três dos resultados obtidos, dos quais nota-se que o melhor valor encontrado para este caso foi $\sigma_{w,o} = 3$. A otimização da UPML poderia ser realizada para encontrar os valores ótimos de g e $\sigma_{w,o}$, mas não foi necessário porque o ajuste realizado foi suficiente para obter resultados com precisão aceitável.

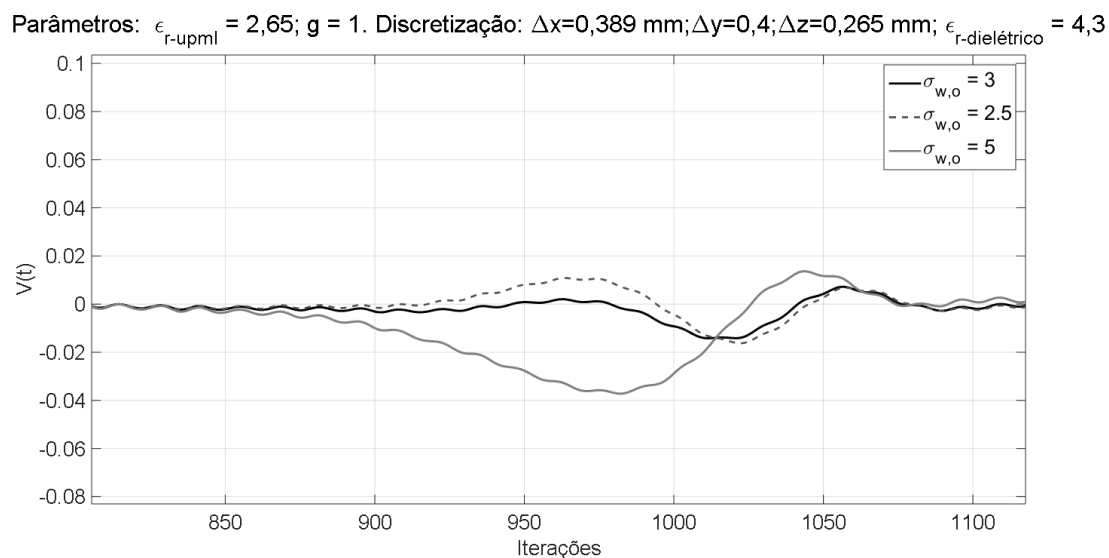


Figura 4.8: Testes com a variação de $\sigma_{w,o}$ para ajuste da absorção da UPML.

4.3 Validação do Cálculo da Perda de Retorno para Algoritmo FDTD/UPML.

Após definir o ajuste da UPML a antena Figura 4.9 com substrato dielétrico de $\epsilon_r = 4,3$ foi definida na grade do FDTD. As interfaces das células em que ocorre transição de materiais foram tratadas com a permissividade média e a perda de retorno foi calculada. A Tabela 4.2 mostra outras informações importantes sobre a simulação.

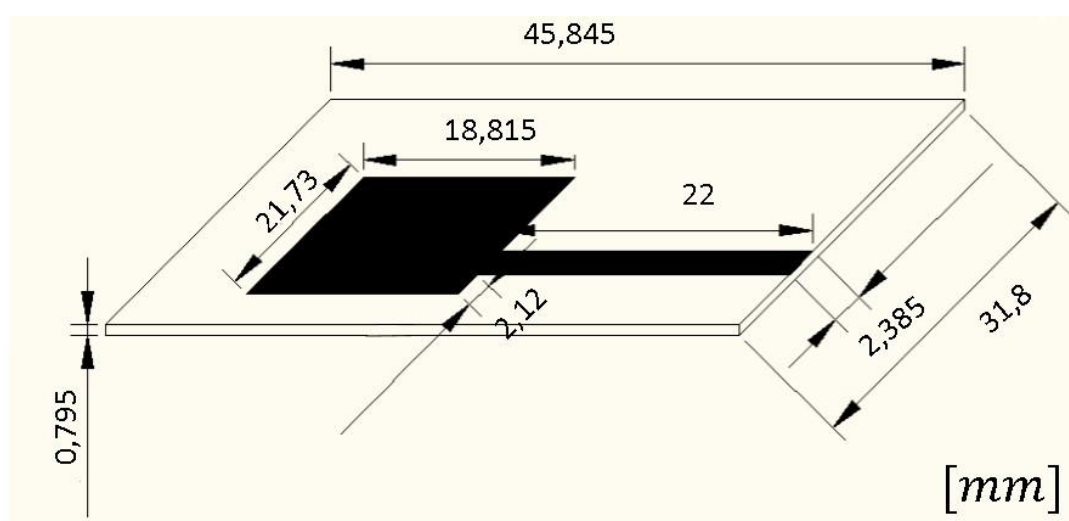


Figura 4.9: Antena para validação do FDTD e UPML no cálculo da perda de retorno.

Tabela 4.2: Dados da simulação para validação do FDTD e UPML no cálculo da perda de retorno.

T	t_o	Permanência da fonte no plano x, z [iterações]	Δt [s]	Δx [mm]	Δy [mm]	Δz [mm]	Iterações
$30\Delta t$	$4T$	230	$\Delta t_{Courant} = 6,403 \times 10^{-13}$	0,389	0,4	0,265	8000

A Figura 4.10 apresenta os resultados da perda de retorno para duas simulações realizadas no FDTD, uma com o espaço mais discretizado em relação a outra. Estes resultados são comparados com o obtido no *software* ADS e verifica-se uma concordância entre eles, sendo que a resposta com o espaço mais discretizado apresenta em alguns pontos amplitudes menores em relação ao espaço menos discretizado. Uma simulação no FDTD com mais iterações forneceria uma resposta ainda melhor, inclusive com menos oscilações.

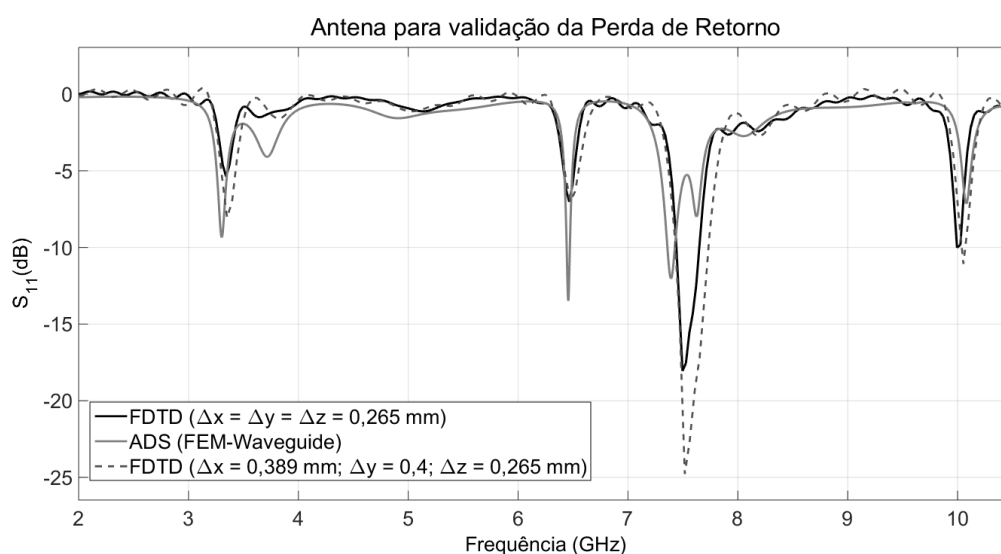


Figura 4.10: Validação da perda de retorno para algoritmo com FDTD e UPML.

4.4 Otimização da Perda de Retorno com o Algoritmo FDTD/UPML e Fonte Soft

4.4.1 Padrão usado nas simulações

O número de iterações executadas no FDTD para o processo de otimização são 8000, suficiente para identificar as frequências de ressonância. O tamanho da placa de dielétrico e a posição da microfita na placa devem ser fixos para que durante todo o processo de otimização seja realizada apenas uma simulação para os campos incidentes, empregados no cálculo da perda de retorno. A Tabela 4.3 apresenta outras informações sobre os parâmetros empregados no FDTD.

Tabela 4.3: Parâmetros do algoritmo FDTD/UPML com fonte *soft*.

T	t_o	Permanência da fonte nas células [iterações]	Δt [s]	Δx [mm]	Δy [mm]	Δz [mm]
$30\Delta t$	$4T$	230	$1 \cdot \Delta t_{Courant} =$ $6,480 \times 10^{-13}$	0,400	0,408	0,265

A UPML foi definida com 19 camadas para as direções $\pm x$, $\pm y$ e $+z$. Utilizou-se $g = 1$ e $\sigma_{w,o} = 3$, pois verificou-se que para a discretização empregada conduziam a pequenos erros de reflexão, com amplitudes menores que 0,015. A permissividade relativa de cada região do espaço é definida como apresentado na Figura 4.11.

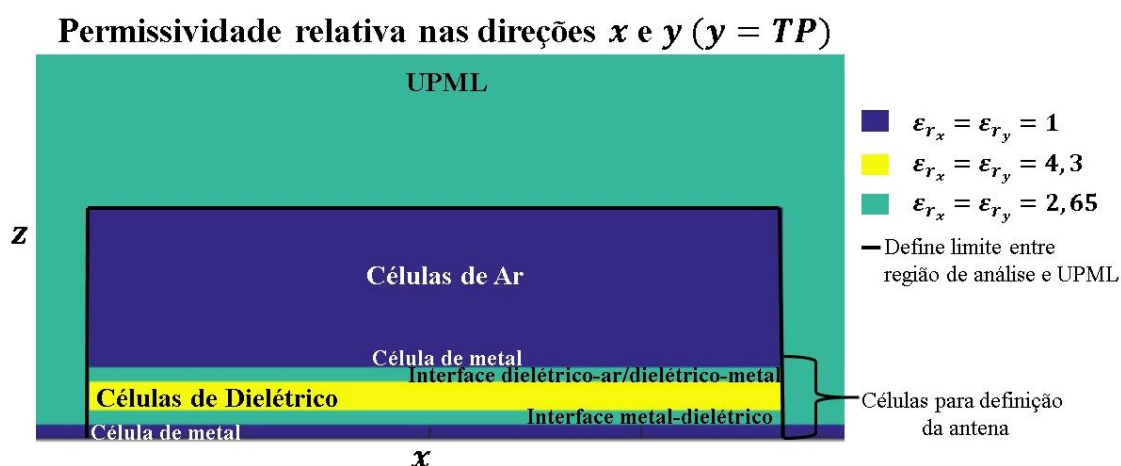


Figura 4.11: Permissividade elétrica relativa no espaço computacional.

Observa-se que a permissividade da UPML é definida a partir da média entre a permissividade relativa do dielétrico e do ar, exceto para a camada que faz fronteira com o plano terra, que tem permissividade relativa igual a 1. Como observado as interfaces das células em que ocorre a transição de materiais também são definidas com a permissividade relativa média.

A Figura 4.12 apresenta a geometria da antena empregada no processo de otimização e cada uma das dimensões são identificadas por letras.

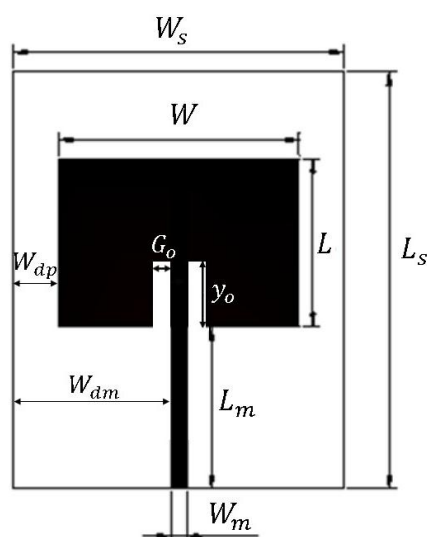


Figura 4.12: Geometria da antena empregada no processo de otimização.

4.4.1.1 Primeira Otimização

A função objetivo é calculada através da Equação (2.51), que determina o valor da perda de retorno. Na etapa de seleção um indivíduo da população de teste é selecionado para a próxima população se o valor de sua função objetivo é menor do que o valor definido como alvo (-15 dB) para a frequência de interesse e além disso, corresponde ao menor valor dentro da faixa de frequências de $1,95 - 2,95 \text{ GHz}$ ou ainda se o valor de sua função objetivo é menor do que o valor da função objetivo do indivíduo da população anterior. Estas condições são mostradas na Equação (4.1).

$$x_{t+1,i} = \begin{cases} u_{t,i}, & \text{se } (f(u_{t,i}) < \text{alvo e menor} = 1) \text{ ou } (f(u_{t,i}) < f(x_{t,i})) \\ x_{t,i}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.1)$$

A variável *menor* armazena o valor 1 caso o valor da função objetivo for menor do que todos os outros valores calculados para a faixa de frequências analisada e caso contrário armazena o valor 0.

O processo de otimização é finalizado quando o número de gerações estabelecido for alcançado ou quando o valor da função objetivo correspondente a um ou mais indivíduos da população é o menor valor dentro da faixa de frequências analisadas e é menor que o valor definido como alvo.

Nesta otimização a largura W e o comprimento L da plaqueta retangular foram definidos como variáveis de otimização. As outras dimensões foram fixadas como mostrado na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Dimensões fixas da antena empregada na 1ª otimização [mm] – Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

L_m	W_m	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	G_o	y_o	h
29,376	3,2	65,6	79,968	8,4	20	2	1,224	0,795

em que h é a espessura do dielétrico.

A Tabela 4.5 apresenta os dados de entrada e resultados do processo de otimização. O processo foi finalizado antes que os critérios de parada fossem alcançados porque após a realização de 38 gerações, 3 dos indivíduos tornaram-se idênticos e todos os indivíduos

apresentavam valores bastante próximos, no intervalo de $[5,528; 5,611]$. Dessa forma considerou-se que o processo estava estacionário e que dificilmente ocorreria alguma evolução.

Tabela 4.5: Dados de Entrada e Resultados da 1ª Otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$36,8 \leq W \leq 45,6$ $21,216 \leq L \leq 30,192$
Estratégia de Mutação	<i>Best/rand/2</i>
C (crossover)	0,6
Quantidade de Indivíduos	6
Quantidade de Gerações	38/100
Duração do Processo	176,51 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	229
Variáveis de Otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 43,6$ $L = 28,968$

A Figura 4.13 apresenta o valor da função objetivo para o melhor indivíduo de cada uma das gerações.

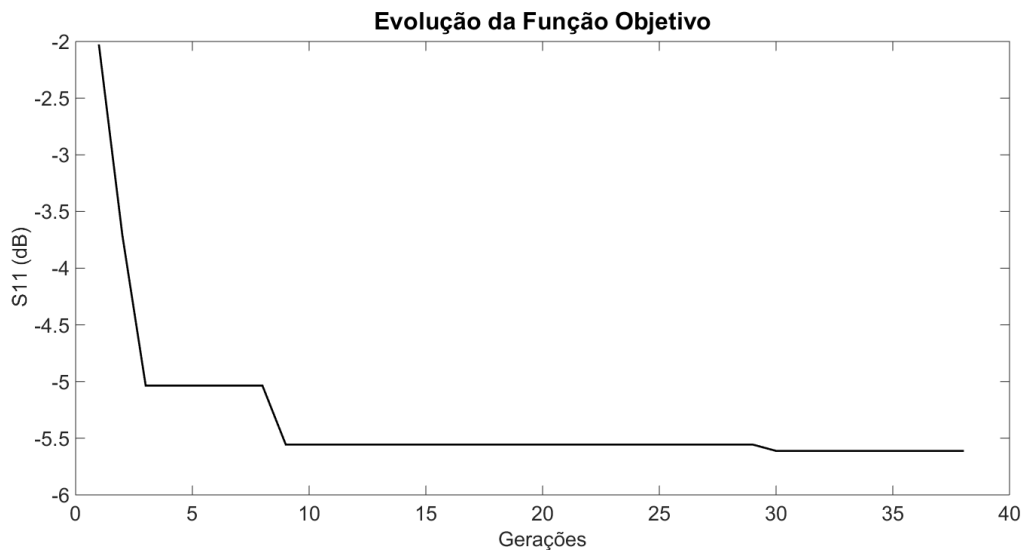


Figura 4.13: Evolução do S_{11} na 1ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

Observa-se que o processo permanece estacionário da 9^a geração até a 29^a geração e na 30^a geração o valor da função torna-se um pouco melhor e não sofre mais nenhuma evolução até a 38^a geração quando a otimização é interrompida.

Assumiu-se que a frequência que estivesse entre os valores de 2,41 GHz e 2,48 GHz seria definida como frequência de interesse e devido ao tamanho do *step* utilizado para o vetor de frequências, realizou-se a otimização de S_{11} para 2,475 GHz, ao invés de 2,45 GHz. A Figura 4.14 apresenta o S_{11} da antena obtida no processo de otimização. Observa-se que é necessário diminuir o tamanho do *step* da frequência para que a otimização seja realizada para 2,45 GHz e respostas mais suaves e precisas sejam obtidas.

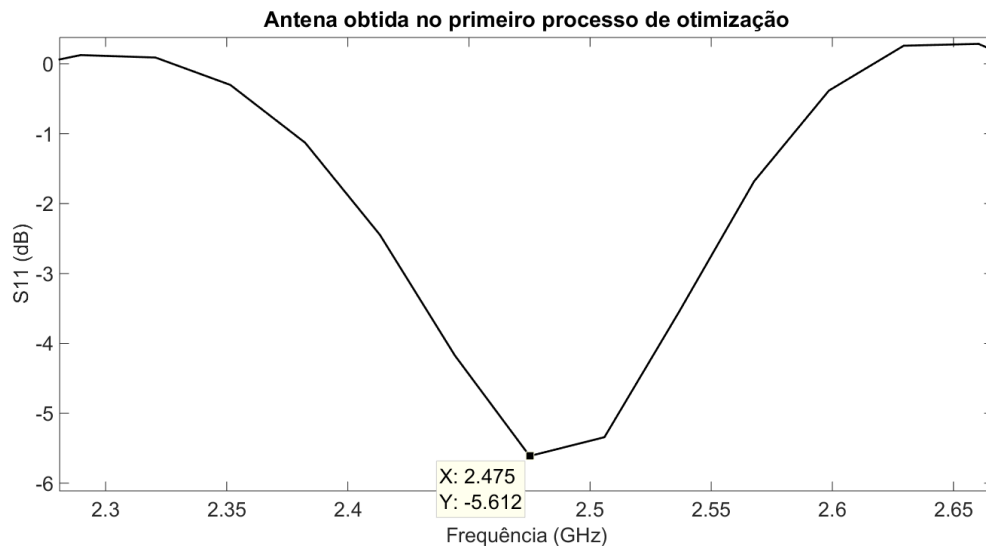


Figura 4.14: Perda de retorno da 1^a otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

4.4.1.2 Segunda Otimização

A perda de retorno é calculada através da Equação (2.51) e é analisada na faixa de frequências de 2,4 – 2,5 GHz. Deseja-se que as derivadas da curva a esquerda da frequência de 2,45 GHz sejam negativas e da curva a direita sejam positivas para que o ponto central corresponda a frequência de ressonância e uma largura de banda de pelo menos 100 MHz seja garantida. Para alcançar este objetivo verifica-se o percentual de derivadas a esquerda que são negativas em relação ao total de derivadas calculadas a esquerda e o percentual de derivadas a direita que são positivas em relação ao total de derivadas calculadas a direita. Além disso, determina-se o maior valor da perda de retorno na faixa de frequências analisadas. Com essas informações o valor da função objetivo é calculado utilizando-se a Equação (4.2).

$$F = peso_1 * \left(\frac{maior_{RL}}{alvo_{RL}} \right) + peso_2 * PDNE + peso_3 * PDPD, \quad (4.2)$$

em que $peso_1 = 0,34$, $alvo_{RL} = -15$, $peso_2 = peso_3 = 0,33$ e $PDNE$ e $PDPD$ representam respectivamente o percentual de derivadas negativas a esquerda e o percentual de derivadas positivas a direita.

Na etapa de seleção um indivíduo da população de teste é selecionado para a próxima população se o valor de sua função objetivo estiver dentro da faixa de valores que atende ao critério de parada $[0,95; 1,05]$ ou ainda se o valor de sua função objetivo estiver mais próximo do valor definido como alvo do que o valor da função objetivo do indivíduo da população anterior. Estas condições são mostradas na Equação (4.3).

$$x_{t+1,i} = \begin{cases} u_{t,i}, & \text{se } (f(u_{t,i}) \geq L_{inf} \text{ e } f(u_{t,i}) \leq L_{sup} \\ x_{t,i}, & \text{ou } (|f(u_{t,i}) - alvo| < |f(x_{t,i}) - alvo|), \\ & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.3)$$

em que $L_{inf} = 0,95$, $L_{sup} = 1,05$ e $alvo = 1$.

O número de gerações e o valor da função objetivo dentro do intervalo de $[0,95; 1,05]$ são utilizados como critério de parada. A largura (W) e o comprimento (L) da plaqueta retangular e a largura (G_o) e comprimento (y_o) da alimentação identada foram definidos como variáveis de otimização, as outras dimensões foram fixadas e são iguais as apresentadas na Tabela 4.4.

A Tabela 4.6 apresenta os dados de entrada e resultados do processo de otimização. O processo foi finalizado antes que os critérios de parada fossem alcançados, após a realização de 80 gerações, pois o melhor valor da função objetivo da 34^a geração até a 73^a geração permaneceu estático, apresentando uma pequena evolução na 74^a geração que se manteve constante até 80^a geração, como mostrado na Figura 4.15.

Tabela 4.6: Dados de Entrada e Resultados da 2ª Otimização - Algoritmo FDTD/UPML
(fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$40 \leq W \leq 48$ $26,112 \leq L \leq 34,272$ $1,6 \leq G_o \leq 4,8$ $2,856 \leq y_o \leq 6,12$
Escolha de um dos indivíduos iniciais [mm]	$W = 44$ $L = 26,928$ $G_o = 4,4$ $y_o = 5,712$
Estratégia de Mutação	<i>Best/rand/2</i>
C (crossover)	0,6
Quantidade de Indivíduos	7
Quantidade de Gerações	80/100
Duração do Processo	439,19 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	561
Variáveis de Otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 40,4$ $L = 29,784$ $G_o = 2$ $y_o = 7,344$

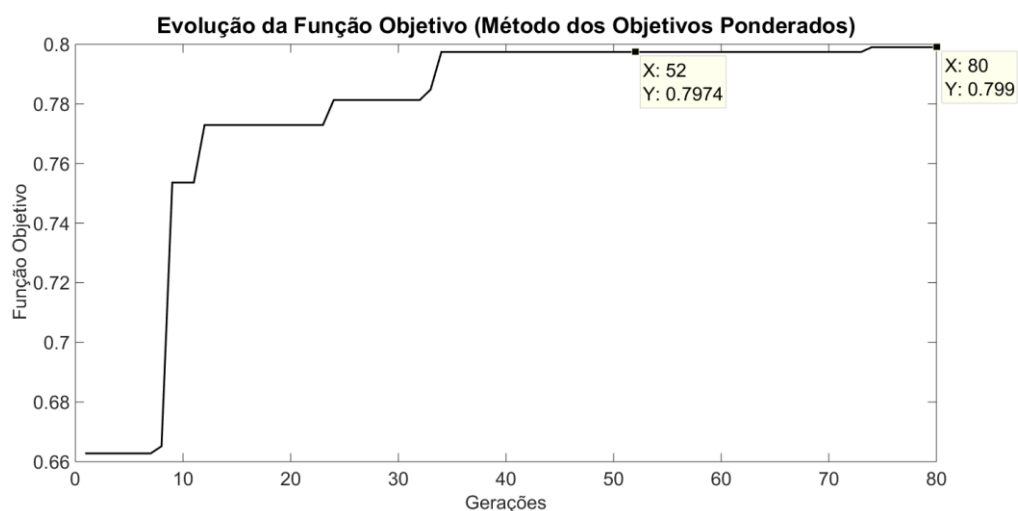


Figura 4.15: Evolução do S_{11} na 2ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

Valores da função objetivo iguais ou maiores que 1, assegurariam que a banda de frequências para a ressonância de $2,45 \text{ GHz}$ teria largura de 100 MHz e estaria abaixo de -15 dB . O *step* da frequência foi reduzido para resolver o problema encontrado na primeira otimização e o ajuste foi suficiente para realizar a otimização para a frequência de ressonância de $2,45 \text{ GHz}$. Obteve-se neste processo a geometria de uma antena ressonante na frequência de $2,448 \text{ GHz}$ com perda de retorno de $-35,43 \text{ dB}$, apesar do valor obtido para a função objetivo ser menor que 1. A Figura 4.16 compara o S_{11} otimizado com o S_{11} de outros indivíduos que contribuíram para a evolução do processo.

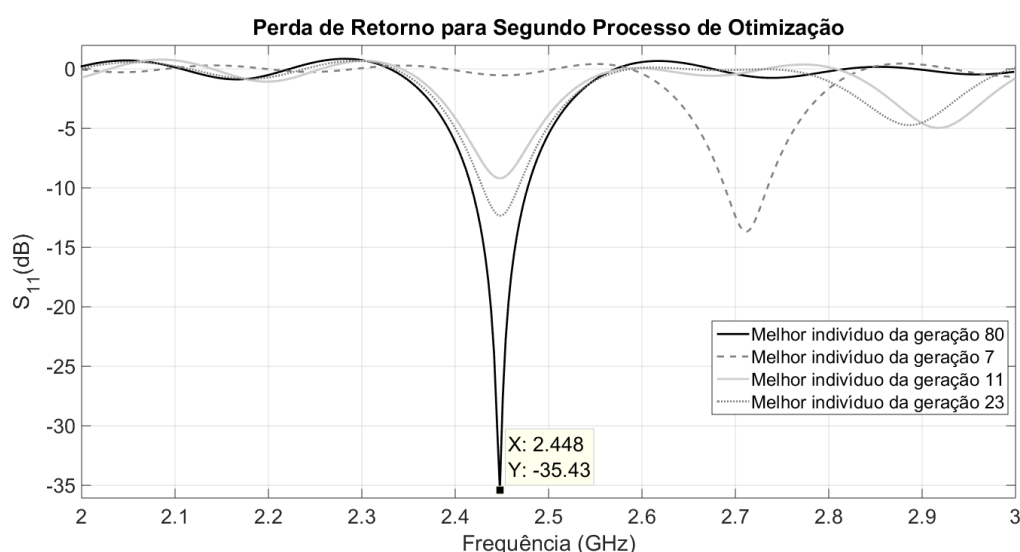


Figura 4.16: Perda de retorno para antenas da 2ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

4.4.1.3 Terceira Otimização

A perda de retorno é calculada através da Equação (2.51) e é analisada na faixa de frequências de $2,4 - 2,5 \text{ GHz}$. As derivadas das curvas a esquerda e a direita da frequência de $2,45 \text{ GHz}$ são calculadas e o percentual de derivadas negativas a esquerda em relação ao total de derivadas calculadas a esquerda e o percentual de derivadas positivas a direita em relação ao total de derivadas calculadas a direita são considerados 2 objetivos e o maior valor calculado para a perda de retorno dentro da faixa de frequências analisadas é tratado como um terceiro objetivo.

Na etapa de seleção um vetor é gerado através da união entre a população de pais e filhos (população de teste) e então verifica-se a aptidão de um indivíduo deste vetor em relação

aos outros indivíduos do mesmo. Os indivíduos são então distribuídos em *rankes* conforme a aptidão, através do operador FNS e caso seja necessário é realizada a operação de distância de aglomeração sobre os indivíduos presentes em um dos *rankes*. Um vetor *alvo* contém em suas posições os valores 1; 1 e -15 que são respectivamente os valores desejados para o percentual de derivadas negativas a esquerda, de derivadas positivas a direita e o maior valor da perda de retorno para a faixa de frequências analisadas. A aptidão de um indivíduo para um dado objetivo é avaliada através do módulo do erro entre o valor calculado e o definido como alvo para aquele objetivo e de acordo com a Tabela 3.1 um indivíduo x domina um indivíduo u se para um ou mais objetivos o indivíduo x é melhor que o indivíduo u e o restante dos objetivos são iguais. A distância de aglomeração foi calculada em relação ao módulo do erro entre o valor calculado e o definido como alvo para cada objetivo, dessa forma os indivíduos que apresentam maior diversidade em relação aos valores de interesse são selecionados. Apesar da distância de aglomeração não ter sido implementada da forma usual e correta, o processo evoluiu e a otimização pode ser realizada.

Foram empregadas no processo 4 variáveis de otimização: W, L, G_o e y_o e os valores das dimensões fixas são apresentados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Dimensões fixas da antena empregada na 3^a otimização [mm] – Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

L_m	W_m	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	h
22,44	2,4	56	66,096	2,4	4,8	0,795

A Tabela 4.8 apresenta os dados de entrada e resultados do processo de otimização. O processo foi finalizado após 80 gerações, pois todos os indivíduos tornaram-se iguais e dificilmente poderia ocorrer alguma evolução.

Tabela 4.8: Dados de Entrada e Resultados da 3ª Otimização – Algoritmo FDTD/UPML
(fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$29,6 \leq W \leq 45,6$ $21,216 \leq L \leq 37,536$ $1,2 \leq G_o \leq 2,4$ $1,224 \leq y_o \leq 6,936$
Escolha de um dos indivíduos iniciais [mm]	$W = 42,8$ $L = 29,376$ $G_o = 2,4$ $y_o = 4,896$
Estratégia de Mutação	<i>Current-to-rand/1</i>
C (crossover)	0,7
Quantidade de Indivíduos	7
Quantidade de Gerações	80/100
Duração do Processo	322,7 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	560
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 39,6$ $L = 29,784$ $G_o = 2,4$ $y_o = 5,304$

Devido a forma como a distância de aglomeração foi calculada não é possível gerar o gráfico de uma das populações para dois dos objetivos e visualizar as curvas de pareto. Por isso, é realizado apenas uma comparação gráfica da perda de retorno otimizada e a perda de retorno de algumas antenas obtidas ao longo do processo, a fim de verificar a evolução do mesmo, como mostrado na Figura 4.17.

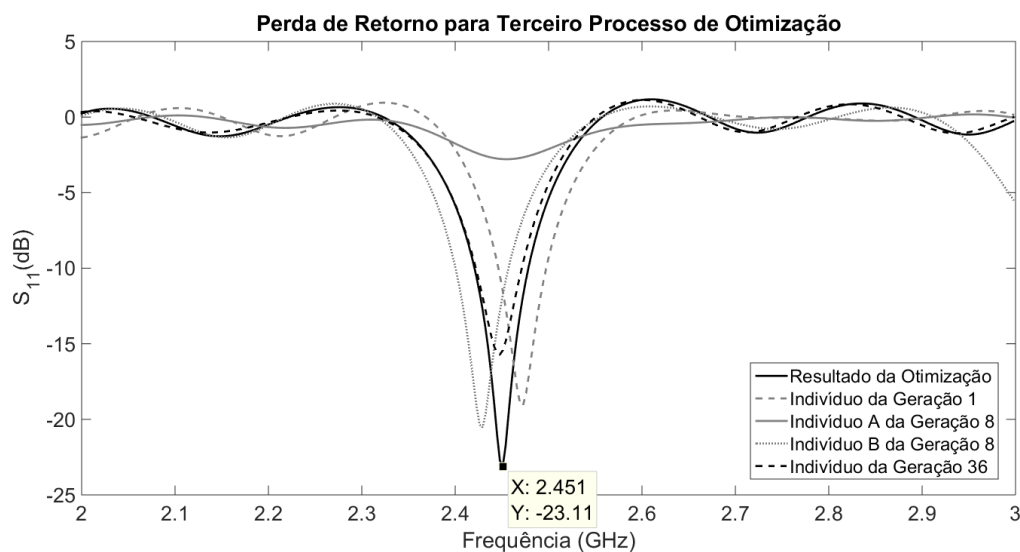


Figura 4.17: Perda de retorno para antenas da 3ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

4.4.1.4 Quarta Otimização

As características deste processo são semelhantes às apresentadas na Seção 4.4.1.3, sendo uma das diferenças as dimensões fixas: $W_m = 3,2 \text{ mm}$, $W_s = 65,6 \text{ mm}$ e $W_{dm} = 31,2 \text{ mm}$. Além disso, $W_{dp} = \frac{(W_s - W)}{2}$ e é portanto modificado todas as vezes que a variável de entrada W for alterada. Assim, a plaqueta fica centralizada em relação a placa de dielétrico e a microfita também, pois $W_{dm} = \frac{(W_s - W_m)}{2}$.

A Tabela 4.9 apresenta os dados de entrada e resultados do processo de otimização. O processo foi finalizado após 22 gerações, pois todos os indivíduos tornaram-se iguais e dificilmente ocorreria alguma evolução.

Tabela 4.9: Dados de Entrada e Resultados da 4ª Otimização - Algoritmo FDTD/UPML (Fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$29,6 \leq W \leq 45,6$ $21,216 \leq L \leq 37,536$ $1,2 \leq G_o \leq 5,2$ $1,224 \leq y_o \leq 6,936$
Estratégia de Mutação	<i>Current-to-rand/1</i>
C (crossover)	0,8
Quantidade de Indivíduos	6
Quantidade de Gerações	22/100
Duração do Processo	90,42 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	133
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 46,512$ $L = 29,2$ $G_o = 3,2$ $y_o = 5,712$

A distância de aglomeração foi calculada como descrito na Seção 4.4.1.3, por isso na Figura 4.18 é realizada apenas a comparação gráfica da perda de retorno otimizada e a perda de retorno de algumas antenas obtidas ao longo do processo.

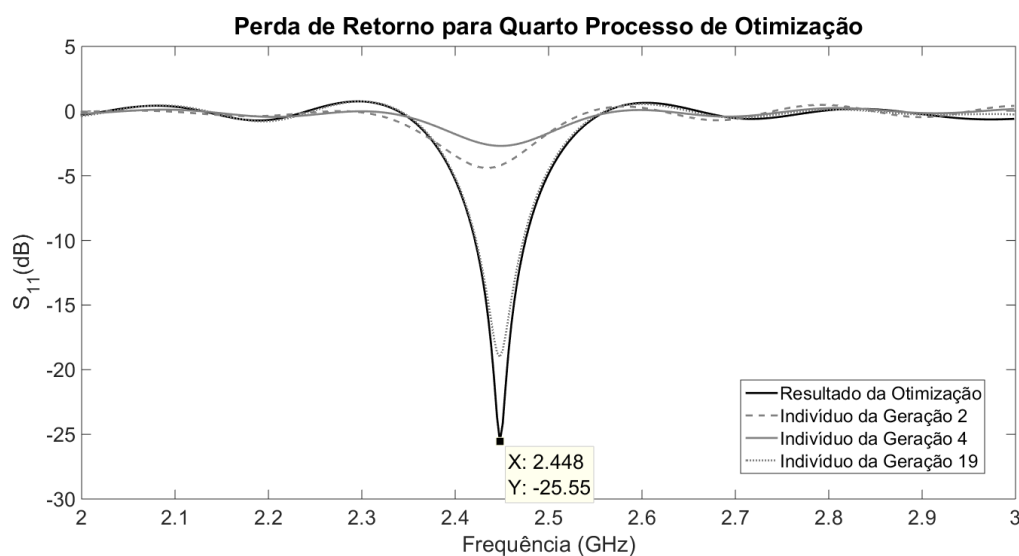


Figura 4.18: Perda de retorno para antenas da 4ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

Tabela 4.11: Dados de Entrada e Resultados da 5ª Otimização – Algoritmo FDTD/UPML
(fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$29,6 \leq W \leq 48$ $26,112 \leq L \leq 34,272$ $1,2 \leq G_o \leq 5,2$ $1,224 \leq y_o \leq 6,936$ $0 \leq A_x \leq 6$ $0 \leq A_y \leq 6,12$
Escolha de um dos indivíduos iniciais [mm]	$W = 46$ $L = 29,784$ $G_o = 3,2$ $y_o = 5,712$ $A_x = 0,4$ $A_y = 0,408$
Estratégia de Mutação	<i>rand/2</i>
C (crossover)	0,6
Quantidade de Indivíduos	6
Quantidade de Gerações	35/100
Duração do Processo	172,74 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	211
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 46,512$ $L = 29,2$ $G_o = 3,6$ $y_o = 4,896$ $A_x = 1,6$ $A_y = 1,632$

A comparação gráfica da perda de retorno otimizada e a perda de retorno de algumas antenas obtidas ao longo do processo é mostrada na Figura 4.20, a fim de verificar a evolução do processo.

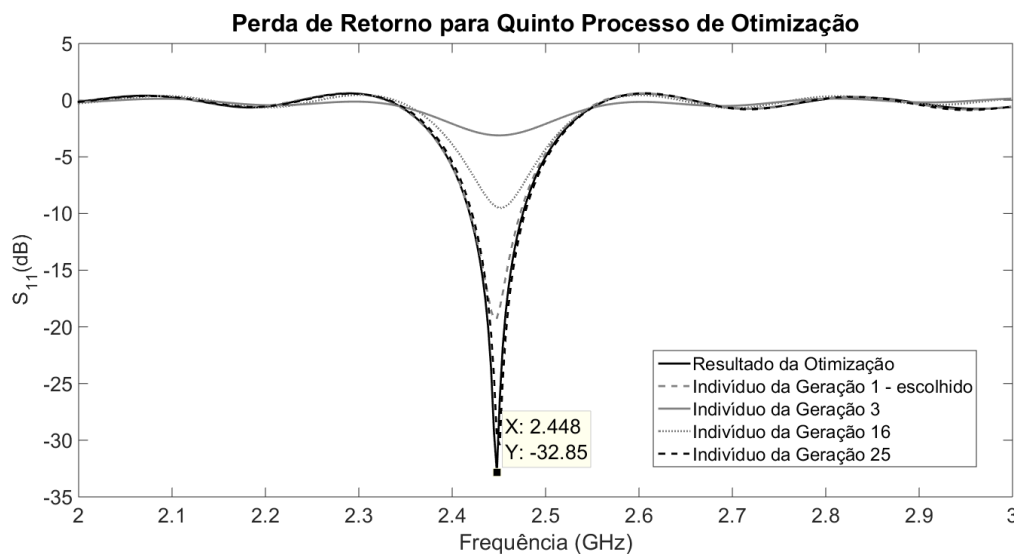


Figura 4.20: Perda de retorno para antenas da 5ª otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

Para melhorar a precisão dos cálculos realizados no FDTD foi adotada uma nova ABC, a CPML e, antes da realização de novas otimizações os parâmetros desta ABC foram ajustados para que as reflexões causadas pela CPML fossem mínimas. Este ajuste foi feito através da otimização do nível de reflexão da CPML.

4.5 Otimização da CPML

Para simular antenas de microfita com a fonte *soft*, é necessário, como foi visto no Capítulo 2, estender a microfita para o interior de uma das paredes da CPML. Neste caso, é interessante ajustar os parâmetros desta parede para obter resultados aceitáveis e precisos. Para isso, foi realizado a otimização destes parâmetros, com um procedimento semelhante ao da Seção 2.2.3.

Inicialmente simulou-se no FDTD uma microfita infinita de 3,2 mm de largura, com o substrato dielétrico FR-4, que apresenta $\epsilon_r = 4,3$. Ambas as extremidades da microfita foram estendidas para o interior das paredes da CPML nas direções $\pm y$ e o mesmo foi realizado para o plano terra nas direções $\pm x$ e $\pm y$. Empregou-se 10 camadas de CPML nas direções $\pm x$, $\pm y$ e $\pm z$.

A permissividade utilizada para o cálculo dos coeficientes C_a, C_b, D_a e D_b empregados nas Equações (2.33) e (2.34) para atualização dos campos na CPML são definidos como mostrado na Tabela 4.12 e ilustrado na Figura 4.21.

Tabela 4.12: Definição da Permissividade elétrica relativa na CPML.

Região da CPML	Permissividade elétrica relativa na CPML
Partes da CPML que fazem fronteira com o substrato dielétrico.	$\epsilon_r = \epsilon_{r_{dielétrico}}$
Partes da CPML que fazem fronteira com as interfaces das células em que há a transição de materiais e que foram definidas com a permissividade média.	$\epsilon_r = \epsilon_{r_{médio}}$
Restante da CPML	$\epsilon_r = 1$

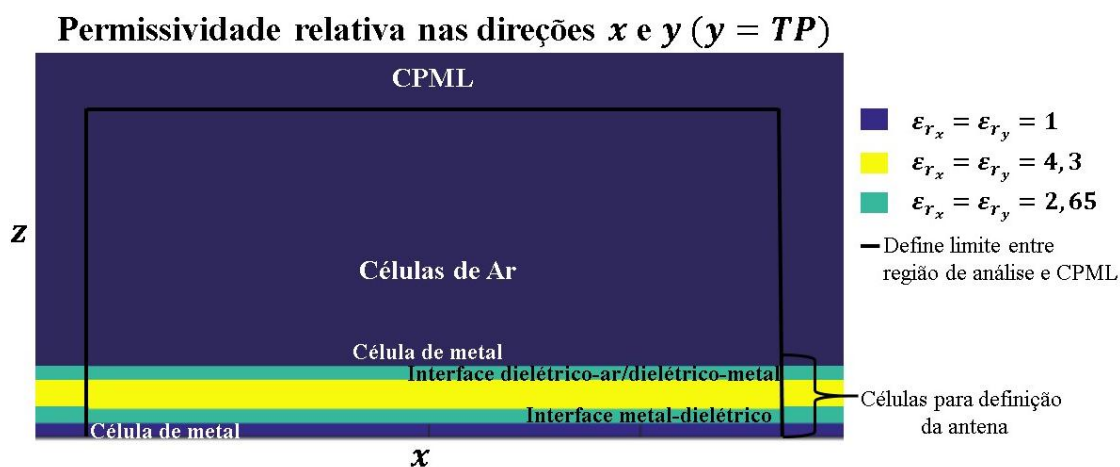


Figura 4.21: Permissividade elétrica relativa na região de análise e CPML.

Os coeficientes c_w e b_w foram calculados respectivamente com as Equações (2.39) e (2.40) utilizando-se $\epsilon_r = 1$.

A Tabela 4.13 apresenta os parâmetros $\sigma_w^{max}, k_w^{max}, a_w^{max}, m$ e ma das paredes da CPML para a simulação da microfita, com discretização $\Delta x = \Delta y = 0,4 \text{ mm}$ e $\Delta z = 0,256 \text{ mm}$, $\Delta t = 3,165 \times 10^{-13}$ ($0,5 \cdot \Delta t_{Courant}$), parâmetros do pulso $T = 30\Delta t$ e $t_o = 4\Delta t$ e com campos E_z no plano de excitação da fonte atualizados pelas equações de Maxwell após 300 iterações.

Tabela 4.13: Parâmetros da CPML para simulação de uma microfita “infinita”.

Região da CPML	m	$\sigma^{max}/\sigma_{opt}$	σ^{max}	k^{max}	a^{max}	m_a
$-x$	3	1	13,045	15	0,2	1
$+x$	3	1	13,045	15	0,2	1
$-y$	3	1	13,045	1	0	n/a
$+y$	3	1	13,045	1	0	n/a
$-z$	-	-	-	-	-	-
$+z$	3	1	33,180	15	0,2	1

n/a – Não Aplicável.

Duas simulações foram executadas antes da realização da otimização, uma com espaço aumentado e outra com o espaço reduzido. A primeira tem dimensões $148 \times 148 \times 71,55 \text{ mm}$ ($370 \times 370 \times 270$ células), com excitação definida em um plano x, z ao longo da microfita e localizada a 70 mm (SP = 185 células) do início da PML na direção $-y$. As medições são realizadas em um ponto do plano x, z (TPX= 183 células e TPZ= 3 células) posicionado a $52,8 \text{ mm}$ (TP = 142 células) do início da PML na direção $-y$ e a $17,2 \text{ mm}$ (43 célula) em relação ao SP.

O objetivo da simulação com o espaço aumentado é medir os campos E_x , E_y e E_z no ponto do espaço (TPX, TP, TPZ) sem a interferência de sinais que possam ter sofrido reflexões ao entrar em contato com a CPML. Para este fim, foi realizada uma estimativa do número de iterações necessárias para que um sinal refletido pelas paredes da CPML alcance o ponto (TPX, TP, TPZ), para estipular o número de iterações a serem realizadas, conforme apresentado na Equação (4.4).

$$IT = \frac{2 \cdot \text{distância}_{P_{medicao}-cpml} \cdot \text{discretização}_{x,y,z}}{v \cdot \Delta t}, \quad (4.4)$$

em que IT é o número de iterações necessárias para que um sinal refletido pela CPML alcance o ponto de análise e pode ser também o número de iterações necessárias para que um sinal viaje de SP a TP, $\text{distância}_{P_{medicao}-cpml}$ é a distância em número de células entre um dos pontos TPX, TP, TPZ a uma das paredes da CPML em $\pm x$, $\pm y$ ou $+z$ ou de TP a SP e v é a velocidade da luz no vácuo para análises na direção $+z$ e a velocidade da onda no substrato dielétrico ($\epsilon_r =$

4,3 $\rightarrow v = 1,4457 \times 10^8$) para as direções $\pm x, \pm y$. A Tabela 4.14 mostra os resultados calculados com a Equação (4.4).

Tabela 4.14: Número de iterações necessárias para que sinais refletidos pela PML alcancem o ponto de medição (TPX, TP, TPZ) na simulação do espaço aumentado.

<i>distância</i>_{$p_{medicao-pml}$ ou SP} [n. de células]	<i>discretização</i>_{x,y,z} [m]	<i>IT</i>
$TPX - pml_{-x} = 173$	$\Delta x = 4 \times 10^{-4}$	3024
$TPX - pml_{+x} = 177$	$\Delta x = 4 \times 10^{-4}$	3094
$TP - pml_{-y} = 132$	$\Delta y = 4 \times 10^{-4}$	2307
$TP - pml_{+y} = 228$	$\Delta y = 4 \times 10^{-4}$	3986
$TP - SP = 43$	$\Delta y = 4 \times 10^{-4}$	376
$TPZ - pml_{+z} = 257$	$\Delta z = 2,56 \times 10^{-4}$	1385

Analisando a Tabela 4.14 conclui-se que sinais que tenham sofrido reflexão na CPML não alcançarão o ponto de medição (TPX, TP, TPZ) se forem realizadas menos de 1385 iterações. Dessa forma, optou-se por executar simulações com 1000 iterações, para a qual é feita a medição dos campos elétricos no ponto (TPX, TP, TPZ) e calculado o campo elétrico E como apresentado na Equação (4.5).

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2}. \quad (4.5)$$

A simulação com o espaço reduzido tem dimensões $48 \times 48 \times 5,12 \text{ mm}$ ($120 \times 120 \times 20$ células), com plano de excitação localizado a 20 mm ($SP = 60$ células) do início da CPML na direção $-y$ e ponto de medição em um ponto do plano x, z ($TPX = 58$ células e $TPZ = 3$ células) posicionado a $2,8 \text{ mm}$ ($TP = 17$ células) do início da CPML na direção $-y$ e a $17,2 \text{ mm}$ (43 células) em relação ao SP . Observa-se que a distância entre SP e TP é a mesma para as duas simulações. Assim, os campos medidos nestas serão iguais em todos os instantes, exceto pelos sinais refletidos medidos apenas na simulação do espaço reduzido.

A Tabela 4.15 apresenta uma estimativa do número de iterações necessárias para que sinais refletidos pela CPML alcancem o ponto de medição (TPX, TP, TPZ).

Tabela 4.15: Número de iterações necessárias para que sinais refletidos pela CPML alcancem o ponto de medição (TPX, TP, TPZ) na simulação do espaço reduzido.

<i>distância</i>_{<i>p_{medicao}-pml ou SP</i>} [n. de células]	<i>discretização</i>_{<i>x,y,z</i>} [m]	<i>IT</i>
$TPX - pml_{-x} = 48$	$\Delta x = 4 \times 10^{-4}$	839
$TPX - pml_{+x} = 52$	$\Delta x = 4 \times 10^{-4}$	909
$TP - pml_{-y} = 7$	$\Delta y = 4 \times 10^{-4}$	122
$TP - pml_{+y} = 93$	$\Delta y = 4 \times 10^{-4}$	1626
$TP - SP = 43$	$\Delta y = 4 \times 10^{-4}$	376
$TPZ - pml_{+z} = 7$	$\Delta z = 2,56 \times 10^{-4}$	37

Verifica-se pela Tabela 4.15 que apenas 37 iterações são suficientes para que o ponto de medição receba algum sinal refletido devido a parede da CPML em $+z$ e realizando-se mais alguns cálculos é visto que um sinal que deixou SP e foi refletido pela CPML em $-y$ alcança o TP após aproximadamente 498 iterações.

Os campos elétricos foram medidos no ponto (TPX, TP, TPZ) e realizou-se o cálculo visto na Equação (4.5). A Figura 4.22 mostra o erro no campo elétrico devido a reflexões, calculado com a Equação (2.45), sendo E_{ref} obtido pela simulação do espaço aumentado.

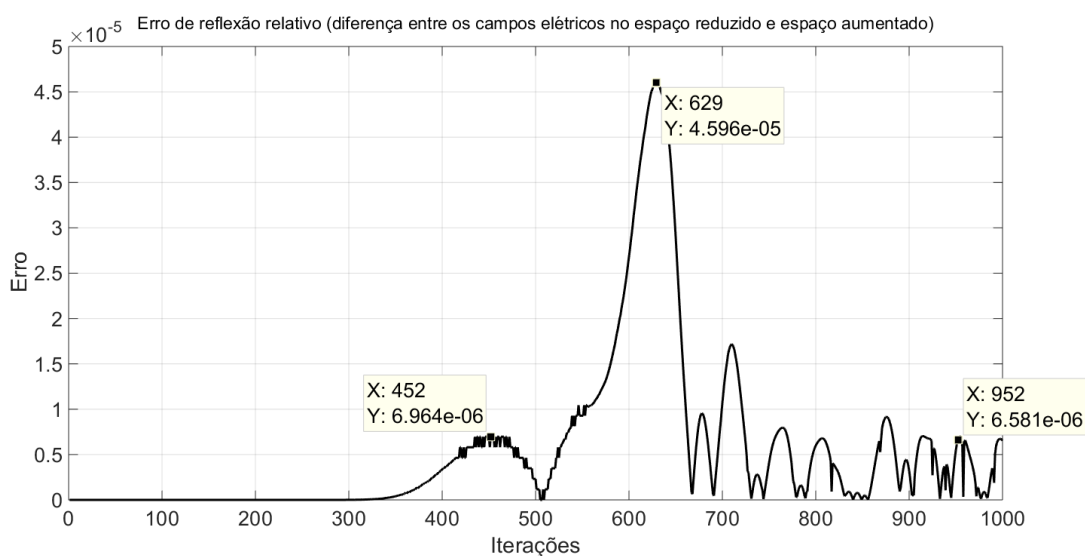


Figura 4.22: Erro de reflexão relativo entre o espaço reduzido e o aumentado.

Analisando a Figura 4.22 constata-se que aparentemente nenhuma reflexão ocorre devido a CPML na direção $+z$, mas algumas reflexões começam a surgir quando a simulação se aproxima de 400 iterações, próximo do que foi previsto. Nota-se também que o auge do erro de reflexão relativo está relacionado a reflexões da amplitude máxima do pulso. Dessa forma, verificou-se como mostrado no gráfico, a amplitude do erro antes e depois da medição de reflexões da amplitude máxima do pulso e os valores máximos encontrados foram da ordem de 10^{-5} .

A otimização da CPML foi então realizada utilizando-se o algoritmo de Evolução Diferencial e os mesmos dados da simulação com o espaço reduzido. Definiu-se os parâmetros da CPML nas direções $\pm y$ como variáveis de otimização, com o objetivo de minimizar o máximo erro de reflexão relativo calculado durante a simulação com a Equação (2.45) para o ponto (TPX, TP, TPZ). Na Tabela 4.16 são apresentadas as informações necessárias para iniciar o processo de otimização.

Tabela 4.16: Dados de entrada para o processo de otimização da CPML.

Variáveis de otimização	k_y^{max}, a_y^{max}, m e $\frac{\sigma_y^{max}}{\sigma_{opt}}$ (CPML em $\pm y$)
Limites das variáveis de otimização	$1 \leq k_y^{max} \leq 45$ $0 \leq a_y^{max} \leq 0,25$ $1 \leq m \leq 5$ $0,25 \leq \frac{\sigma_y^{max}}{\sigma_{opt}} \leq 2$
Estratégia para a Mutação	Current-to-rand/1
C (crossover)	0,7
Quantidade de Indivíduos	8
Quantidade de Gerações	80
Indivíduo inicial	$k_y^{max} = 1, a_y^{max} = 0, m = 3, \frac{\sigma_y^{max}}{\sigma_{opt}} = 1$
Critério de Parada	Quantidade de Gerações ou máximo <i>Erro Rel.</i> (Equação (2.45)) $\leq$ $fator_{precisão}$ com $fator_{precisão} = (10^{-6})$

Tabela 4.17: Resultados da otimização da CPML.

Variáveis de otimização Otimizadas	$k_y^{max} = 1$ $a_y^{max} = 0,0077553503$ $m = 3,4965277066$ $\frac{\sigma_y^{max}}{\sigma_{opt}} = 0,809472697125$ $\sigma_y^{max} = 11,8701$
Erro máximo	$1,2663 \cdot 10^{-5}$
Duração do Processo	76,25 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	640
Dados do Processador	Intel® Core™ 2 Duo 2 GHz RAM: 3 GB
Critério de Parada utilizado	Quantidade de Gerações

A Tabela 4.17 apresenta os resultados da otimização e informações sobre o processo. Nela verifica-se que após a execução de 80 gerações o fator de precisão não foi alcançado, mas como pode ser visto Figura 4.23 foi possível reduzir o erro máximo de reflexão ao longo das gerações e o algoritmo estabilizou após a execução de aproximadamente 45 gerações.



Figura 4.23: Máximo erro de reflexão para indivíduos que obtiveram melhor desempenho ao longo das gerações.

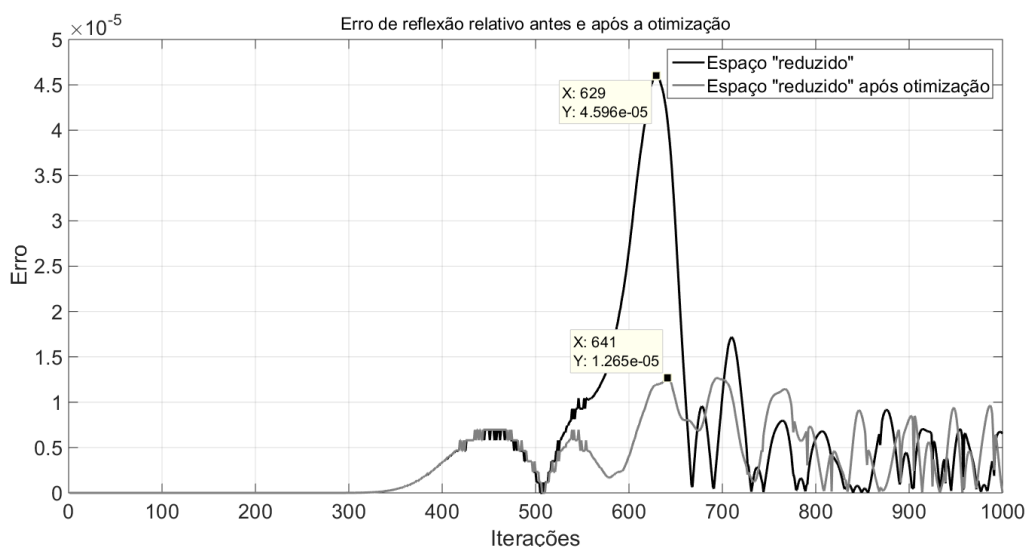


Figura 4.24: Comparação entre o Erro de reflexão calculado antes e após o processo de otimização.

Na Figura 4.24 a resposta inicial para o erro de reflexão, antes da otimização é comparada à obtida utilizando-se os parâmetros otimizados e verifica-se que foi possível obter uma pequena redução do erro principalmente em alguns pontos que apresentavam amplitude mais elevada. Os parâmetros encontrados foram utilizados nas simulações em que foram empregadas fontes *soft*.

4.6 Validação do algoritmo FDTD/CPML (Fonte *Soft*)

A antena apresentada na Figura 4.9 foi simulada no FDTD utilizando-se os parâmetros otimizados da camada de CPML na direção y , conforme Seção 4.5 e com a mesma configuração para a permissividade elétrica relativa apresentada na Figura 4.21. A antena foi excitada com uma fonte *soft*, definida com os parâmetros apresentados na Tabela 4.18.

Tabela 4.18: Dados da Simulação para validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

T	t_o	Permanência da fonte nas células [iterações]	Δt [s]	Δx [mm]	Δy [mm]	Δz [mm]
$30\Delta t$	$4T$	300	$0,5 \cdot \Delta t_{Courant} =$ $3,165 \times 10^{-13}$	0,4	0,4	0,256

A perda de retorno é calculada extraindo-se o logaritmo na base 10 do coeficiente de reflexão determinado pela Equação (2.56) e multiplicando o resultado por 20. Para o cálculo do coeficiente de reflexão são utilizadas as tensões refletidas e incidentes determinadas a partir de duas simulações, uma com a antena definida no espaço, que fornece a tensão total e outra com a definição da microfita “infinita”, que fornece a tensão incidente. Estas tensões são calculadas com a Equação (2.54) e a tensão refletida é obtida através da diferença entre a tensão total e incidente.

A corrente incidente é obtida através da simulação com a microfita “infinita”, sendo calculada em TP com Equação (2.52) e com a ideia ilustrada na Figura 2.5. Da mesma forma também determina-se a corrente em uma célula anterior a TP e ambas são usadas para calcular a corrente da Equação (2.53) empregada no cálculo de $Z_0(\omega)$. Com a determinação de $Z_0(\omega)$ através da Equação (2.55), pode-se então calcular a impedância efetiva da carga com a Equação (2.57) e extraindo-se respectivamente a parte real e imaginária de Z_L obtém-se a resistência e a reatância para uma faixa de frequências.

As simulações foram executadas com 50000 iterações e os resultados gerados para a perda de retorno, resistência e reatância foram comparados com os obtidos no *software* ADS para validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*). Este resultados são apresentados na Figura 4.25 à Figura 4.27.

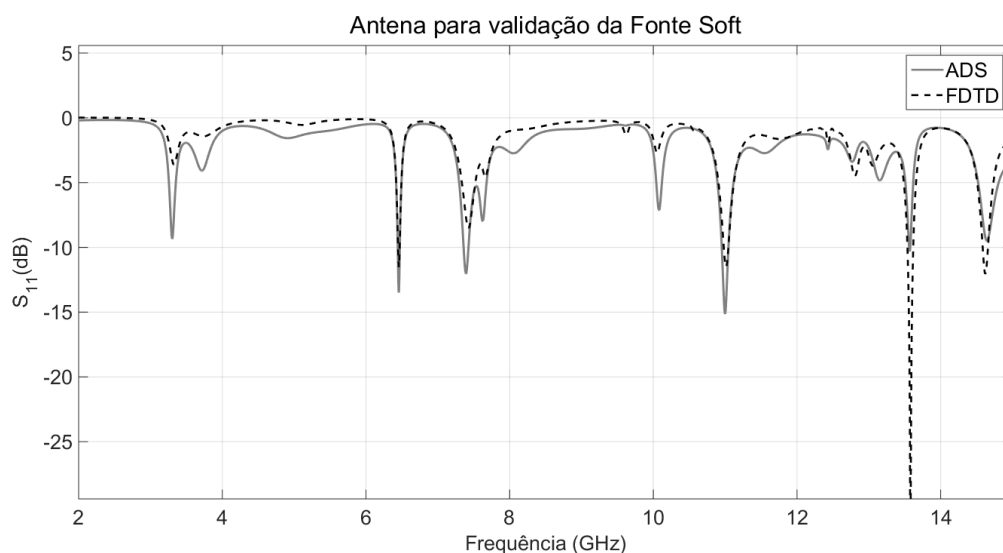


Figura 4.25: Perda de retorno para a antena usada na validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

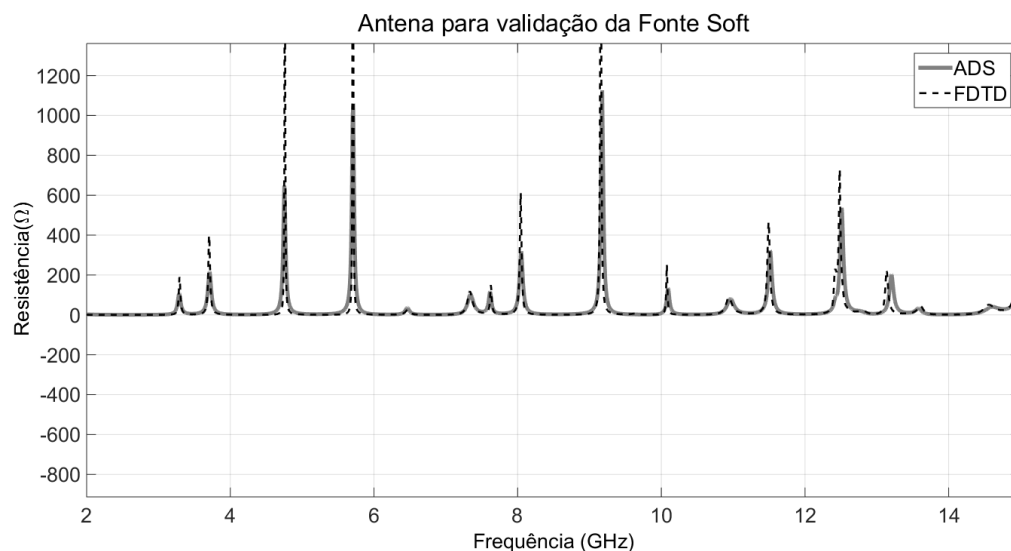


Figura 4.26: Resistência para a antena usada na validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

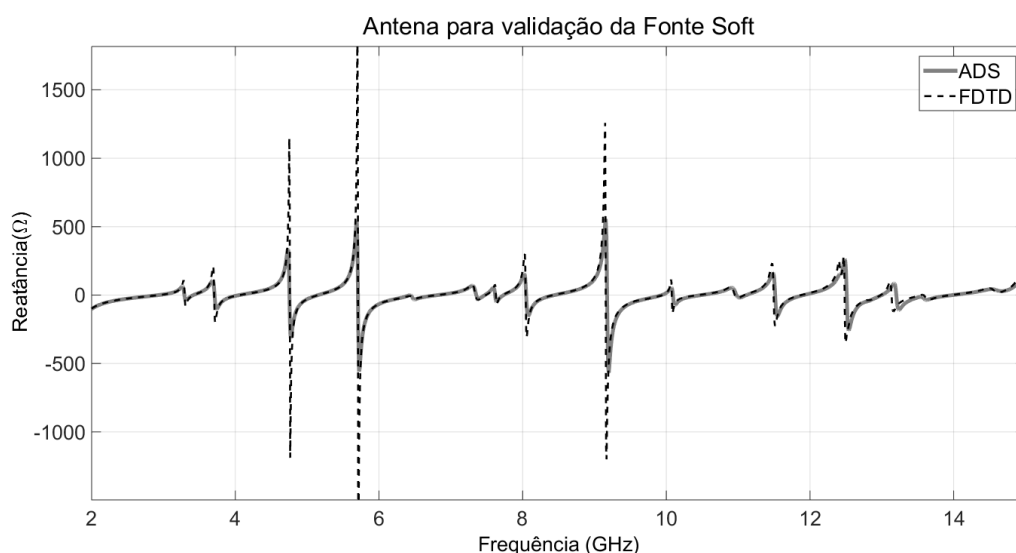


Figura 4.27: Reatância para a antena usada na validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

Os resultados do FDTD e do ADS estão em concordância para uma ampla faixa de frequências, nota-se que ambos previram todos os picos. Conclui-se portanto, que este algoritmo pode ser empregado em conjunto com algoritmos de otimização para o projeto de antenas em quaisquer das frequências analisadas, apesar de ser de interesse deste trabalho apenas a faixa de frequências de 2,4 – 2,5 GHz.

Verificou-se também como o cálculo da perda de retorno e impedância são afetados quando um número menor de iterações são realizadas. Esse procedimento foi feito para identificar o menor número de iterações que podem ser empregadas em um processo de

otimização sem causar o falseamento da resposta. A Figura 4.28 à Figura 4.30 apresentam os resultados das simulações para o emprego de 50000, 20000 e 8000 iterações.

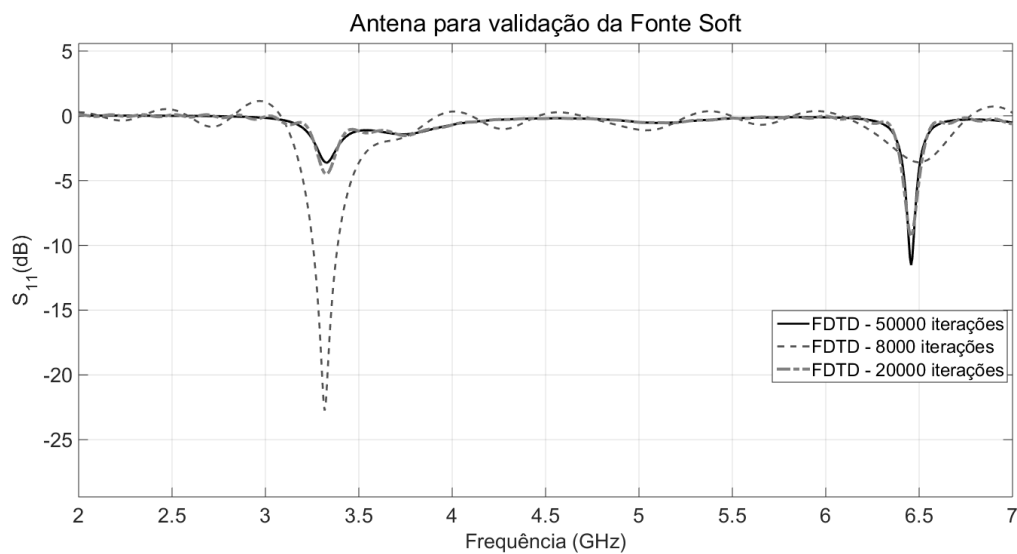


Figura 4.28: Análise do número de iterações necessárias para a otimização do S_{11} .

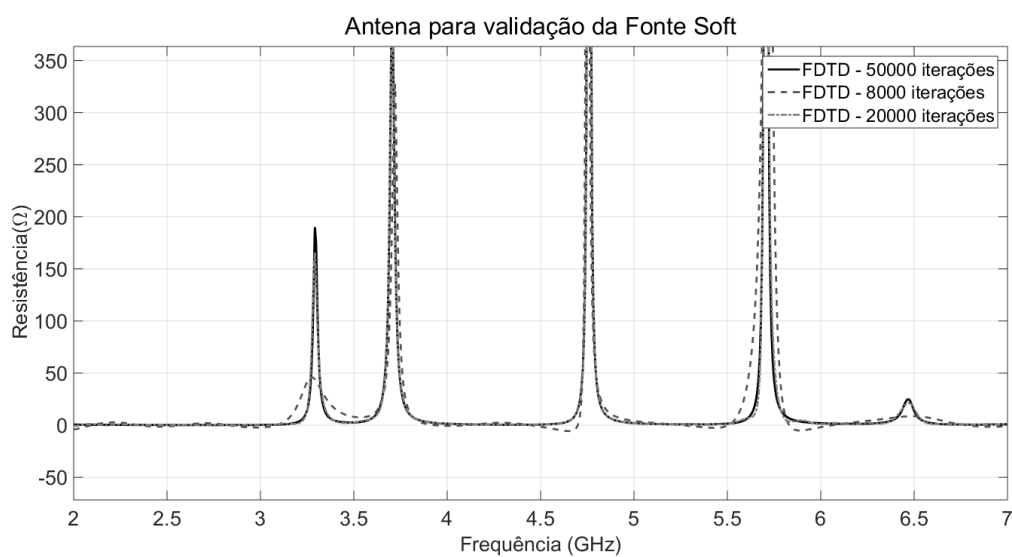


Figura 4.29: Análise do número de iterações necessárias para a otimização da resistência.

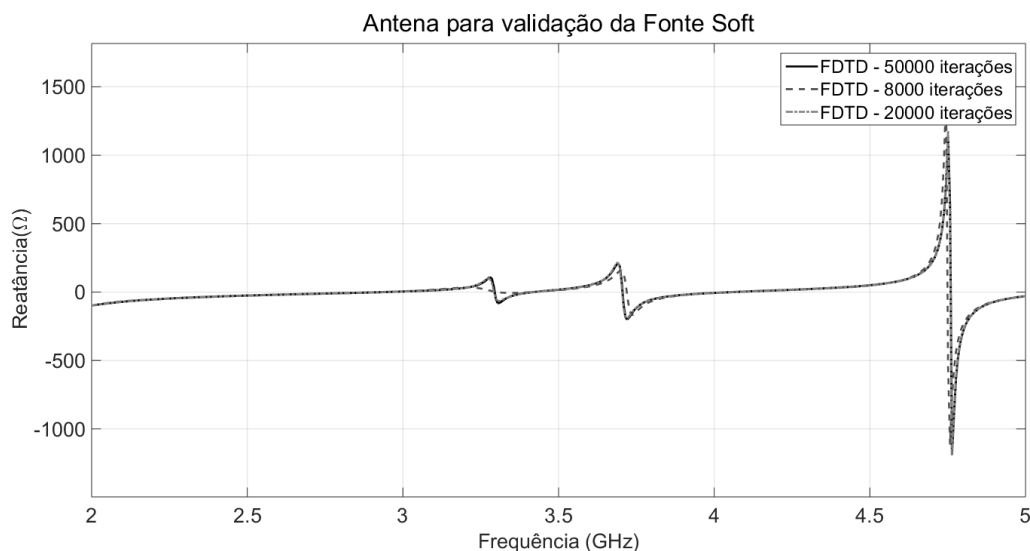


Figura 4.30: Análise do número de iterações necessárias para a otimização da reatância.

Na Figura 4.28 à Figura 4.30 observa-se que não houve alterações significativas dos resultados obtidos com a execução de 20000 iterações e com a execução de 50000 iterações. Em algumas frequências as amplitudes dos gráficos da resistência e reatância sofreram alterações quando foram executadas apenas 8000 iterações. Como o alvo da otimização para a impedância consiste em atingir valores específicos para uma dada frequência é mais adequado o emprego de 20000 iterações. Já com a utilização de 8000 iterações houve um aumento em módulo da amplitude de S_{11} nas proximidades da faixa de frequência de interesse deste trabalho. Nota-se também o surgimento de algumas oscilações no sinal. Apesar disso, 8000 iterações são utilizadas nas próximas otimizações da perda de retorno, porque permitem que as frequências de ressonância sejam previstas. Além disso, observa-se que a perda de retorno calculada através do algoritmo desenvolvido neste trabalho com a execução de 20000 iterações apresenta uma amplitude relativamente menor para a frequência analisada do que a que é fornecida por *softwares* comerciais. Ressalta-se também que o objetivo do processo não é atingir um valor específico para a perda de retorno em uma determinada frequência, mas sim minimizar o maior valor calculado para a faixa de frequências analisada.

4.7 Otimização da Perda de Retorno com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte *Soft*)

A perda de retorno é calculada como descrito na Seção 4.6 e é analisada na faixa de frequências de 2,4 – 2,5 GHz. Para alcançar os objetivos foi utilizado a mesma metodologia descrita na Seção 4.4.1.2. Dessa forma, as restrições quanto as derivadas das curvas a direita e a esquerda da perda de retorno em 2,45 GHz e o maior valor da perda de retorno para a faixa de frequências analisada foram tratados como um único objetivo, calculado através da Equação (4.2), que é baseada no método dos objetivos ponderados.

A seleção foi modificada em relação a utilizada na Seção 4.4.1.2. A perda de retorno pode assumir valores maiores que $|-15\text{ dB}|$ e neste caso o valor da função objetivo torna-se maior que 1 quando as condições relacionadas as derivadas são alcançadas. Dessa forma é interessante maximizar o valor da função objetivo e por isso para a etapa de seleção é empregada uma nova condição definida pela Equação (4.6).

$$x_{t+1,i} = \begin{cases} u_{t,i}, & \text{se } f(u_{t,i}) > f(x_{t,i}) \\ x_{t,i}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.6)$$

A Tabela 4.19 apresenta informações de parâmetros do FDTD e a Tabela 4.20 as dimensões fixas da antena utilizada no processo de otimização.

Tabela 4.19: Parâmetros utilizados no FDTD para o processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

T	t_o	Permanência da fonte no plano x, z [iterações]	Δt [s]	Δx [mm]	Δy [mm]	Δz [mm]
$30\Delta t$	$4T$	300	$0,5 \cdot \Delta t_{Courant} =$ $3,11 \times 10^{-13}$	0,4	0,4	0,248

Tabela 4.20: Dimensões fixas [mm] da antena empregada no processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

L_m	W_m	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	h
28,8	3,2	65,6	80	8,4	20	1,488

O número de gerações foi utilizado como critério de parada. A Tabela 4.21 apresenta os dados de entrada e resultados do processo de otimização. Após a realização de 14 gerações foi encontrado um valor próximo do desejado para a função objetivo e como mostrado na Figura 4.31 este manteve-se o melhor até a 36^a geração.

Tabela 4.21: Dados de entrada e resultados da otimização da perda de retorno – Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$26,4 \leq W \leq 48$ $17,6 \leq L \leq 33,6$ $1,6 \leq G_o \leq 8$ $2,8 \leq y_o \leq 13,6$
Estratégia de Mutação	<i>Best/rand/2</i>
C (crossover)	0,7
Quantidade de Indivíduos	7
Quantidade de Gerações	36/100
Duração do Processo	413,36 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	252
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 28$ $L = 31,2$ $G_o = 6,4$ $y_o = 7,2$
Dados do Processador	Intel® Core™ i5-650 3,20 GHz RAM: 8 GB

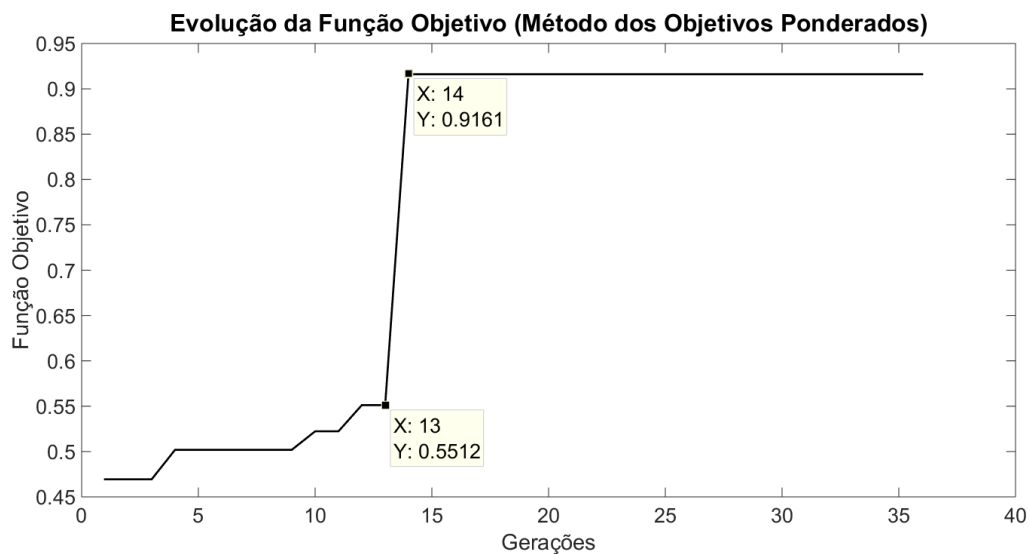


Figura 4.31: Evolução do S_{11} na otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

A Figura 4.32 apresenta a perda de retorno para o melhor e o segundo melhor indivíduos obtidos ao longo das 36 gerações.

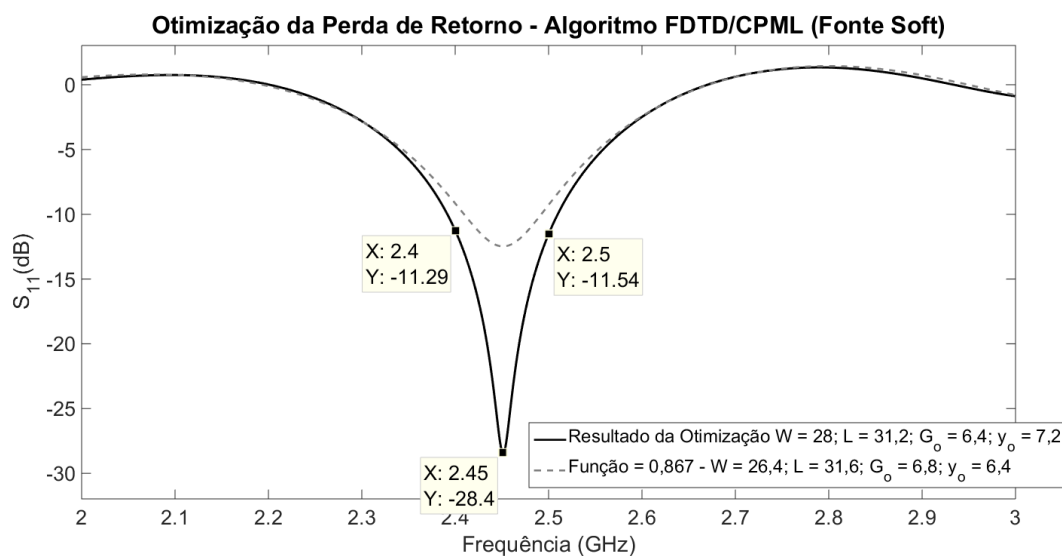


Figura 4.32: Perda de retorno para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

4.8 Otimização da Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte *Soft*)

As dimensões W e y_o de uma antena idêntica a apresentada na Figura 4.8 foram utilizadas como variáveis de otimização com o objetivo de otimizar a resistência e a reatância na frequência de $2,45\text{ GHz}$ para que tornassem-se respectivamente iguais a $50\ \Omega$ e $0\ \Omega$.

Este processo é multiobjetivo, por isso a etapa de seleção foi baseada no algoritmo NSGA-II. Os indivíduos da população corrente são comparados com os indivíduos da população de teste e um vetor é gerado com os indivíduos mais aptos e com aqueles que não puderam ser comparados quanto a aptidão. Este vetor tem um número de indivíduos igual a que há em uma população ou maior. Sobre o vetor gerado são realizadas as operações de FNS e distância de aglomeração, como apresentado na Seção 3.4.

A aptidão de cada indivíduo é avaliada em relação ao módulo da diferença entre o valor calculado para o objetivo e o valor definido como alvo, utilizando-se a mesma ideia da Tabela 3.1.

Os parâmetros utilizados no FDTD são idênticos aos apresentados na Tabela 4.19, exceto pela discretização em Z ($\Delta z = 0,256\text{ mm}$). As dimensões fixas da antena são apresentadas na Tabela 4.22, sendo que as dimensões W_{dm} e W_{dp} são variáveis, pois dependem da dimensão W .

Tabela 4.22: Dimensões fixas [mm] da antena empregada no processo de otimização de Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

L_m	W_m	W_s	L_s	L	G_o	h
27,2	3,2	47,2	65,2	29,2	3,2	1,536

O número de gerações foi utilizado como critério de parada. A Tabela 4.23 apresenta os dados de entrada e resultados do processo de otimização. Após a realização de 86 gerações foram encontrados valores próximos aos desejados para os objetivos. A Figura 4.33 à Figura 4.34 apresentam respectivamente a resistência e a reatância para indivíduos da última geração.

Tabela 4.23: Dados de entrada e resultados da otimização de Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$29,6 \leq W \leq 45,6$ $0 \leq y_o \leq 14,8$
Estratégia de Mutação	<i>Current-to-rand/1</i>
C (crossover)	0,7
Quantidade de Indivíduos	8
Quantidade de Gerações	86/100
Duração do Processo	57,39 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	688
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 35,6$ $y_o = 8,4$
Dados do Processador	Intel® Core™ i5-650 3,20 GHz RAM: 8 GB

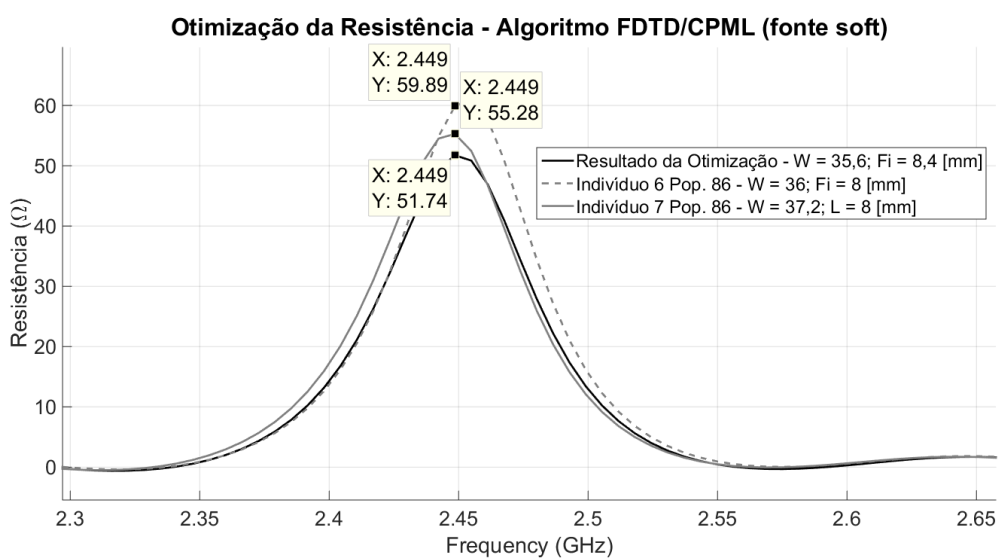


Figura 4.33: Resistência para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

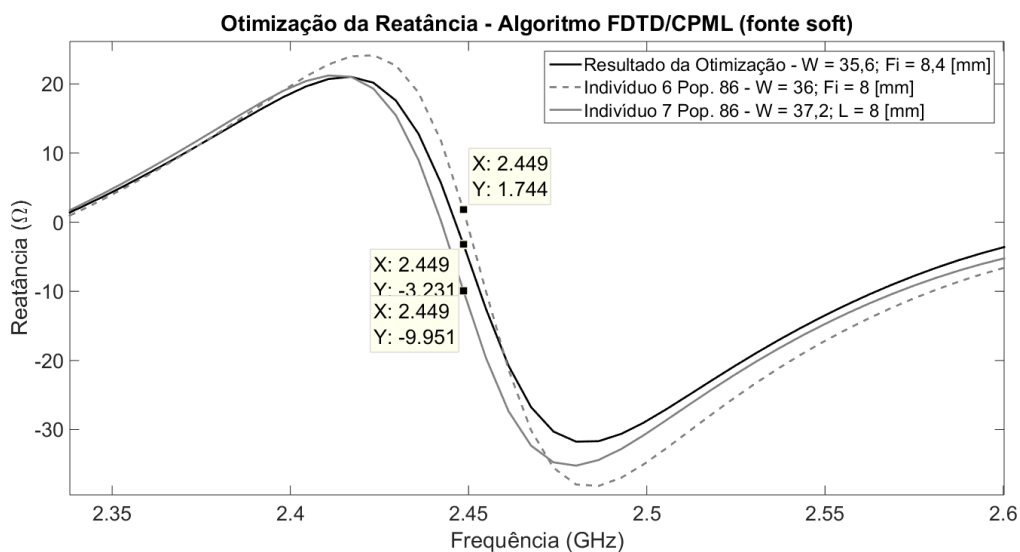


Figura 4.34: Reatância para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte soft).

4.9 Otimização da Perda de Retorno e Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte Soft)

As dimensões L , W , G_o e y_o foram utilizadas como variáveis de otimização do processo de otimização para obter uma ressonância na frequência de $2,45 \text{ GHz}$, minimizar a máxima perda de retorno calculada na faixa de frequências de $2,4 - 2,5 \text{ GHz}$ e encontrar resistência e reatância respectivamente iguais a 50Ω e 0Ω .

A perda de retorno e suas restrições foram convertidas em um único objetivo utilizando-se o método dos objetivos ponderados. Como o presente problema requer a otimização de três objetivos, utilizou-se o algoritmo baseado no NSGA-II na etapa de seleção. Inicialmente foi promovida a união entre a população corrente e a população de teste para gerar um único vetor. Cada indivíduo deste vetor teve sua aptidão avaliada quanto aos outros indivíduos do mesmo e executou-se o operador FNS e a distância de aglomeração quando necessário.

Os parâmetros utilizados no FDTD são idênticos aos apresentados na Tabela 4.19 e as dimensões fixas da antena idênticas as apresentadas na Tabela 4.20.

O número de gerações foi utilizado como critério de parada. A Tabela 4.24 apresenta os dados de entrada e resultados parciais do processo de otimização. Após a realização de 21 gerações o objetivo correspondente a perda de retorno e suas restrições tornou-se igual a 0,75 e a resistência e reatância igualaram-se respectivamente a $62,68 \Omega$ e $4,46 \Omega$ para a frequência

de 2,45 GHz. Este processo ainda encontra-se em andamento e acredita-se que resultados melhores serão alcançados após a realização de novas gerações. A Figura 4.38 à Figura 4.40 apresentam respectivamente a perda de retorno, resistência e a reatância para o melhor indivíduo desta geração.

Tabela 4.24: Dados de entrada e resultados da otimização de S_{11} e Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$26,4 \leq W \leq 48$ $17,6 \leq L \leq 33,6$ $1,6 \leq G_o \leq 8$ $2,8 \leq y_o \leq 13,6$
Estratégia de Mutação	<i>rand/1</i>
C (crossover)	0,8
Quantidade de Indivíduos	6
Quantidade de Gerações	21/100
Duração do Processo	413,29 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	126
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 40$ $L = 29,6$ $G_o = 6$ $y_o = 6,8$
Dados do Processador	Intel® Core™ i5-3570 3,40 GHz RAM: 8 GB

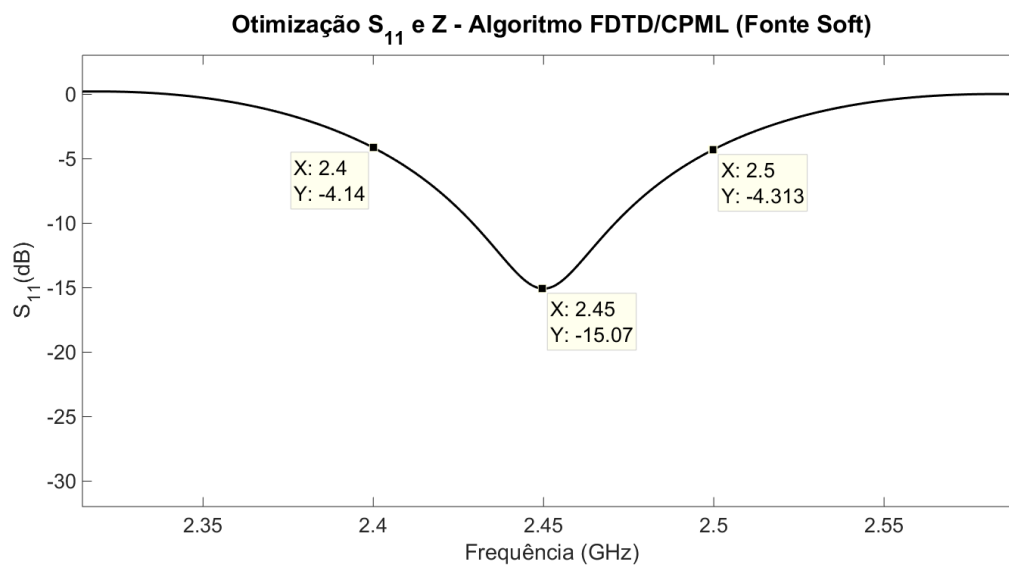


Figura 4.35: Perda de retorno para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

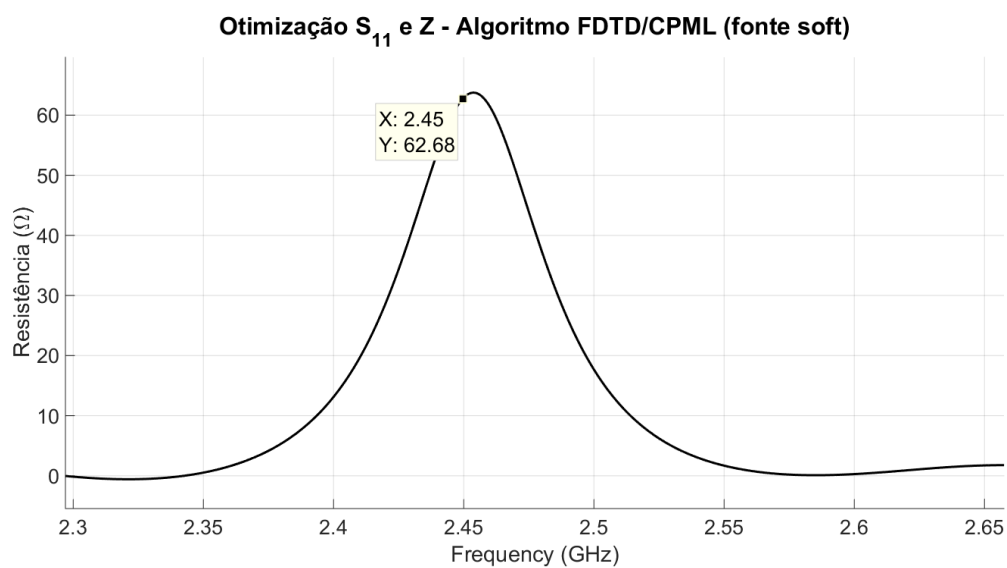


Figura 4.36: Resistência para a antenna resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

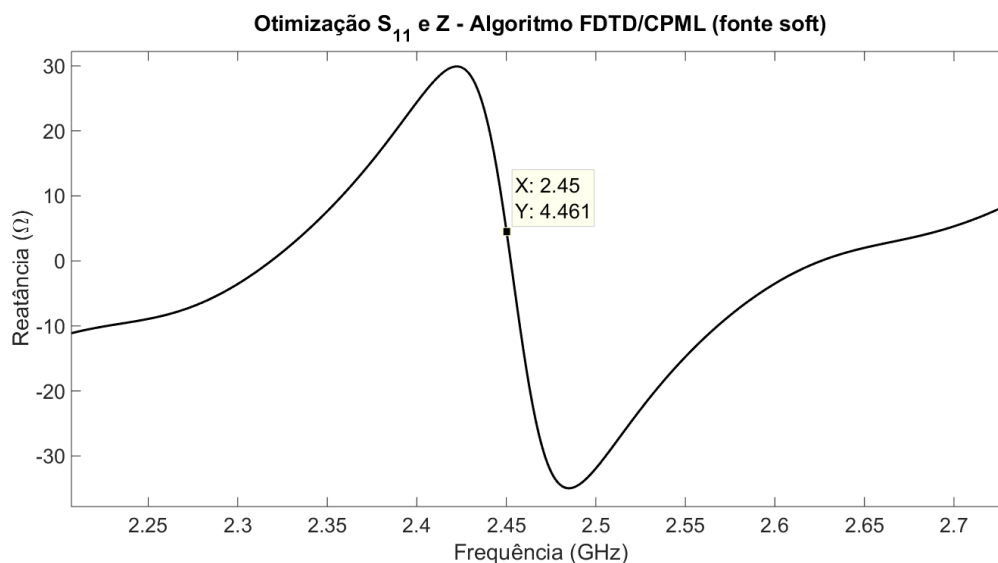


Figura 4.37: Reatância para a antena resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte *soft*).

4.10 Análise da Transição entre Materiais nas Interfaces das Células e Validação do Algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS)

A antena mostrada na Figura 4.12, foi simulada no FDTD com os parâmetros mostrados na Tabela 4.25 e dimensões apresentadas na Tabela 4.26. A excitação foi feita utilizando uma fonte RVS, vista na Seção 2.3.4.

Tabela 4.25: Dados da Simulação para validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

T	t_o	R_s [Ω]	Δt [s]	Δx [mm]	Δy [mm]	Δz [mm]	n° de Iterações
$30\Delta t$	$4T$	50	$0,5 \cdot \Delta t_{Courant}$ $= 3,165 \times 10^{-13}$	0,4	0,4	0,256	20000

Tabela 4.26: Dimensões fixas [mm] da antena utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

W	L	L_m	W_m	y_o	G_o	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	h
34	29,2	22	3,2	8,8	3,2	42	33,2	4	19,4	1,536

O efeito da permissividade elétrica relativa usada nas interfaces das células em que ocorre transição de materiais foi avaliado no cálculo da perda de retorno, impedância e ganho. Duas simulações foram realizadas, em uma delas a interface das células foi modelada com a permissividade relativa média e em outra utilizou-se a permissividade relativa unitária para transição entre metal - dielétrico e permissividade relativa do dielétrico na interface dielétrico - ar, como apresentado na Seção 2.1.2. A comparação entre os resultados obtidos é realizada na Figura 4.38 à Figura 4.42, através das quais também é feito a validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

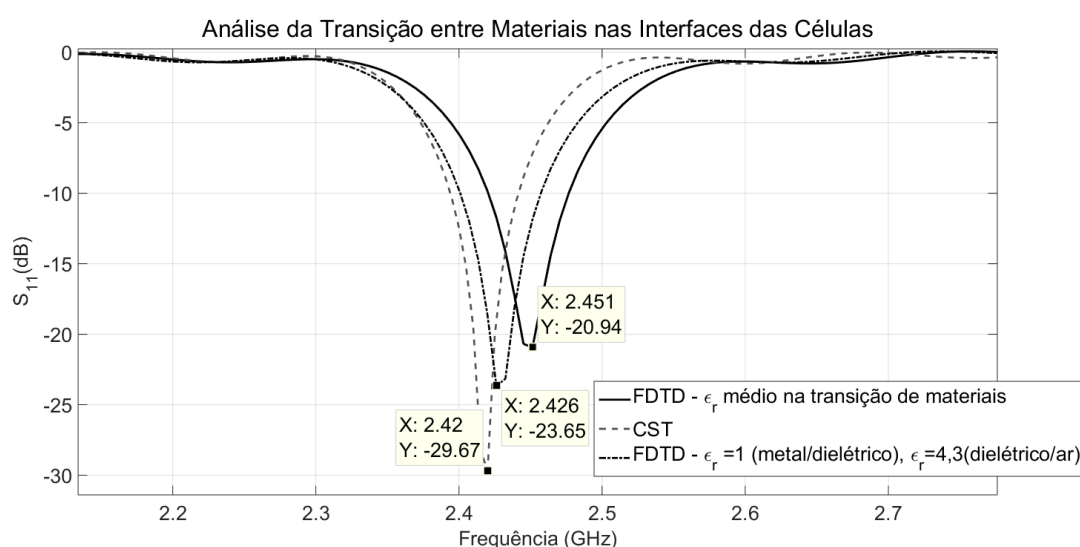


Figura 4.38: Perda de retorno da antena utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

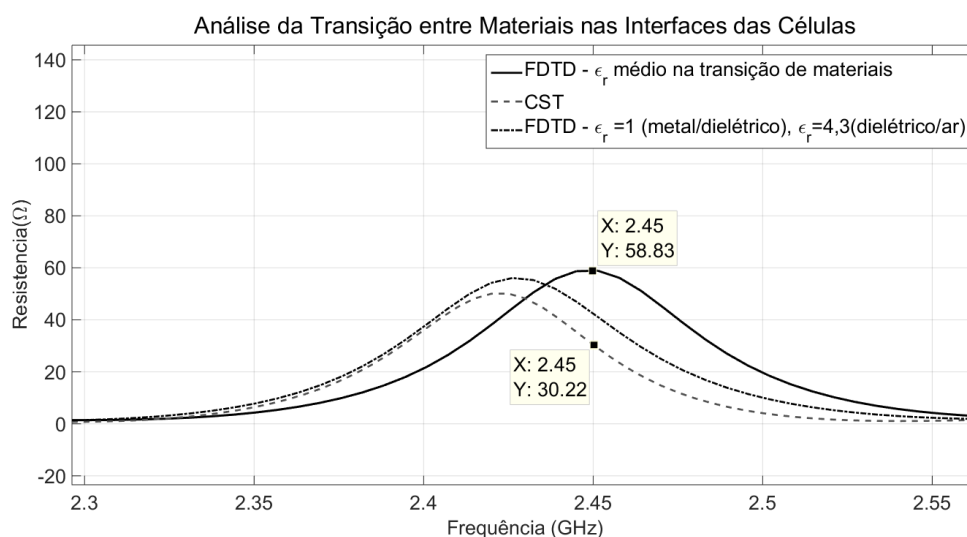


Figura 4.39: Resistência da antena utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

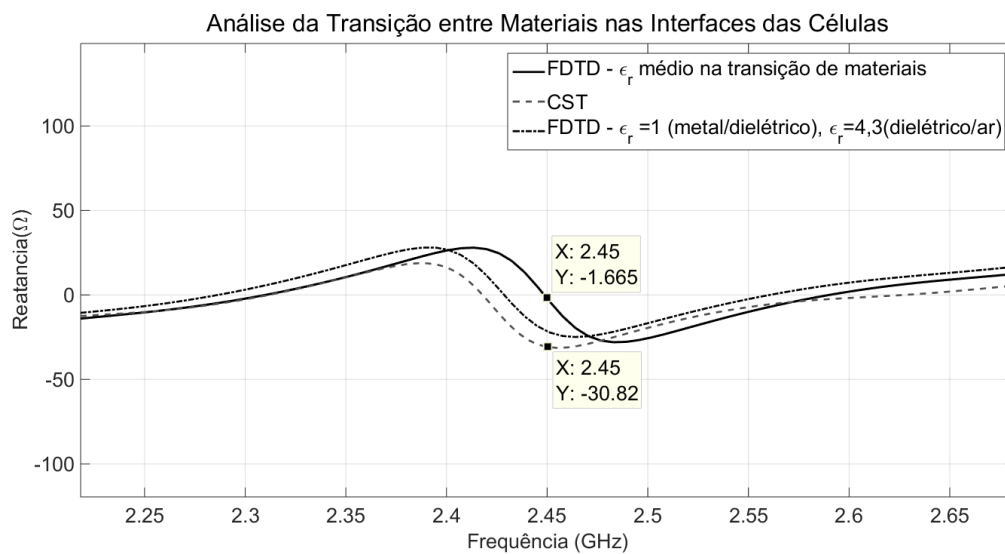


Figura 4.40: Reatância da antena utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

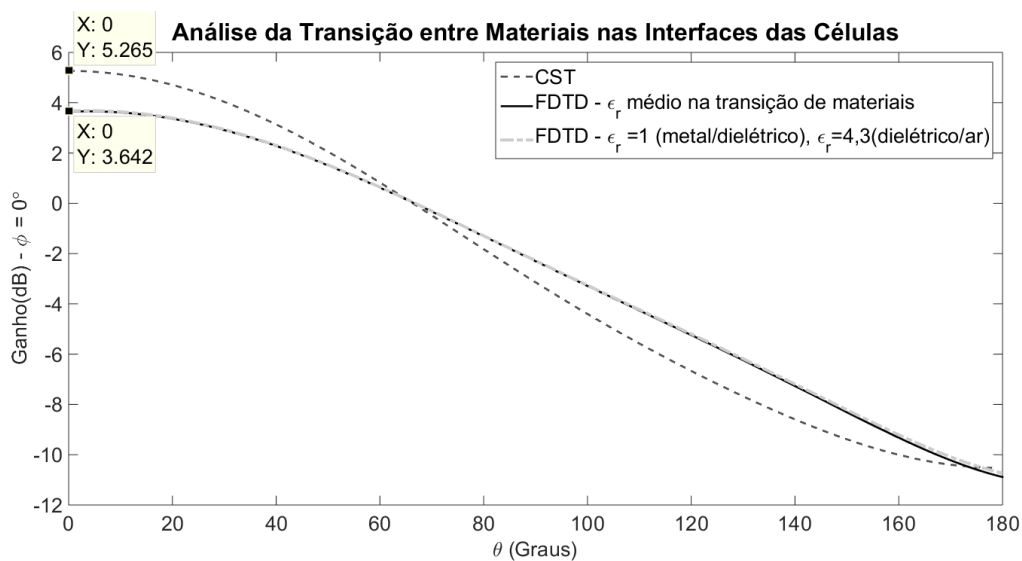


Figura 4.41: Ganho ($\phi = 0$) da antena utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

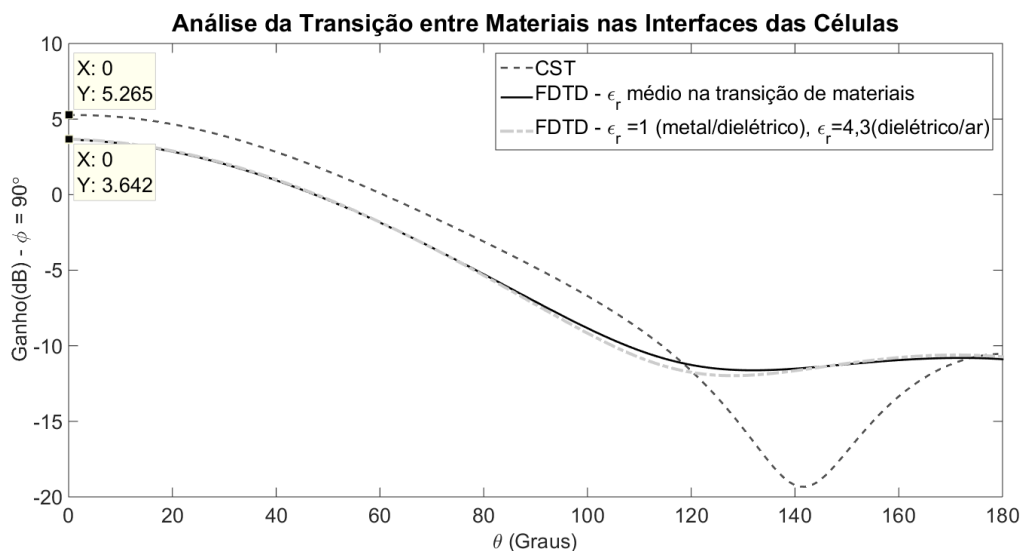


Figura 4.42: Ganho ($\phi = 90^\circ$) da antena utilizada para análise da transição de materiais nas interfaces das células e validação do algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

A perda de retorno apresentada foi calculada com a Equação (2.64) e a impedância com a Equação (2.65), assumindo $Z_s = 50 \Omega$.

Observa-se na Figura 4.38 à Figura 4.42 que os resultados das simulações com a permissividade relativa unitária para transição entre metal/dielétrico e permissividade relativa do dielétrico na interface dielétrico/ar se aproximaram mais dos fornecidos pelo CST do que aqueles obtidos com a permissividade média, apresentando inclusive amplitudes próximas. Já quanto ao ganho nenhuma das configurações apresentaram diferenças significativa. Dessa forma, acredita-se que a configuração que forneceu resultados mais próximos aos do CST é mais adequada para se modelar a interface das células. Apesar de uma investigação não ter sido realizada para verificar o efeito de se utilizar a permissividade elétrica média apenas na interface dielétrico-ar, sabe-se entretanto, que esta abordagem geralmente conduz a bons resultados.

4.11 Otimização da Perda de Retorno com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS)

Neste processo ainda foi utilizado a permissividade média na interface das células em que ocorre transição de materiais. A perda de retorno é calculada como descrito na Seção 4.6 e é analisada na faixa de frequências de 2,4 – 2,5 GHz. Para alcançar os objetivos foi utilizado a mesma metodologia descrita na Seção 4.4.1.2. Dessa forma, as restrições quanto as derivadas das curvas a direita e a esquerda da perda de retorno em 2,45 GHz e o maior valor da perda de

retorno para a faixa de frequências analisada foram tratados como um único objetivo, calculado através da Equação (4.2), que é baseada no método dos objetivos ponderados. A seleção foi realizada como apresentado na Seção 4.7, através da Equação (4.6).

A Tabela 4.27 apresenta informações de parâmetros do FDTD e a Tabela 4.32 as dimensões fixas da antena utilizada no processo de otimização. As dimensões W_s e L_s não são iguais para todos os indivíduos, dependem respectivamente das dimensões W e L , mas a distância entre a borda da plaqueta e a extremidade da placa de dielétrico é de 10 mm . As dimensões W , L , y_o e $DeslMicX$ foram definidas como variáveis de otimização, sendo esta última o deslocamento da microfita nas direções $\pm x$.

Tabela 4.27: Parâmetros utilizados no FDTD para o processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

T	t_o	R_s [Ω]	Δt [s]	Δx [mm]	Δy [mm]	Δz [mm]
$40\Delta t$	$3T$	50	$0,95 \cdot \Delta t_{Courant} =$ $5,91 \times 10^{-13}$	0,4	0,4	0,248

Tabela 4.28: Dimensões fixas [mm] da antena empregada no processo de otimização de S_{11} – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

L_m	W_m	G_o	h
28,8	3,2	2	1,488

O número de gerações foi utilizado como critério de parada. A Tabela 4.29 apresenta os dados de entrada e resultados do processo de otimização. Após a realização de 26 gerações foi encontrado um valor próximo do desejado para a função objetivo e como mostrado na Figura 4.45 este manteve-se o melhor até a 53^a geração.

Tabela 4.29: Dados de entrada e resultados da otimização da perda de retorno – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$26,4 \leq W \leq 48$ $17,6 \leq L \leq 33,6$ $2,8 \leq y_o \leq 13,6$ $-8 \leq DeslMicX \leq 8$
Estratégia de Mutação	<i>Best/rand/2</i>
C (crossover)	0,7
Quantidade de Indivíduos	7
Quantidade de Gerações	53/100
Duração do Processo	410,02 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	371
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 33,6$ $L = 29,2$ $y_o = 10,4$ $DeslMicX = -7,2$
Dados do Processador	Intel® Core™ i5-3570 3,40 GHz RAM: 8 GB

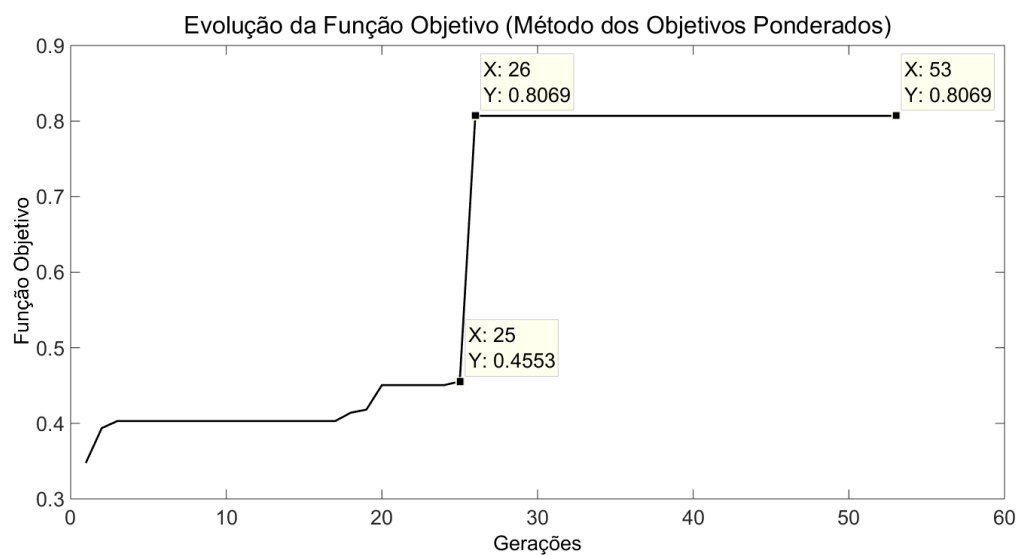


Figura 4.43: Evolução do S_{11} na otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

A Figura 4.32 apresenta a perda de retorno para os dois melhores indivíduos obtidos ao longo das 56 gerações.

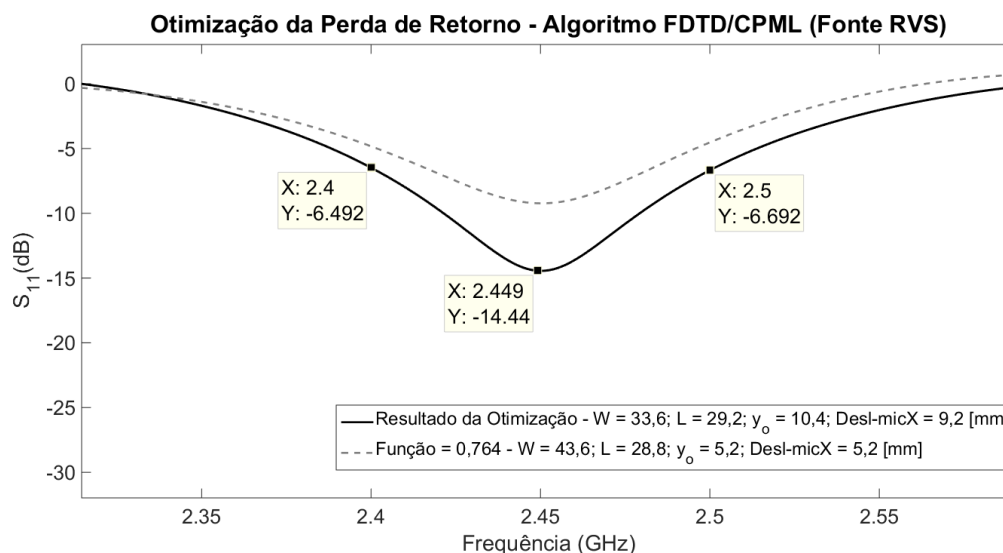


Figura 4.44: Perda de retorno para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

4.12 Otimização da Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS)

Neste processo foi utilizado a CPML na direção $-z$ e a permissividade média na interface das células em que ocorre transição de materiais não foi empregada. As dimensões W , L e y_o foram utilizadas como variáveis de otimização deste processo para obter a resistência e reatância na frequência de 2,45 GHz respectivamente iguais a 50Ω e 0Ω . As dimensões W_s e L_s não são fixas, são ajustadas de acordo com as dimensões de W e L . A extremidade da plaqueta está distante da extremidade da placa do dielétrico em 6,3 mm e as outras dimensões são fixas e são apresentadas na Tabela 4.30.

Tabela 4.30: Dimensões fixas [mm] da antena para otimização de Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

G_o	L_m	W_m	h
3,15	22,05	3,15	1,59

A Tabela 4.31 apresenta os parâmetros da fonte RVS e informações sobre o passo temporal, discretização do espaço e quantidade de iterações realizadas a cada execução do FDTD. Destaca-se que as medições dos campos para o cálculo da impedância são realizadas em um ponto do mesmo plano para o qual foi definida a excitação da microfita.

Tabela 4.31: Dados no FDTD para o processo de otimização da perda de retorno.

T	t_o	R_s [Ω]	Δt [s]	Δx [mm]	Δy [mm]	Δz [mm]
$40\Delta t$	$3T$	50	$0,95 \cdot Courant$ $= 7,217 \cdot 10^{-13}$	0,63	0,63	0,265

Este problema foi tratado como multiobjetivo e para resolvê-lo utilizou-se um algoritmo baseado no NSGA-II. Inicialmente indivíduos de posições correspondentes na população corrente e na população de teste foram comparados quanto a aptidão e um vetor foi gerado com os indivíduos mais aptos e com aqueles que não podiam ser comparados quanto a aptidão. Quando o vetor gerado continha um número de indivíduos maior que o utilizado em uma população, a aptidão de cada indivíduo era avaliada quanto aos outros indivíduos do vetor e aplicava-se o operador FNS e a distância de aglomeração quando necessário. A Tabela 4.32 apresenta informações sobre o processo de otimização.

Tabela 4.32: Dados de entrada e resultados da otimização de Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$18,9 \leq W \leq 56,7$ $10,08 \leq L \leq 47,88$ $1,26 \leq y_o \leq 20,16$
C (crossover)	0,8
Estratégia para a Mutação	rand/1
Quantidade de Indivíduos	6
Quantidade de Gerações	81/100
Duração do Processo	934,33 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	486
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 32,13$ $L = 28,98$ $y_o = 10,08$
Dados do Processador	Intel® Core™ i5-3570 3,40 GHz RAM: 8 GB

O processo foi interrompido após 81 gerações, pois foi verificado que não houve evolução após a realização da 37^a geração e que 4 dos indivíduos tornaram-se iguais.

A Figura 4.45 à Figura 4.46 mostram respectivamente os melhores resultados obtidos para a resistência e reatância na 2^a geração e na última geração executada.

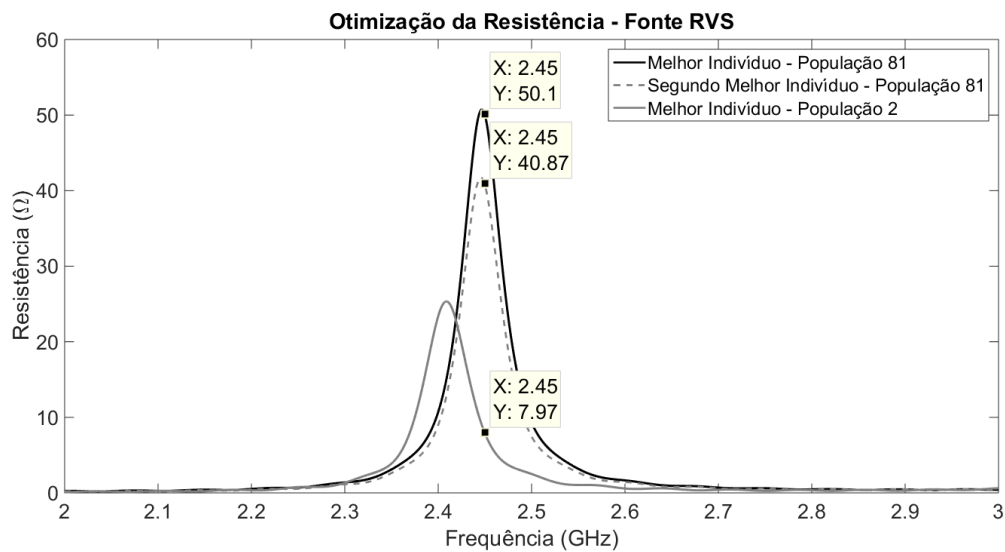


Figura 4.45: Resistência para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

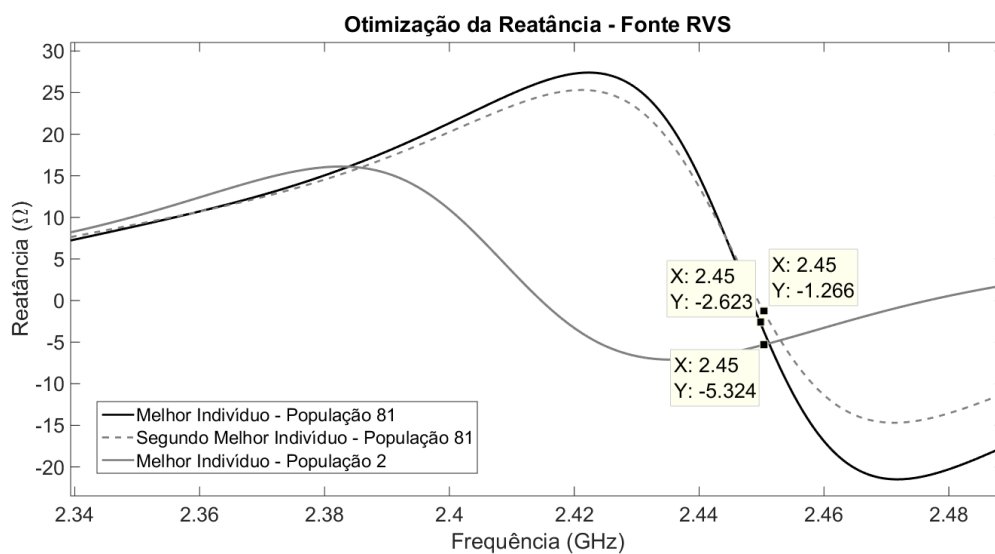


Figura 4.46: Reatância para antenas do processo de otimização - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

4.13 Otimização da Perda de Retorno e Impedância com o algoritmo FDTD/CPML (Fonte RVS)

Nestes processo as dimensões W, L, G_o e y_o foram escolhidas como variáveis de otimização. As dimensões W_s e L_s não são fixas, são ajustadas de acordo com as dimensões de W e L . A extremidade da plaqueta está distante da extremidade da placa do dielétrico em $6,3\text{ mm}$, as dimensões fixas da antena são apresentadas na Tabela 4.33.

Tabela 4.33: Dimensões fixas [mm] da antena para otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

L_m	W_m	h
22,05	3,15	1,536

Os parâmetros utilizados no FDTD são idênticos aos apresentados na Tabela 4.31, exceto pela discretização em Z ($\Delta z = 0,256\text{ mm}$) e $\Delta t = 0,95 \cdot Courant = 7,033 \times 10^{-13}\text{ s}$.

As restrições para a perda de retorno foram tratadas com o método de penalidades apresentado na Tabela 3.4. Na etapa de seleção indivíduos de posições correspondentes na população corrente e na população de teste foram comparados quanto a aptidão e um vetor foi gerado com os indivíduos mais aptos e com aqueles que não podiam ser comparados quanto a aptidão. Quando o vetor gerado continha um número de indivíduos maior que o utilizado em uma população, a aptidão de cada indivíduo era avaliada quanto aos outros indivíduos do vetor e aplicava-se o operador FNS e a distância de aglomeração quando necessário. A Tabela 4.36 apresenta informações sobre o processo de otimização. Após a realização de 56 gerações foram obtidos valores para a perda de retorno e impedância próximos aos definidos como alvos, entretanto o processo ainda não foi finalizado, pois acredita-se que resultados melhores que os apresentados na Figura 4.47 à Figura 4.49 ainda podem ser alcançados após a realização de novas gerações.

Tabela 4.34: Dados de entrada e resultados da otimização de S_{11} e Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

Limites das variáveis de otimização [mm]	$18,9 \leq W \leq 56,7$ $18,9 \leq L \leq 50,4$ $1,26 \leq G_o \leq 6,3$ $1,26 \leq y_o \leq 17,01$
C (crossover)	0,8
Estratégia para a Mutação	rand/1
Quantidade de Indivíduos	6
Quantidade de Gerações	56/100
Duração do Processo	633,03 (horas)
Quantidade de vezes que Função objetivo foi calculada	336
Variáveis de otimização Resultantes da Otimização [mm]	$W = 34,02$ $L = 28,98$ $G_o = 3,15$ $y_o = 9,45$
Dados do Processador	Intel® Core™ i5-3570 3,40 GHz RAM: 8 GB

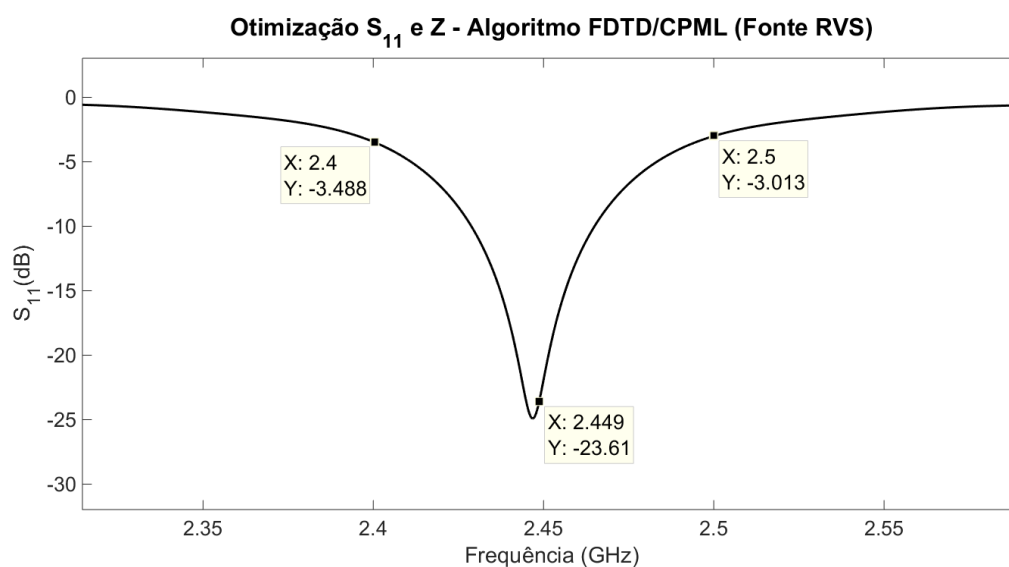


Figura 4.47: Perda de retorno para a antena resultante do processo de otimização de S_{11} e Z – Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

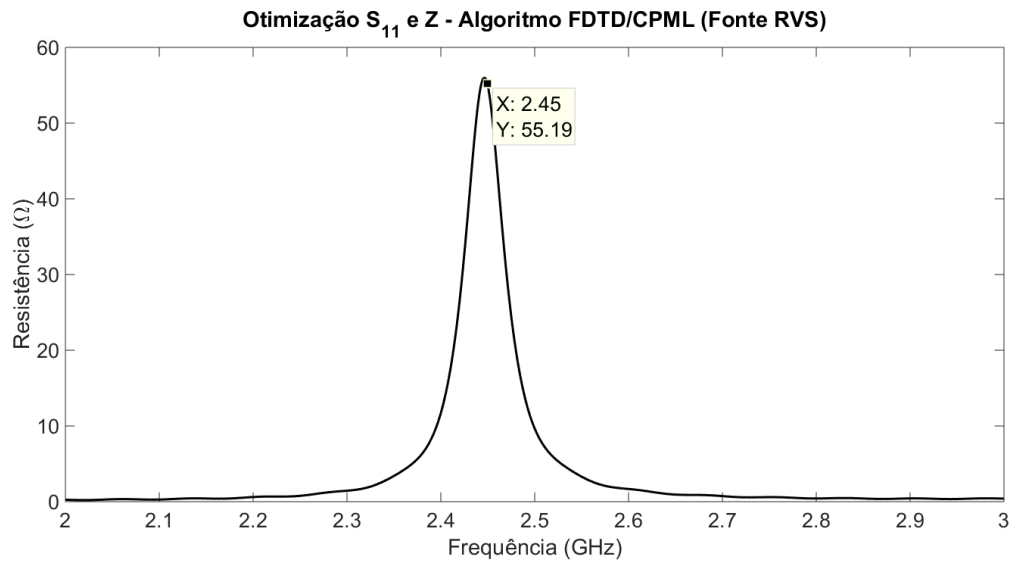


Figura 4.48: Resistência para a antena resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

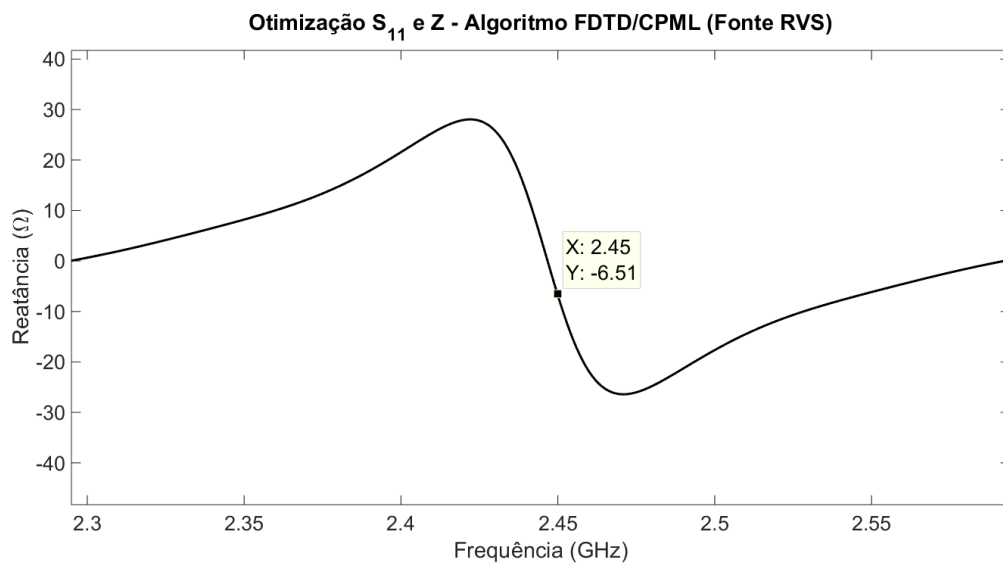


Figura 4.49: Reatância para a antena resultante do processo de otimização de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML (fonte RVS).

4.14 Conclusões Parciais

Um processo de otimização pode não convergir para os valores definidos como alvos, ainda que soluções existam e estejam dentro do espaço de busca. Com o objetivo de alcançar estas soluções optou-se por realizar neste trabalho otimizações com diversificadas dimensões

para a geometria da antena, variáveis de otimização, estratégias de mutação, número de indivíduos, metodologia de busca dos objetivos, entre outros, como pode ser observado nas Tabelas 4.35 a 4.43. Estas tabelas reúnem as principais informações sobre cada uma das otimizações apresentadas ao longo deste Capítulo para facilitar a visualização das especificidades de cada processo.

Tabela 4.35: Dimensões [mm] e S_{11} [dB] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/UPML (Fonte *soft*).

Otim.	W	L	L_m	W_m	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	G_o	y_o	h	S_{11}
1 ^a	43,6	28,97	29,38	3,2	65,6	79,97	8,4	20	2	1,22	0,795	-5,6
2 ^a	40,4	29,78	29,38	3,2	65,6	79,97	8,4	20	2	7,34	0,795	-35,4
3 ^a	39,6	29,78	22,44	2,4	56	66,10	2,4	4,8	2,4	5,30	0,795	-23,1
4 ^a	46,5	29,2	22,44	3,2	65,6	66,10	2,4	31,2	3,2	5,71	0,795	-25,5
* 5 ^a	46,5	29,2	29,38	3,2	65,6	79,97	9,54	31,2	3,6	4,90	0,795	-32,8

*Dimensões da descontinuidade inserida na plaqueta [mm]: $A_x = 1,6$; $A_y = 1,632$; $D_x = 8$; $D_y = 15,096$.

Tabela 4.36: Dimensões [mm] e S_{11} [dB] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/CPML.

Otim.	W	L	L_m	W_m	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	G_o	y_o	$DeslMicX$	h	S_{11}
S_{11} Soft	28	31,2	28,8	3,2	65,6	80	8,4	20	6,4	7,2	0	1,488	-28,4
S_{11} RVS	33,6	29,2	28,8	3,2	53,6	68	10	25,2	2	10,4	-7,2	1,488	-14,44

Tabela 4.37: Dimensões [mm] e Z [Ω] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/CPML.

Otim.	W	L	L_m	W_m	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	G_o	y_o	h	Res.	Rea.
Z Soft	35,6	29,2	27,2	3,2	47,2	65,2	5,8	22	3,2	8,4	1,536	51,74	-3,23
Z RVS	32,13	28,98	22,05	3,15	44,73	57,33	6,3	20,79	3,15	10,08	1,59	50,1	-2,62

Tabela 4.38: Dimensões [mm], S_{11} [dB] e Z [Ω] na frequência de ressonância para as antenas obtidas nos processos de otimização realizados com o Algoritmo FDTD/CPML.

Otim.	W	L	L_m	W_m	W_s	L_s	W_{dp}	W_{dm}	G_o	y_o	h	S_{11}	Res.	Rea.
S_{11}, Z Soft	40	29,6	28,8	3,2	65,6	80	8,4	20	6	6,8	1,488	-15	62,68	4,46
S_{11}, Z RVS	34,0	28,98	22,05	3,15	46,62	57,33	6,3	21,73	3,15	9,45	1,536	-24	55,19	-6,51

Tabela 4.39: Descrição da metodologia empregada em cada um dos processos de otimização para que os objetivos fossem alcançados - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

Otim.	Metodologia para alcançar os objetivos
1 ^a	S_{11} em 2,475 GHz deve ser menor que -15 dB e o menor valor na faixa de frequências de 1,95 – 2,95 GHz.
2 ^a	Restrições quanto as derivadas das curvas de S_{11} a direita e a esquerda da frequência de 2,45 GHz e o maior valor de S_{11} calculado na faixa de frequências de 2,4 – 2,5 GHz são transformados em um único objetivo, através do método dos objetivos ponderados.
3 ^a	Restrições quanto as derivadas das curvas de S_{11} a direita e a esquerda da frequência de 2,45 GHz e o maior valor de S_{11} foram tratados individualmente, sendo que cada um foi considerado um objetivo. Para tratamento deste problema multiobjetivo foi utilizado o método de seleção baseado no NSGA-II. Obs.: A distância de aglomeração foi calculada de uma forma não usual e de certa forma incorreta.
4 ^a	Mesma metodologia utilizada na 3 ^a Otimização.
5 ^a	Mesma metodologia utilizada na 3 ^a Otimização.

Tabela 4.40: Descrição da metodologia empregada em cada um dos processos de otimização para que os objetivos fossem alcançados - Algoritmo FDTD/CPML.

Otimiz.	Metodologia para alcançar os objetivos
S_{11} (Soft)	Restrições quanto as derivadas das curvas de S_{11} a direita e a esquerda da frequência de 2,45 GHz e o maior valor de S_{11} calculado na faixa de frequências de 2,4 – 2,5 GHz são transformados em um único objetivo, através do método dos objetivos ponderados.
S_{11} (RVS)	Mesma metodologia utilizada na otimização de S_{11} (fonte <i>soft</i>).
Z (Soft)	Trata-se de um problema multiobjetivo, por isso utilizou-se o algoritmo baseado no NSGA-II para realizar a etapa de seleção. Os indivíduos com posições correspondentes na população corrente e na população de teste foram comparados quanto a aptidão e um vetor foi gerado com os indivíduos mais aptos e com aqueles que não podiam ser comparados quanto a aptidão. Sobre este vetor foi então aplicado o operador FNS e quando necessário a distância de aglomeração.
Z (RVS)	Mesma metodologia utilizada na otimização de Z (fonte <i>soft</i>).
Z e S_{11} (Soft)	A perda de retorno e suas restrições foram convertidas em um único objetivo utilizando-se o método dos objetivos ponderados e utilizou-se o algoritmo baseado no NSGA-II na etapa de seleção do DE. Inicialmente foi promovida a união entre a população corrente e a população de teste para gerar um único vetor. Cada indivíduo deste vetor teve sua aptidão avaliada quanto aos outros indivíduos do mesmo e executou-se o operador FNS e a distância de aglomeração quando necessário.
Z e S_{11} (RVS)	As restrições para a perda de retorno foram tratadas com o método de penalidades. Na etapa de seleção indivíduos de posições correspondentes na população corrente e na população de teste foram comparados quanto a aptidão e um vetor foi gerado com os indivíduos mais aptos e com aqueles que não podiam ser comparados quanto a aptidão. Sobre este vetor executava-se o operador FNS e a distância de aglomeração quando necessários.

Tabela 4.41: Dados de entrada e informações sobre o tempo de simulação e número de gerações dos processos de otimização - Algoritmo FDTD/UPML (fonte *soft*).

Otim.	Estratégia de Mutação	C	Nº Indiv.	Duração [horas]	Limites Entradas [mm]	Gerações
1 ^a	<i>Best/rand/2</i>	0,6	6	176,51	$36,8 \leq W \leq 45,6$ $21,216 \leq L \leq 30,192$	38
2 ^a	<i>Best/rand/2</i>	0,6	7	439,19	$40 \leq W \leq 48$ $26,112 \leq L \leq 34,272$ $1,6 \leq G_o \leq 4,8$ $2,856 \leq y_o \leq 6,12$	80
3 ^a	<i>Current-to-rand/1</i>	0,7	7	322,70	$29,6 \leq W \leq 45,6$ $21,216 \leq L \leq 37,536$ $1,2 \leq G_o \leq 2,4$ $1,224 \leq y_o \leq 6,936$	80
4 ^a	<i>Current-to-rand/1</i>	0,8	6	90,42	$29,6 \leq W \leq 45,6$ $21,216 \leq L \leq 37,536$ $1,2 \leq G_o \leq 5,2$ $1,224 \leq y_o \leq 6,936$	22
5 ^a	<i>Rand/2</i>	0,6	6	172,74	$29,6 \leq W \leq 48$ $26,112 \leq L \leq 34,272$ $1,2 \leq G_o \leq 5,2$ $1,224 \leq y_o \leq 6,936$ $0 \leq A_x \leq 6$ $0 \leq A_y \leq 6,12$	35

Tabela4.42: Dados de entrada e informações sobre o tempo de simulação e número de gerações dos processos de otimização - Algoritmo FDTD/CPML.

Otim.	Estratégia de Mutação	C	Nº Indiv.	Duração [horas]	Limites Entradas [mm]	Gerações
S_{11} (Fonte Soft)	Best/rand/2	0,7	7	413,36	$26,4 \leq W \leq 48$ $17,6 \leq L \leq 33,6$ $1,6 \leq G_o \leq 8$ $2,8 \leq y_o \leq 13,6$	36
S_{11} (Fonte RVS)	Best/rand/2	0,7	7	410,02	$26,4 \leq W \leq 48$ $17,6 \leq L \leq 33,6$ $2,8 \leq y_o \leq 13,6$ $-8 \leq DeslMicX \leq 8$	53
Z (Fonte Soft)	Current-to-rand/1	0,7	8	57,39	$29,6 \leq W \leq 45,6$ $0 \leq y_o \leq 14,8$	86
Z (Fonte RVS)	Rand/1	0,8	6	934,33	$18,9 \leq W \leq 56,7$ $10,08 \leq L \leq 47,88$ $1,26 \leq y_o \leq 20,16$	81

Tabela 4.43: Dados de entrada e informações sobre o tempo de simulação e número de gerações dos processos de otimização simultânea de S_{11} e Z - Algoritmo FDTD/CPML.

Otim.	Estratégia de Mutação	C	Nº Indiv.	Duração [horas]	Limites Entradas [mm]	Gerações
S_{11} e Z (Fonte Soft)	Rand/1	0,8	6	413,29	$26,4 \leq W \leq 48$ $17,6 \leq L \leq 33,6$ $1,6 \leq G_o \leq 8$ $2,8 \leq y_o \leq 13,6$	21
S_{11} e Z (Fonte RVS)	Rand/1	0,8	6	633,03	$26,4 \leq W \leq 48$ $17,6 \leq L \leq 33,6$ $1,6 \leq G_o \leq 8$ $2,8 \leq y_o \leq 13,6$	56

Os algoritmos foram inicialmente desenvolvidos em linguagem MATLAB, de alto nível, mas verificou-se que era inviável aplicar o FDTD em um processo de otimização que utilizava esta linguagem, devido ao tempo necessário para as simulações. Este problema pôde então ser resolvido com o emprego da linguagem C++, que é de baixo nível e assim torna possível a execução das simulações em um tempo menor. A IDE CodeBlocks foi utilizada para compilação dos algoritmos.

Após o desenvolvimento do primeiro algoritmo em linguagem C++, que tinha como condição de fronteira absorvente a UPML, foi feito um estudo sobre o pulso Gaussiano que deveria ser utilizado para definição da fonte *soft* e também um ajuste dos parâmetros da ABC, a fim de melhorar sua absorção e garantir a precisão dos resultados obtidos. Procedeu-se com a validação do cálculo da perda de retorno através da comparação dos resultados obtidos com os fornecidos pelo *software* ADS e em seguida realizou-se algumas otimizações, nas quais o maior valor da perda de retorno e as restrições quanto as derivadas das curvas presentes na faixa de frequências analisadas foram em algumas simulações tratadas como um único objetivo, usando o método dos objetivos ponderados em outras simulações foram tratados como três objetivos, usando um algoritmo baseado no NSGA-II. Diferentes técnicas de otimização e diferentes intervalos para as variáveis de otimização foram empregados, a fim de encontrar uma ressonância na frequência de $2,45\text{ GHz}$ e perda de retorno menor que -15 dB para o maior valor calculado na faixa de frequências analisadas.

Para melhorar ainda mais a precisão dos cálculos optou-se pelo uso de uma nova condição de fronteira absorvente, a CPML, que também teve os parâmetros de algumas de suas paredes ajustados, mas através de um processo de otimização. Após estas modificações procedeu-se novamente com a validação do cálculo da perda de retorno e também da impedância, comparando-se os resultados obtidos com os fornecidos pelo *software* ADS. A otimização destes dois parâmetros foi então realizada individualmente e simultaneamente.

Concluindo-se a etapa de otimização da perda de retorno e impedância verificou-se a necessidade da utilização de uma fonte de excitação, para a qual não fosse preciso estender a microfitas para o interior da ABC, pois para otimização do ganho da antena é necessário definir uma superfície virtual no seu entorno. Neste contexto, a fonte RVS foi estudada e implementada e o algoritmo novamente validado, agora para os três parâmetros característicos da antena, comparando-se os resultados com os fornecidos pelo *software* CST. Após a implementação da nova fonte um estudo também foi feito para avaliar o comportamento dos três parâmetros característicos da antena quando a permissividade elétrica média é utilizada na interface das células. A otimização da perda de retorno e impedância foram realizadas novamente

individualmente e simultaneamente, mas agora com a excitação definida através de uma fonte RVS. Apesar do cálculo do diagrama de radiação e ganho terem sido validados e o algoritmo de otimização ter sido adaptado para o tratamento deste último objetivo, não foi possível realizar a otimização simultânea dos três parâmetros característicos da antena. É interessante que antes de realizar esta otimização seja feito a paralelização do algoritmo desenvolvido, pois caso contrário o tempo de simulação seria muito longo, tornando o processo inviável.

CAPÍTULO 5

Conclusões

Este trabalho apresentou a otimização dos parâmetros característicos de uma antena de microfita impressa com plaqueta retangular e alimentação indentada para a frequência de ressonância de $2,45\text{ GHz}$ em uma banda de frequências de aproximadamente 100 MHz .

No primeiro algoritmo desenvolvido para a otimização foi implementado o método FDTD, com a UPML como condição de fronteira absorvente, o Diferencial Evolutivo com três metodologias diferentes aplicadas a etapa de seleção e a excitação foi realizada com uma fonte *soft*. Antes de iniciar as otimizações foi feito um ajuste nos parâmetros da ABC utilizada, buscando melhorar sua absorção para garantir a precisão dos resultados obtidos. O algoritmo foi utilizado para a otimização da perda de retorno, com duas restrições quanto as derivadas. Estas restrições foram tratadas como objetivos, tornando o problema multiobjetivo. Duas das metodologias empregadas na etapa de seleção destacaram-se: a baseada no método dos objetivos ponderados e a baseada no NSGA-II. Apesar do erro cometido na implementação da distância de aglomeração na seleção baseada no NSGA-II, as duas metodologias citadas forneceram perda de retorno menor que -10 dB na frequência de ressonância presente em uma banda de frequências de aproximadamente 100 MHz .

Visando melhorar ainda mais a precisão dos resultados a condição de fronteira absorvente foi trocada e a CPML passou a ser utilizada. Para utilização da fonte *soft* é necessário estender a microfita da antena para o interior da ABC, por isso, antes da execução de novas otimizações dos parâmetros da antena, realizou-se a otimização dos parâmetros da parede da CPML na qual era introduzida a microfita, para garantir melhor absorção dos campos. Não foi possível alcançar o alvo desejado para o máximo erro de reflexão da CPML, mas foi possível reduzi-lo através da otimização. O novo algoritmo foi então validado para o cálculo da perda de retorno e impedância, comparando-se os resultados obtidos com os fornecidos por uma simulação no *software* ADS. Realizou-se novas otimizações, uma tendo como alvo a perda de retorno, com o tratamento das restrições pelo método dos objetivos ponderados e outra tendo

como alvo a resistência e a reatância, com a etapa de seleção baseada no NSGA-II, que teve a distância de aglomeração corrigida. Através da otimização foi obtida perda de retorno de $-28,4 \text{ dB}$ na frequência de ressonância, resistência igual a $51,74 \Omega$ e reatância igual a $-3,23 \Omega$. Os valores da resistência e reatância não foram idênticos aos estabelecidos como alvos, mas estão bem próximos do desejado. Também foi executado um processo que tinha como alvos simultâneos os três objetivos, para o qual foram encontrados valores dentro do esperado: perda de retorno de $-15,07 \text{ dB}$ na frequência de $2,45 \text{ GHz}$, resistência igual a $62,68 \Omega$ e reatância igual a $4,46 \Omega$.

Para otimização do ganho da antena é necessário definir uma superfície virtual em torno do objeto analisado no domínio computacional. Dessa forma, a análise desse parâmetro requer o uso de uma outra fonte de excitação, para a qual não é necessário estender a microfita para o interior da CPML. Neste contexto, a fonte RVS foi estudada e implementada e novamente o algoritmo foi validado para o cálculo da perda de retorno, impedância e agora também para o ganho. A validação foi feita comparando-se os resultados obtidos com os fornecidos pelo *software* CST. Avaliou-se também o efeito no cálculo destes parâmetros do uso da permissividade elétrica média na interface das células em que há transição de matérias. Os resultados obtidos com o uso da permissividade elétrica média se diferenciaram mais dos fornecidos pelo CST. Apesar de uma investigação não ter sido realizada para verificar o efeito de se utilizar a permissividade elétrica média apenas na interface dielétrico-ar, sabe-se que esta abordagem geralmente conduz a bons resultados. Após o estudo mencionado novas otimizações foram executadas, uma tendo como alvo a perda de retorno e outra tendo como alvos a resistência e a reatância, todas utilizaram as mesmas metodologias empregadas na etapa de seleção das otimizações com a fonte *soft*. Através da otimização foi obtida perda de retorno de $-14,44 \text{ dB}$ na frequência de ressonância, resistência igual a $50,1 \Omega$ e reatância igual a $-2,62 \Omega$. Os valores da resistência e reatância também não foram idênticos aos estabelecidos como alvos, mas alcançaram valores próximos aos desejados. Também foi executado um processo que tinha como alvos simultâneos os três objetivos, para o qual foram encontrados valores dentro do esperado e até melhores dos que os obtidos no processo de otimização com a fonte *soft*: perda de retorno de $-23,61 \text{ dB}$ na frequência de $2,45 \text{ GHz}$, resistência igual a $55,19 \Omega$ e reatância igual a $-6,51 \Omega$.

Verificou-se pelos resultados apresentados no Capítulo 4 que o algoritmo Diferencial Evolutivo e as técnicas utilizadas para etapa de seleção são eficientes para buscar a geometria da antena que produz perda de retorno menor que -10 dB em uma banda de frequências de aproximadamente 100 MHz , resistência próxima de $50\ \Omega$ e reatância de $0\ \Omega$.

5.1 Proposta de Continuidade

Como proposta de continuidade sugere-se que o algoritmo desenvolvido seja paralelizado para diminuir o tempo de simulação. Propõem-se que em seguida seja realizado um estudo sobre algoritmos de otimização direcionados para variáveis de otimização inteiras, pois talvez, através de técnicas combinatórias seja possível obter soluções com um número menor de gerações e indivíduos. É interessante também modelar no FDTD o conector usado em medições da antena em laboratório, para que os resultados da simulação tornem-se mais próximos dos reais. Então após a implementação de todas as sugestões, realizar a otimização simultânea dos três parâmetros da antena: perda de retorno, impedância e ganho e, comparar a eficiência do algoritmo e técnicas utilizadas neste trabalho com a dos novos algoritmos implementados.

REFERÊNCIAS

- [1] MABROUKI, A.; LATRACH, M.; RAMANANDRAIBE, E. Low Cost and Efficient Rectifier Design for Microwave Energy Harvesting. *Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, UK, p. 289-292, 2013.
- [2] PALAZZI, V.; HESTER, J.; BITO, J.; ALIMENTI, F.; KALIALAKIS, C.; COLLADO, A.; MEZZANOTTE, P.; GEORGIADIS, A.; ROSELLI, L.; TENTZERIS, M. M. A Novel Ultra-Lightweight Multiband *Rectenna* on Paper for RF Energy Harvesting in the Next Generation LTE Bands. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. pp, n. 99, p. 1-14, July 2017.
- [3] TAKHEDMIT, H.; MERABET, B.; CIRIO, L.; ALLARD, B.; COSTA, F.; VOLLAIRE, C.; PICON, O. Design of a 2.45 GHz *Rectenna* using a global analysis technique. *European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, Germany, p. 2321-2325, 2009.
- [4] VANDELLE, E.; DOA, P. L.; BUI, D.H.N.; VUONG, T.P.; ARDILA, G.; WU, K.; HEMOUR, S. High Gain Isotropic *Rectenna*. *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Taipei, Taiwan, p. 1-4, 2017.
- [5] HEIKKINEN, J.; SALONEN, P.; KIVIKOSKI, M. Planar rectennas for 2.45 GHz wireless power transfer. *IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON 2000)*, Denver, CO, USA, p. 63-66, 2000.
- [6] DESCHAMPS, G. A. Microstrip Microwave Antennas. *Third USAF Symposium on Antennas*, 1953.
- [7] OU, J.; ANDRENKO, A. S.; FU1, C.; XIE, Z.; TAN, H. High-Gain Microstrip Antenna for Microwave Power Transmission. *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Okinawa, Japan, p. 740-741, 2016.
- [8] CHANDIEA, L.; ANUSUDHA, K. Pentagon Shaped Microstrip *Patch* Antenna With Metamaterial for UWB Application. *International Conference on Control*,

- Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)*, Kumaracoil, India, p. 377-381, 2016.
- [9] ASLANI, H.; RADWAN, A. Modified Step Size *Patch* Array Antenna for UWB Wireless Applications. *5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS)*, Marrakech, Morocco, p. 765-769, 2016.
- [10] KIM, K.-T.; LEE, J.-H.; CHOI, K.; CHUNG, T.-K.; KIM, H.-S. An Optimal Design of Compact Ring-Slot Antenna for a *Rectenna* System With Numerical Manipulation. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 50, n. 2, p. 7024104, 2014.
- [11] MAHER, R.; TAMMAM, E.; GALAL, A. I.; HAMED, H. F. Design of a broadband planar antenna for RF energy harvesting. *International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, Chennai, India, p. 1808-1810, 2016.
- [12] ABOUALALAA, M.; ABDEL-RAHMAN, A. B.; ALLAM, A.; ELSADEK, H.; POKHAREL, R. K. Design of a Dual-Band Microstrip Antenna With Enhanced Gain for Energy Harvesting Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 16, p. 1622-1626, January 2017.
- [13] BACCOUCH, C.; SAKLI, H.; BOUCHOUICHA, D. *Patch* antenna based on a photovoltaic cell for energy recovery and RF transmission. *4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, Hammamet, Tunisia, p. 1-4, 2016.
- [14] LEI, C.; CHENG, L.; XUAN, Z.; LING-LU, C.; GANG, S. Application of Parallel Integer Coded Differential Evolution Strategy on Ultra-Wide Band TEM Horn Antenna. *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Chengdu, China, p. 937-939, 2010.
- [15] TIAN, B.; LI, Z.; WANG, C. Boresight Gain Optimization of an UWB Monopole Antenna Using FDTD and Genetic Algorithm. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Nanjing, China, 2010.

- [16] JIN, N.; RAHMAT-SAMII, Y. Parallel Particle Swarm Optimization and Finite-Difference Time-Domain (PSO/FDTD) Algorithm for Multiband and Wide-Band *Patch* Antenna Designs. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 53, p. 3459-3468, November 2005.
- [17] BAO, H. G.; DING, D. Z.; CHEN, R. S. A Hybrid Spectral-Element Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetic Simulation. *IEEE Antennas and Wireless Propagation*, v. 16, p. 2244-2248, June 2017.
- [18] JUAN, D.; YIJUN, Z.; SHOUZHENG, Z. Parallelization of the FDTD Algorithm over MPICH-G2. *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Suzhou, China, 2005.
- [19] YANG, X.; LIU, Y.; YU, W.; MITTRA, R. Parallelization Efficiency of an FDTD Code on a High Performance Cluster under Different Arrangements of Memory Allocation for Material Distribution. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, USA, p. 4901-4904, 2007.
- [20] MORI, T.; MURAKAMI, R.; SATO, Y.; CAMPELO, F.; IGARASHI, H. Shape Optimization of Wideband Antennas for Microwave Energy Harvesters Using FDTD. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 51, n. 3, April 2015.
- [21] AMEERUDDEN, M. R.; RUGHOPUTH, H. C. S. Smart Hybrid Genetic Algorithms in the bandwidth optimization of a PIFA Antenna. *IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC)*, Beijing, China, p. 1390-1396, 2014.
- [22] YA-MIN, Z.; JIA-DONG, X. Application of Particle Swarm Optimization for the Design of A Broadband Microstrip Antenna. *International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010)*, Taiyuan, China, v. 15, p. 406-408, 2010.
- [23] GOUDOS, S. K. Antenna Design Using Binary Differential Evolution: Application to discrete-valued design problems. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v.59, n. 1, p. 74-93, January 2017.

-
- [24] DING, M.; JIN, R.; GENG, J.; WU, Q.; YANG, G. Auto-design of band-notched UWB antennas using mixed model of 2D GA and FDTD. *Electronics Letters*, v. 44, n. 4, p. 257-258, February 2008.
- [25] STORN, R.; PRICE, K. "Differential evolution: A simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces," *J. Global Optimization*, vol. 11, p. 341–359, December 1997.
- [26] LIU, H.; YIN, C.-Y.; GAO, W.-D. Optimization and design of wideband antenna with adaptive differential evolution algorithm based on dual population. *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, China, 2015.
- [27] GANGOPADHYAYA, M.; MUKHERJEE, P.; SHARMA, U.; GUPTA, B.; MANNA, S. Design Optimization of Microstrip fed Rectangular Microstrip Antenna Using Differential Evolution Algorithm. *IEEE 2nd International Conference on Recent Trends in Information Systems (ReTIS)*, Kolkata, India, p. 49-52, 2015.
- [28] DEB, A.; ROY, J. S.; GUPTA, B. Design of a probe-fed microstrip antenna using differential evolution algorithm. 4th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Beijing, China, p. 46-49, 2011.
- [29] SRINIVAS, N.; DEB, K. Multiobjective optimization using nondominated sorting ingenic algorithms. *Evolutionary computation*, MIT Press, v. 2, n. 3, p. 221–248, 1994.
- [30] DEB, K. et al. A fast elitist non-dominated sorting genetic algorithm for multi-objective optimization: Nsga-ii. *Lecture notes in computer science*, Springer, v. 1917, p. 849–858, 2000.
- [31] Rakesh Angira, B.V. Babu, "Non-dominated Sorting Differetial Evolution (NSDE): An Extension of Differential Evolution for Multiobjective Optimization". *Proceedings of The 2nd Indian International Conference on Artificial Intelligence (IICAI-2005)*, Pune, India, p.1428-1443, December 2005.

-
- [32] LAKHAL, H.; DHIEB, M.; GHARIANI, H.; LAHIANI, M. Design of a high performance rectenna for wireless powering 2.45 GHz RFIDs. *International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Monastir, Tunisia, p. 138-145, 2015.
- [33] ROSCIA, M.; ZANINELLI, D.; LAZAROIU, G. C.; SHADMEHR, H. Using design optimization in radio frequency energy harvesting systems. *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, Alghero, Italy, p. 740-744, 2013.
- [34] TAFLOVE, A.; HAGNESS, S. C. *Computational Electrodynamics: Finite-Difference Time-Domain Method*. 3.ed. Boston: ARTECH HOUSE.
- [35] ELSHERBENI, A.; DEMIR, V. *The Finite-Difference-Time-Domain Method for Electromagnetics with MATLAB® simulations*, USA, Scitech Publishing, 423, p. 2009.
- [36] PEKONEN, O. P. M.; XU, J.; NIKOSKINEN, K. I. Rigorous Analysis of Circuit Parameter Extraction from an FDTD Simulation Excited with a Resistive Voltage Source. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 12, n. 4, July 1996.
- [37] SONG, H.; XIAO, X.; WANG, L.; LI, Q.; KIKKAWA, T. Finite-Difference Time-Domain Modelling of Early Breast Cancer Detection with UWB Antenna Array. *12th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, Guilin, China, p. 1-3, 2014.
- [38] GUIMARÃES, F. G. “Algoritmos de Evolução Diferencial para Otimização e Aprendizado de Máquina”. Anais do IX Congresso Brasileiro de Redes Neurais / Inteligência Computacional (IX CBRN), Ouro Preto, 2009.
- [39] ARAÚJO, R. L. “Evolução Diferencial para Problemas de Otimização com Restrições Lineares”. Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Modelagem Computacional da Universidade Federal de Juiz de Fora, p. 82, 2016.

- [40] SOARES, C. A. O. “Uma Formulação Multiobjetivo para o Cálculo de Equilíbrios de Nash não Pareto-dominados”. Dissertação apresentada à Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, p. 93, 2014.

- [41] TAKAHASHI, R. H. C. “Otimização Escalar e Vetorial – Volume 3: Otimização Vetorial”. Notas de Aula, Universidade Federal de Minas Gerais, p. 315, 2007.