

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

Wagner Cardoso Soares

ESTUDO DE DIFERENTES TIPOS DE EXCITAÇÃO DE ANTENAS DE MICROFITA UTILIZANDO O
MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO



Belo Horizonte
2017

Wagner Cardoso Soares

ESTUDO DE DIFERENTES TIPOS DE EXCITAÇÃO DE ANTENAS DE MICROFITA UTILIZANDO O
MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ 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: Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves.



Belo Horizonte

2017

Wagner Cardoso Soares

ESTUDO DE DIFERENTES TIPOS DE EXCITAÇÃO DE ANTENAS DE MICROFITA UTILIZANDO O
MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ 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.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves.
PPGEL/CEFET-MG.

Prof. Dr. Márcio Matias Afonso.
PPGEL/CEFET-MG.

Prof. Dr. Dalmy Freitas de Carvalho Júnior.
Universidade de Itaúna.

Belo Horizonte

2017

TRABALHO DEDICADO À
MINHA AVÓ PATERNA ISABEL LUÍSA SOARES (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Agradeço

a Deus, por todas as conquistas.

Agradeço,

aos meus familiares, que dão apoio nas horas mais difíceis.

Agradeço,

à minha namorada, Bárbara Sousa, pelo apoio, carinho e companheirismo.

Agradeço,

aos meus amigos, em especial, aos amigos da minha cidade em Arcos que por meio de bons momentos e boas risadas fortalecem minha caminhada.

Agradeço,

ao meu orientador, Sandro Trindade Mordente Gonçalves, que possui grande conhecimento na área e tive a graça de aprender muito.

Agradeço,

aos colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo suporte em horas fundamentais.

Agradeço,

aos demais professores e funcionários do CEFET-MG – *campus* II (ressaltando o pessoal da limpeza e responsáveis pelos laboratórios), que desempenham um grande trabalho nesta instituição.

Agradeço,

aos colegas e superiores da Fiat Chrysler Automobiles, Altran, ASK do Brasil e CEFET-MG, que me incentivaram e deram o apoio necessário para conciliar as atividades profissionais com o Mestrado.

A mente que se abre a uma nova ideia
jamais voltará ao seu tamanho original.

Albert Einstein

RESUMO

Antenas de microfita, no geral, são usadas em aplicações automotivas, aeronáuticas, aeroespaciais, em que se é exigido tamanho, peso e custo reduzidos, alto desempenho, facilidade de instalação e perfil aerodinâmico. Para o projeto destas antenas, programas computacionais são necessários para se verificar o funcionamento das mesmas em determinadas bandas de frequências. Estes programas permitem a simulação de diferentes geometrias da antena, com variações de material sem a necessidade de construção de protótipos, o que possibilita redução de tempo e custo de projeto. Há diversos métodos numéricos para simulação de antenas de microfita, destacando-se MoM, FEM e FDTD. Neste trabalho foi escolhido o FDTD dentre estes, uma vez que a antena projetada possui geometria complexa para operar em banda ultra larga e dielétrico de fibra de vidro FR-4 com $\epsilon_r = 4,6$, o qual é um material com perdas e este método obtém bom desempenho para a simulação de antenas com esta configuração. Para validar o código FDTD, primeiramente foi simulada uma antena de geometria mais simples. Uma vez que o código foi validado, o mesmo foi submetido a testes para verificação das influências de configurações gerais do programa no resultado da antena, como passo de tempo, geometria da antena, definição de pontos de excitação e medição e passo de tempo para liberação do pulso de excitação. Como a antena escolhida no projeto possui geometria complexa e material dielétrico com perdas, foi necessária a investigação da fonte de excitação mais apropriada para o problema, dentre estas: fonte resistiva de tensão, parede magnética e subtração da onda incidente da onda total. Para comparação dos resultados simulados, foi feita a simulação da mesma geometria de antena em *software* comercial. Os resultados das simulações de cada uma das fontes de excitação investigadas demonstram que todas geraram boa correspondência quando comparadas com a curva gerada pelo *software* comercial, sendo destacado o resultado da parede magnética. A antena desenvolvida foi construída após a validação da simulação. Foi usada uma placa de fibra de vidro de dupla face com dielétrico em FR-4 para construção da antena com as dimensões utilizadas para a simulação. Para evitar ruídos na medição da perda de retorno, a antena foi inserida em uma câmara anecoica. Houve uma boa correspondência entre as simulações realizadas no *software* FDTD desenvolvido no trabalho, a simulação no programa comercial e a medição da antena construída.

Palavras-chave: antenas de microfita; FDTD; fontes de excitação; FR-4; eletromagnetismo.

ABSTRACT

Microstrip antennas in general are used in automotive, aeronautics and aerospace applications in which small size and weight and cost reductions are required, high performance, installation readiness and aerodynamic profile. For the antennas design, computational software are needed to verify their behavior in such frequencies band. These software allow the simulation of different antennas geometry with material variation with no need of prototypes assembly, which reduces project time and costs. There are many numeric methods to simulate microstrip antennas, highlighting MoM, FEM and FDTD. In this research it was chosen FDTD between those, due to the designed antennas owns complex geometry to operate in ultra wide band and FR-4 fiberglass dielectric with $\epsilon_r = 4,6$ which is a high loss material and this method obtains good performance for the antenna simulation of such configuration. To validate the FDTD code, it was first simulated an antenna with simpler geometry. Once the code was validated, it was tested the influences of general settings in the code for the antenna simulation result, like time step, antenna geometry, excitation and measurement points definition and time step to release the excitation pulse. Since the chosen antenna in the research has complex geometry and high loss dielectric material it was necessary to investigate the excitation source more appropriate for the problem, among these: voltage resistive source, magnetic wall and incident wave subtraction from the total wave. To compare the simulated results it was performed a simulation of the same antenna geometry in a commercial software. The simulation results of each of the excitation sources investigated demonstrated good matching when compared to the curve generated in the commercial software, highlighting the magnetic wall. The antenna developed was assembled after the simulation validation. It was used a fiberglass PCB with double face with FR-4 dielectric to assembly the antenna with the same dimensions used in the simulation. To avoid noise in the return loss measurement the antenna was inserted in an anecoic chamber. There was a good matching between the simulations performed in the FDTD software developed in the research, the commercial software and the antenna assembled measurements.

Keywords: microstrip antennas; FDTD; excitation sources; FR-; electromagnetism.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Categorias da computação eletromagnética.....	3
Figura 2.1: Exemplo de antena de microfita.	11
Figura 2.2: Exemplos de redes de casamento de impedância para aumento de largura de banca de antenas de microfita.....	12
Figura 3.1: Posição dos vetores campo elétrico e campo magnético sobre as células (i, j, k) de Yee no espaço.	18
Figura 3.2: Esquema em passos de tempo que ilustra o uso do algoritmo de Yee para diferenças finitas para as derivadas no espaço e leapfrogging para as derivadas no tempo para o caso simplificado em uma dimensão.	19
Figura 3.3: PML genérica para um espaço bidimensional.	22
Figura 3.4: Região retangular onde a antena de microfita é excitada.	23
Figura 3.5: Esquema de simulação do campo elétrico incidente.	26
Figura 3.6: Esquema de simulação do campo elétrico total.	26
Figura 3.7: Representação da subtração da onda plana incidente do campo total.	28
Figura 3.8: Posicionamento dos campos no esquema mostrado na Figura 3.7.....	28
Figura 3.9: Plano onde a onda plana é gerada.....	29
Figura 3.10: Definição da espessura do metal como infinitesimal.	30
Figura 4.1: Geometria da antena para validação do código FDTD.....	33
Figura 4.2: Comparação entre os resultados simulados no EMPro e no programa FDTD desenvolvido para a antena de validação.....	34
Figura 4.3: Estrutura da antena.	36
Figura 4.4: Resposta em frequência da antena projetada no trabalho após simulação no EMPro.....	37
Figura 4.5: Campo elétrico incidente após definições da largura da UPML e instante de liberação do pulso Gaussiano.	38
Figura 4.6: Representação dos pontos de excitação e medição da antena projetada.	39

Figura 4.7(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 1000 passos de tempo.	40
Figura 4.7(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 1000 passos de tempo.....	40
Figura 4.8(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano permanecendo durante toda a simulação.	41
Figura 4.8(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano permanecendo durante toda a simulação.....	42
Figura 4.9(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 500 passos de tempo.....	43
Figura 4.9(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 500 passos de tempo.	43
Figura 4.10: Posições de SP e TP.....	45
Figura 4.11(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando SP na célula 38 e TP na célula 58.....	45
Figura 4.11(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando SP célula 38 e TP na célula 58.....	46
Figura 4.12(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando SP na célula 38 e TP na célula 80.....	47
Figura 4.12(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando SP célula 38 e TP na célula 80.....	47
Figura 4.13(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada desconsiderando o estrangulamento presente na microfita.	48
Figura 4.13(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada desconsiderando o estrangulamento presente na microfita.	49
Figura 4.14(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada desconsiderando o T da plaqueta da antena.....	50
Figura 4.14(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada desconsiderando o T da plaqueta da antena.	50
Figura 4.15(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada com alteração da excitação subtraindo-se a onda incidente da onda total.....	52
Figura 4.15(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada com alteração da excitação subtraindo-se a onda incidente da onda total.....	52

Figura 4.16: Perda de retorno para a geometria de antena projetada com alteração da excitação para parede magnética.	53
Figura 4.17: Perda de retorno para a geometria de antena projetada com alteração da excitação para fonte resistiva de tensão.....	54
Figura 4.18: Antena construída com conector SMA soldado para medição.....	55
Figura 4.19: Medição da perda de retorno em câmara anecoica da antena projetada construída.	56
Figura 4.20: Medição da perda de retorno em câmara anecoica da antena projetada construída.	56
Figura 4.21: Setup da medição da perda de retorno em câmara anecoica da antena projetada construída.	57
Figura 4.22: Comparação entre resultados simulados e medidos.	58

LISTA DE ACRÔNIMOS

ABC	<i>Absorbing Boundary Condition</i> – Condição de Absorção de Fronteira.
BW	<i>Bandwidth</i> – Largura de Banda.
CPML	<i>Convolutional Perfectly Matched Layer</i> – Camada de Casamento Perfeito de convolução.
CST®	<i>Computer Simulation Technology</i> – Tecnologia de Simulação Computacional.
EMP	<i>Electromagnetic Pulse</i> – Pulsos Eletromagnéticos.
EMPro	<i>Electromagnetic Professional</i> – Eletromagnético Profissional.
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i> – Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FEM	<i>Finite Element Method</i> – Método dos Elementos Finitos.
FR-4	<i>Flame Resistant</i> – Resistente ao Fogo.
GO	<i>Geometric Optics</i> – Óptica Geométrica.
GTD	<i>Geometrical Theory of Diffraction</i> – Teoria Geométrica da Difração.
HPM	<i>High-Power Microwave</i> – Micro-Ondas de Alta Potência.
MoM	<i>Method of Moments</i> – Método dos Momentos.
PCI	Placa de Circuito Impresso.
PML	<i>Perfectly Matched Layer</i> – Camada de Casamento Perfeito.

PO	<i>Physical Optics</i> – Óptica Física.
PTD	<i>Physical Theory of Diffraction</i> – Teoria Física da Difração.
Q	Fator de Qualidade.
RL	<i>Return Loss</i> – Perda de Retorno.
SMA	<i>SubMiniature Version A</i> – Conector Subminiatura Versão A.
SP	<i>Source Plane</i> – Ponto de Excitação.
TD	<i>Time-Domain</i> – Domínio do Tempo.
TFST	<i>Total Field Scattered Field</i> – Campo Total e Campo Espalhado.
TP	<i>Transverse Plane</i> – Ponto de Medição.
UPML	<i>Uniaxial Perfectly Matched Layer</i> – Camada de Perfeito Casamento Uniaxial.
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> – Frequência Ultra Alta.
UWB	<i>Ultra-Wide-Band</i> – Banda Ultra Larga.
V2V	<i>Vehicle-to-Vehicle</i> – Comunicação Veículo com Veículo.
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i> – Relação de Ondas Estacionárias.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	1
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 O Método FDTD	2
1.2 Escolha do FDTD para Simulação de Antenas de Microfita	2
1.3 Estado da Arte na Análise Numérica de Antenas de Microfita	4
1.4 Motivação e Objetivos	7
1.5 Estrutura da Dissertação	8
CAPÍTULO 2	9
2 ANTENAS DE MICROFITA	9
2.1 Perda de Retorno de Antenas	9
2.2 Análise de Antenas de Microfita	10
2.3 Largura de Banda	13
2.4 Modificação do Formato das Plaquetas	14
CAPÍTULO 3	15
3 MODELAGEM FDTD	15
3.1 Equações de Maxwell em Três Dimensões	15
3.2 A Célula de Yee e o Esquema <i>Leapfrogging</i>	17
3.3 Discretização das Equações de Maxwell usando o Algoritmo de Yee	19
3.4 O Critério de Estabilidade de Courant, Tamanho da Célula e Passo de Tempo	20
3.5 UPML	20
3.6 Fontes de Excitação	22
3.6.1 Parede Magnética	23
3.6.2 Separação da Simulação em Campo Elétrico Incidente e Campo Elétrico Total	25

3.6.3	Subtração da Onda Incidente da Onda Total	27
3.6.4	Fonte Resistiva de Tensão	31
CAPÍTULO 4.....		33
4	RESULTADOS E ANÁLISES	33
4.1	Validação do Código.....	33
4.2	Geometria da Antena Proposta	35
4.3	Definições Gerais para o Programa FDTD Desenvolvido para a Antena Proposta.....	37
4.4	Alteração do Momento de Liberação do Pulso	39
4.5	Influência dos Pontos de Excitação e Medição	44
4.6	Influência da Geometria da Antena.....	48
4.7	Influência da Fonte de Excitação	51
4.7.1	Subtração da Onda Incidente da Onda Total.....	51
4.7.2	Parede Magnética	53
4.7.3	Fonte Resistiva de Tensão.....	53
4.8	Projeto, Construção e Resultados Experimentais	54
4.9	Considerações Finais	58
CAPÍTULO 5.....		59
5	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	59
5.1	Conclusões	59
5.2	Propostas de Continuidade	60
REFERÊNCIAS		61

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

As soluções dos problemas modelados pelas equações de Maxwell são fundamentais na sociedade atual. Elas estão em constante uso não apenas auxiliar o desenvolvimento de tecnologias da engenharia como máquinas elétricas, celulares, computadores e *lasers*, mas também na bioeletromagnética para estudar como os campos eletromagnéticos interagem e influenciam o processo biológico. Na verdade, pode-se dizer que muitos dos avanços tecnológicos nas últimas décadas não seriam possíveis sem a rapidez e precisão na resolução das equações de Maxwell em grandes escalas.

O interesse na resolução dos problemas descritos pelas equações de Maxwell se inicia no início da Segunda Guerra Mundial, quando militares desenvolveram radares com tecnologia UHF (*Ultra High Frequency* – Frequência Ultra Alta) e micro-ondas e usaram calculadoras mecânicas para obter soluções analíticas. Após 1960, com a disponibilidade de computadores digitais programáveis, foi desenvolvida a primeira abordagem computacional das equações de Maxwell, o que incluiu métodos assintóticos de alta frequência e o MoM (*Method of Moments* – Método dos Momentos) que foi usado para estudar a penetração de EMP (*electromagnetic pulse* – pulsos eletromagnéticos) e HPM (*high-power microwave* – micro-ondas de alta potência) [1].

Durante as décadas de 1970 e 1980 muitas agências de defesa encontraram limitações das técnicas no domínio da frequência usadas naquela época, como a dificuldade em tratar materiais não metálicos e os detalhes volumétricos da estrutura. Estas limitações conduziram a explorações de soluções no domínio do tempo das equações de Maxwell em malhas espaciais, sendo o método FDTD (*Finite-Difference Time-Domain* – Diferenças Finitas no Domínio do Tempo) introduzido por Yee [2], a primeira técnica deste tipo. Na década de 1990 o FDTD foi altamente investigado, uma vez que engenheiros notaram a possibilidade de aplicar o método no desenvolvimento de comunicações de alta velocidade e comutação com finalidades acadêmicas e comerciais. Com o avanço das possibilidades de aplicação do método e o aumento de armazenamento e processamento dos computadores, permitiu-se o

desenvolvimento de muitas simulações comerciais e acadêmicas para diversas aplicações da engenharia.

1.1 O Método FDTD

Kane Yee apresentou o método FDTD para modelagem de fenômenos eletromagnéticos. O algoritmo de Yee é conhecido pela sua robustez e versatilidade. O método aproxima os operadores diferenciais das equações de Maxwell com operadores de diferenças finitas no tempo e espaço e é adequado para encontrar a aproximação dos campos elétricos e magnéticos em estruturas tridimensionais complexas no domínio do tempo. Inicialmente, o método FDTD foi usado para simulação de ondas eletromagnéticas espalhadas de um determinado objeto e medição de seção de radar [3]-[6]. Com o passar do tempo houve uma proliferação do método para simular circuitos de micro-ondas e placas de circuitos impressos e realizada a modelagem de circuitos planares usando o método FDTD [7] e [8]. Posteriormente, foi introduzida uma abordagem do método FDTD para parâmetros concentrados. Isto permitiu a incorporação de elementos ideais como resistores, capacitores, indutores e diodos [9].

1.2 Escolha do FDTD para Simulação de Antenas de Microfita

Há várias formas de se classificar as técnicas em computação eletromagnética, sendo uma possível classificação a usada em [10], a qual pode ser vista na Figura 1.1. Esta classificação divide a computação eletromagnética em dois grupos principais: métodos numéricos e métodos assintóticos de alta frequência.

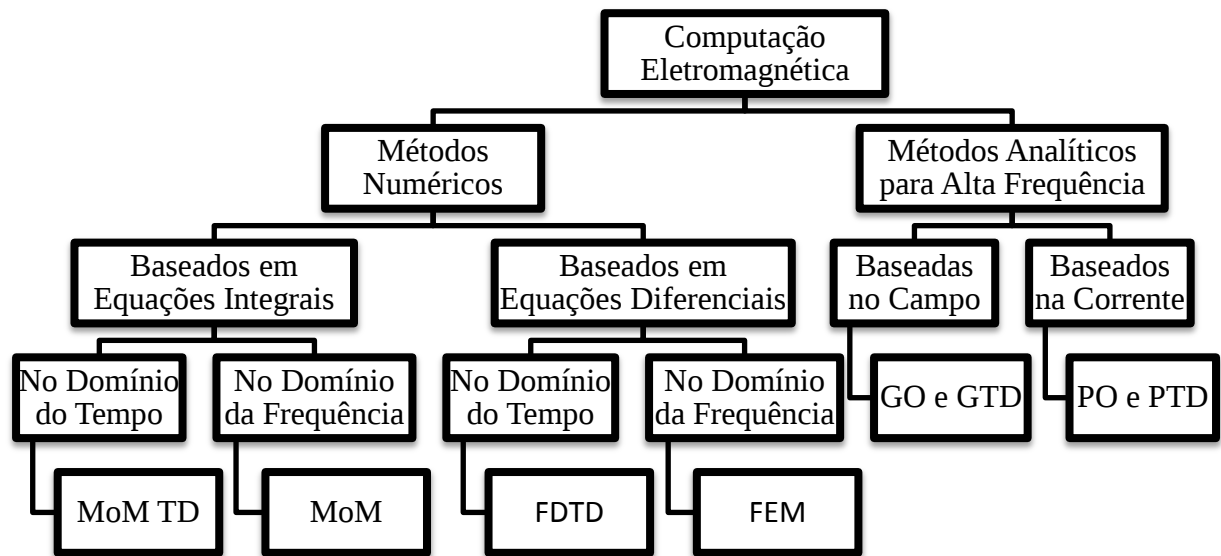


Figura 1.1: Categorias da computação eletromagnética.

Em que:

- GO: *Geometric Optics* – Óptica Geométrica.
- GTD: *Geometrical Theory of Diffraction* – Teoria Geométrica da Difração.
- PO: *Physical Optics* – Óptica Física.
- PTD: *Physical Theory of Diffraction* – Teoria Física da Difração.
- TD: *Time-Domain* – Domínio do Tempo.
- FEM: *Finite Element Method* – Método dos Elementos Finitos.

Métodos numéricos são os mais adequados para problemas em que a dimensão da estrutura analisada é da ordem de um a dez comprimentos de onda. Estes métodos consideram a natureza da onda eletromagnética e, por esta razão, são baseados na discretização das formulações diferencial e integral das equações de Maxwell. Tanto as equações diferenciais quanto as equações integrais podem ser representadas nos domínios da frequência ou do tempo. Por outro lado, métodos de alta frequência são usados quando a dimensão dos objetos corresponde a muitos comprimentos de onda em extensão e a natureza da onda não precisa ser totalmente considerada. A óptica geométrica, por exemplo, depende essencialmente no conceito de raios para modelar o comportamento do campo.

Para a análise e projeto de antenas com dimensões inferiores a um comprimento de onda, podem ser usados MoM, FEM e FDTD. O MoM é um método de equação integral no

domínio da frequência, geralmente usado em problemas de espalhamento envolvendo grandes estruturas, como aeronaves e mísseis e análise de antenas filamentosas, corneta, refletoras, entre outras. O FEM é um método numérico baseado em equações diferenciais, o qual surgiu na década de 1940 e originado da necessidade de resolver problemas complexos de elasticidade, problemas de análise estrutural na engenharia civil e aeronáutica, similarmente ao MoM, o qual é geralmente conhecido como um método no domínio da frequência, que também possui formulações no domínio do tempo. Sua aplicação na análise de antenas foi inicialmente proposta em problemas de espalhamento e antenas de microfita. O FDTD é um método aplicável em regiões de difícil previsão, ou seja, regiões de ressonância em que o comprimento de onda é comparável com a dimensão do objeto de iteração. As vantagens de aplicação deste método incluem [4]:

- Resposta em banda-larga;
- Modelos de geometrias arbitrarias tridimensionais;
- Interações de objetos de qualquer condutividade;
- Materiais com parâmetros dependentes da frequência.

O método FDTD pode ser aplicado para diversas fontes de excitação, como descargas elétricas, pulso eletromagnético, radar, lasers e para a análise de antenas, a qual engloba uma classe de problemas de difícil análise [11]. No caso de antenas de microfita, o desafio é maior, pois, a forma de excitar estas antenas influencia diretamente nos resultados da simulação.

1.3 Estado da Arte na Análise Numérica de Antenas de Microfita

Antenas de microfita, em geral, são simples de produzir e de baixo custo. Estas antenas possuem uma mecânica robusta e podem ser usadas em superfícies planares ou não planares. Uma das principais características de uma antena de microfita é sua banda de frequências estreita. Em contrapartida, a simulação deste tipo de antenas em métodos computacionais não é tão simples, devido às geometrias diversas, materiais difíceis de modelar e formas de excitação.

Dentre os métodos numéricos existentes para simulação de antenas de microfita, há estudos recentes usando o FDTD que demonstram que este é um método adequado para simulação deste tipo de antenas com geometrias diversas e que o mesmo é adequado para se

prever o funcionamento destas antenas em determinadas bandas de frequência. Em [12] e [13], para se projetar a banda de funcionamento de duas antenas de microfitas com mesma geometria e constantes dielétricas ϵ distintas, foi usado o FDTD para calcular a perda de retorno e a impedância de entrada das mesmas. Em [14] é desenvolvido um programa utilizando o método FDTD em 3D (três dimensões) para análise de uma antena de microfita com uma ABC (*absorbing boundary condition* – condição de contorno absorvente) de UPML (*uniaxial perfectly matched layer* – camada de perfeito casamento uniaxial). Os resultados são comparados com a simulação da mesma antena simulada no *software Ansoft Designer* e apresentam uma correspondência satisfatória. Com o objetivo de comprovar a possibilidade de aplicar o FDTD para simulação de antenas de microfita, diversos trabalhos foram publicados comparando o resultado da simulação FDTD com aqueles de medições de antenas reais. Em [15], é desenvolvido um programa FDTD para análise e projeto de antenas de microfita UWB (*Ultra-wide-band* – banda ultra larga) a partir de diferentes formas de excitação: fonte pontual, fonte resistiva de tensão e guia de onda simples. Os resultados obtidos com o programa para diferentes tipos de antenas são validados por comparação com medições e resultados de simulações de outros autores e concluído que a excitação por guia de onda não foi suficientemente apropriada para a simulação do FDTD 3D. Em [16] foi desenvolvido um programa FDTD e o mesmo foi comparado com os resultados da simulação de uma mesma antena UWB em CST® (*Computer Simulation Technology* – Tecnologia de Simulação Computacional) e a medição da antena construída. No mesmo foi constatada uma concordância entre as frequências de ressonância superior do programa FDTD desenvolvido e a simulação no *software* CST® quando comparados com os valores reais da medição, especialmente em altas frequências.

Em [17] são demonstrados os problemas na análise de antenas de microfita de fenda dobradas em dielétricos finos. Estas antenas foram simuladas utilizando o método FDTD e geraram resultados satisfatórios quando comparados com as medições da antena real, demonstrando a eficiência do FDTD em simulação de antenas de microfita em geometrias diversas. Da mesma forma, em [18], o FDTD é apresentado como uma ferramenta poderosa para analisar antenas de microfita para variadas geometrias e estruturas para se aplicar a excitação.

Para o desenvolvimento de um programa utilizando o método FDTD para simulação de uma determinada geometria de antena de microfita é necessário entender a forma de excitação mais apropriada para a mesma. De acordo com [19], quando se usa o método FDTD

para prever a radiação de dispositivos, a fonte de excitação impacta diretamente no resultado da simulação. Muitas abordagens de fontes de excitação foram publicadas e estas foram investigadas neste trabalho. Em [20] é feita uma comparação do desempenho entre *hard source* (fontes de excitação com barreira) e *soft source* (fontes de excitação sem barreira) quando a energia da fonte é radiada de um ponto em direção à malha FDTD. A fonte *soft* apresentou melhores resultados por duas razões. A primeira, devido ao PEC (*perfect electric conductor* – condutor elétrico perfeito) parasita, o qual, com a fonte *hard*, pode gerar resultados computacionais incorretos se os campos refletidos atingem o ponto da fonte. A outra razão é devido aos resultados experimentais computacionais que apresentaram uma precisão dos campos radiados maior com a fonte *soft*, principalmente em altas frequências, quando se projeta no FDTD uma discretização no espaço menor que dez comprimentos de onda. Em [21] é demonstrada a efetividade de uma fonte FDTD chamada Huygens. Esta fonte usa uma implementação geral TFST (*total field scattered field* – campo total e campo espalhado) e permite a divisão em malhas unidirecionais FDTD mais refinadas com uma enorme economia de tempo computacional e consumo de memória. Em [22] é informado que o FDTD possui facilidade para modelar fontes não refletivas como a fonte de tensão resistiva para simulação em três dimensões, a qual apresenta resultados satisfatórios. Em [8] é desenvolvido um programa FDTD com uma parede magnética como fonte de excitação. Os resultados foram verificados a partir dos dados obtidos por medição da antena real proposta no mesmo e usados como referência em diversos trabalhos. Em [23] é apresentada uma fonte de excitação *soft* em um determinado ponto, mas com uma limitação da região em que a mesma está ativa. Esta fonte de excitação é aplicada em uma antena de microfita usada também em outros trabalhos, tais como [8] e [14] e apresentou resultados superiores quando comparada com as medições desta geometria de antena construída.

Para a simulação de antenas de microfita, outro fator crítico é a escolha dos materiais no projeto da antena. Dentre os materiais dielétricos utilizados geralmente em antenas de microfita, o FR-4 (*flame resistant* – resistente ao fogo) é um material com menor custo, no entanto, este é um material com perdas e considerado pouco eficiente devido ao fato de sua permissividade e condutividade variarem com a frequência, tornando-o difícil de simular a partir de frequências de operação superiores a 1 MHz [24]. Outro ponto crítico do uso do FR-4 é que este é um material dispersivo, não-homogêneo e anisotrópico, ou seja, sua permissividade varia com a frequência e com a direção de propagação do campo,

respectivamente. Com base nisto, faz-se necessário que o código FDTD seja robusto o suficiente para evitar problemas na simulação devido a estas variações.

1.4 Motivação e Objetivos

Neste trabalho optou-se por usar o FDTD ao invés de outros métodos para análise de campos elétricos, devido à sua simplicidade de implementação e capacidade de trabalhar em larga banda de frequências. A proposta do trabalho é de desenvolver programas que usem o método FDTD, com fontes de excitação distintas para avaliar aquela que melhor se adeque à geometria de antena de microfita escolhida. Estes programas geram as simulações necessárias para se obter os campos elétricos total e incidente para avaliação da perda de retorno da antena de microfita. A perda de retorno gerada a partir de cada uma das fontes de excitação simuladas é comparada com o resultado validado em *software* comercial EMPro (*Electromagnetic Professional* – eletromagnético profissional) da mesma geometria de antena.

A antena escolhida para esta investigação possui banda muito larga, operando até 20 GHz e geometria complexa, além de ser construída em FR-4, que é um material difícil de simular em determinados *softwares*, mas, com o FDTD, sua simulação se torna relativamente mais simples.

Como configurações gerais do programa FDTD, é investigada a melhor forma em que a antena de microfita deve ser alimentada. A microfita é representada pela parcela fina de metal presente na mesma camada da plaqueta da antena. Nesta camada é inserida a onda responsável pela alimentação da antena, a qual é conduzida até a plaqueta e permite que a antena ressoe na frequência a qual foi projetada. A alimentação por linha de microfita é de fácil construção e facilita o casamento de impedância. Como parâmetro de validação da resposta da antena simulada e, posteriormente, construída foi utilizada a perda de retorno. Outras configurações necessárias são a dimensão das células e do passo de tempo que atendam a determinados critérios de estabilidade. Para a antena projetada com dielétrico em fibra de vidro, são investigadas algumas técnicas de excitação deste tipo de antenas no FDTD, como a parede magnética [8], separação da simulação em campo elétrico incidente e campo elétrico total [14], subtração da onda incidente da onda total [23], fonte resistiva de tensão

[22], entre outras. A análise destas técnicas é importante para se verificar aquela que melhor se adequa à geometria de antena projetada.

O objetivo deste trabalho é verificar diferentes métodos de excitação de antenas no código FDTD a fim de definir aquele com melhor resposta para uma antena de banda larga e geometria complexa construída em FR-4.

Para a verificação da confiabilidade dos resultados obtidos pela simulação do programa FDTD desenvolvido neste trabalho, a antena proposta no mesmo é simulada também no *software* EMPro e os resultados são comparados com aqueles do programa FDTD projetado nesta investigação.

1.5 Estrutura da Dissertação

Com o intuito de facilitar a compreensão do presente trabalho, os capítulos foram divididos seguindo a ordem cronológica do desenvolvimento do projeto, totalizando cinco etapas. O primeiro capítulo apresenta uma breve introdução sobre o assunto que se propõe o trabalho, além da motivação e objetivos do trabalho. No capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica dos tópicos relevantes para o trabalho sobre antenas e seus parâmetros fundamentais. No capítulo seguinte é apresentado o método FDTD e sua relação com a simulação de antenas de microfitas com geometrias diversas e diferentes formas de excitação. No capítulo 4, são apresentados os resultados das simulações dos códigos FDTD desenvolvidos neste trabalho e, posterior, comparação com as medições das antenas construídas. Por último, o capítulo 5 apresenta a conclusão do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

2 ANTENAS DE MICROFITA

A comunicação sem fio tem crescido nos últimos anos devido ao avanço tecnológico dos dispositivos móveis e comunicações via rádio, e, o elemento mais importante para possibilitar este tipo de comunicação é a antena. No geral, a antena é projetada para operar em uma frequência limitada e as pesquisas são realizadas para buscar formas de desenvolver antenas para responder em diversas frequências ou antenas bandas larga [25]-[31]. Para se avaliar o funcionamento de antenas em determinadas faixas de frequência, existem alguns parâmetros, sendo destacada a perda de retorno.

2.1 Perda de Retorno de Antenas

Para descrever o funcionamento de uma antena, a definição de diversos parâmetros se faz necessária. Alguns dos parâmetros são inter-relacionados e nem todos precisam ser especificados para uma completa descrição do desempenho da antena [32].

A perda de retorno (RL – *Return Loss*) é uma medição da eficiência da tensão enviada por uma linha de transmissão para uma carga que, neste caso, é a antena [32]. Este é um parâmetro comumente adotado na literatura por representar satisfatoriamente a potência de sinal radiado pela antena, o qual pode ser representado através da relação entre campo elétrico refletido e incidente mostrada na equação (2.1):

$$RL = 20 \log_{10} \left(\frac{E_{refletido}}{E_{incidente}} \right). \quad (2.1)$$

A perda de retorno está diretamente relacionada com a geometria da antena e os materiais utilizados em sua construção, os quais não são perfeitamente constantes e apresentam pequenas variações construtivas. Estas variações para uma dada frequência provocam reflexões no sinal transmitido gerando perda do sinal original.

2.2 Análise de Antenas de Microfita

Em aplicações automotivas, aeronáuticas, aeroespaciais, dentre outras, de alto desempenho, onde tamanho, peso, custo, desempenho, facilidade de instalação e perfil aerodinâmico são limitantes, antenas de microfita podem ser necessárias. Estas antenas são moldáveis a superfícies planas e não-planas, de construção simples e de baixo custo com a tecnologia de circuitos impressos, mecanicamente robustas quando montadas em superfícies rígidas, são muito versáteis em termos de frequência de ressonância, polarização, e impedância e seu funcionamento é significativamente compreendido através da perda de retorno [32].

Os avanços na tecnologia de antenas de microfita possibilitaram o desenvolvimento de dielétricos com baixas perdas e com boas características térmicas, mecânicas e a miniaturização das antenas, possibilitando o desenvolvimento de dispositivos cada vez menores e mais eficientes [33]. Apesar de tais características, as antenas de microfita também apresentam algumas dificuldades como uma banda estreita, grandes perdas na rede de alimentação, alta polarização cruzada e baixa capacidade de transmitir grandes potências. As antenas de microfita convencionais consistem em uma plaqueta condutora impressa em um dielétrico aterrado [33].

A Figura 2.1 ilustra um exemplo de uma antena de microfita, em que a plaqueta é a antena propriamente dita e possui as dimensões L e W e espessura t . As dimensões da antena podem possuir variados formatos e estes influenciam diretamente na frequência de ressonância da antena projetada. Abaixo da antena há o dielétrico e, mais abaixo, o *ground plane* (plano terra), o qual é uma camada totalmente preenchida por metal, geralmente, de mesma espessura da plaqueta. O plano terra, em geral, está localizado em um plano abaixo do dielétrico, mas também pode estar presente no mesmo plano da plaqueta. Para estes casos, a antena é chamada de coplanar. O dielétrico possui espessura superior à do metal e existem vários tipos de dielétricos que podem ser usados no projeto de antenas de microfita. Em geral, são usados materiais cuja constante dielétrica esteja na faixa de $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. No entanto, os dielétricos mais usados são os que estão mais próximos do limite inferior dessa faixa, devido ao fato de que, com menores valores de permissividade elétrica, é possível obter maior largura de banda BW (*bandwidth*), melhor eficiência e menores perdas [14], [23] e [34]. No entanto, estes dielétricos exigem maiores elementos radiadores, ou seja, plaquetas. Já os dielétricos com constantes dielétricas maiores possibilitam o uso de menores dimensões destes

elementos, sendo, porém, menos eficientes e com menor largura de banda [33]. Como possibilidade de dielétrico para a antena, há a fibra de vidro FR-4 com $\epsilon_r = 4,6$. Este dielétrico possui menor custo em comparação com outros utilizados na literatura que, de maneira geral, possuem um $\epsilon_r = 2,2$ [14]. O FR-4 é considerado pouco eficiente devido ao fato da permissividade e da condutividade variarem com a frequência para operar em banda larga, porém existem estudos que mostram a possibilidade de usar a FR-4 para construir antenas em banda de frequências ultra larga [36] e [37].

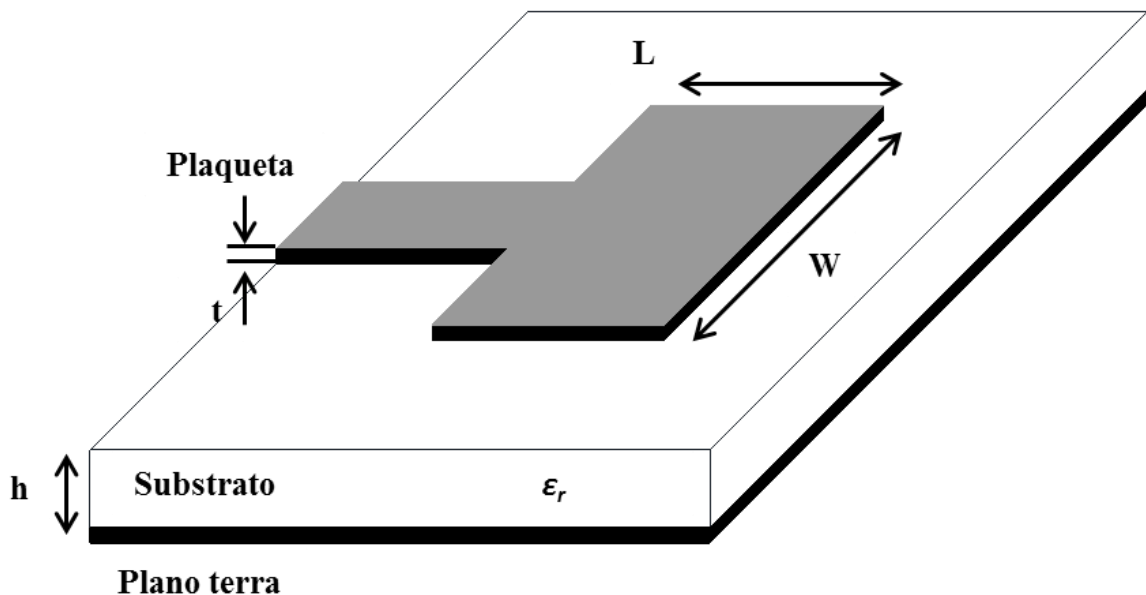


Figura 2.1: Exemplo de antena de microfita.

Em geral, a impedância de entrada de uma antena de microfita é complexa e inclui tanto uma parte radiante quanto uma parte não radiante, a qual é usualmente reativa [31]. As partes real e imaginária da impedância variam em função da frequência. Idealmente, tanto a resistência como a reatância exibem simetria em relação à frequência de ressonância e, na ressonância, a reatância é igual à média da soma de seus valores máximo e mínimo [33]. Sendo assim, para que a antena opere o mais próximo do modelo especificado, é desejado que o projeto da antena seja feito de forma que, na ressonância, a antena possua impedância com menor valor possível de reatância.

As antenas podem possuir diversos formatos distintos dependendo de sua aplicação: quadradas, retangulares, triangulares, circulares entre outros, cada qual com suas

características particulares de radiação, estas devem ser projetadas para que operem na ressonância respeitando o fato de ter o menor valor possível de reatância em sua impedância, para um melhor funcionamento. Outras geometrias de antenas incluem os conjuntos ou painéis de microfitas contendo uma ou mais linhas de alimentação. Para antenas de microfita é possível projetar redes de casamento de impedância que permitem aumentar a largura de banda das mesmas. Na Figura 2.2 são exibidos dois exemplos que permitem o aumento em cerca de 10% da largura de banda. O primeiro é uma microfita coplanar para casamento de impedância e, o segundo, uma microfita não planar com pequeno desvio de metal unilateral [34].

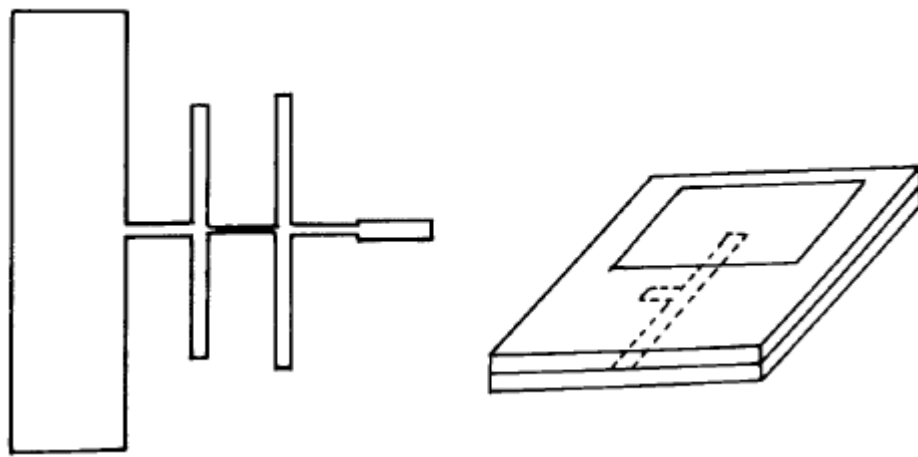


Figura 2.2: Exemplos de redes de casamento de impedância para aumento de largura de banda de antenas de microfita.

Para o funcionamento das antenas, independente do seu formato, deve-se ser investigada a melhor forma de alimentação da mesma para que ela possa operar conforme projetado. Para antenas de microfita, há várias maneiras de se fazer esta alimentação sendo que as quatro mais usuais são: linha de microfita, sonda coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade [33].

Dentre os vários métodos de análise para as antenas de microfita, tem-se destacado o uso de análise através do método de linha de transmissão, de cavidade ressonante, MoM e FEM [34]. Os modelos de linha de transmissão e cavidade são aproximações utilizáveis apenas no caso de antenas com geometrias simples. O MoM, apesar de eficiente, não é versátil devido a sua dependência em relação à função de Green. No MoM, o número de pontos no domínio varia para cada frequência, o que dificulta a análise quando há uma vasta

banda de frequências. O FEM é eficiente ao tratar antenas de banda estreita ou antenas sintonizadas, porém, ao tratar antenas de banda larga, demanda um recurso computacional tão grande que a análise, em muitos casos, torna-se inviável. Isto ocorre devido ao fato de que os métodos precisam ser executados para cada uma das frequências de interesse. O FDTD, no entanto, é capaz de trabalhar em diversas bandas de frequências em uma única simulação e vem sendo aplicado com resultados muito positivos na análise de antenas de microfitas e resolve as equações de Maxwell sem pré-processamento analítico, ao contrário dos outros métodos [37].

2.3 Largura de Banda

A largura de banda de uma antena de microfita ou *VSWR* (*voltage standing wave ratio* – relação de ondas estacionárias) é definida como a faixa de frequência em que a antena está casada com a linha de alimentação. A largura de banda *BW* é inversamente proporcional ao fator de qualidade *Q* [35].

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}}, \quad (2.2)$$

em que *VSWR* é definida em termos do coeficiente de reflexão Γ :

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (2.3)$$

O coeficiente Γ é o valor da medição do sinal refletido no ponto de alimentação da antena. Este valor é definido em termos da impedância de entrada Z_{in} da antena e a impedância característica Z_0 da linha de alimentação, conforme mostrado na equação 2.4.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}. \quad (2.4)$$

A largura de banda, em geral, é especificada para uma faixa de frequência em que o $VSWR$ é inferior a 2, o que corresponde a uma perda de retorno de cerca de 9,5 dB ou 11% de potência refletida.

2.4 Modificação do Formato das Plaquetas

Configurações gerais de antenas de microfita em formatos retangulares e circulares podem ser modificados para formatos de anel retangular [39] e anel circular [40], respectivamente para aumentar a largura de banda. O aumento da largura de banda é devido à redução no fator de qualidade da plaqueta, devido à perda de energia armazenada abaixo da plaqueta, gerando maior radiação [38].

CAPÍTULO 3

3 MODELAGEM FDTD

O algoritmo usado para este trabalho é baseado no algoritmo de Yee [2], que é a fundamentação do FDTD para modelagem de campos eletromagnéticos e se destaca devido à sua robustez e simplicidade.

3.1 Equações de Maxwell em Três Dimensões

A dependência no tempo das equações de Maxwell em uma região do espaço sem impor fontes de corrente elétrica ou magnética, mas que podem ter materiais que absorvem energia de campo elétrico ou magnético são dadas em forma diferencial por:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \mathbf{J}_m, \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} - \mathbf{J}, \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho, \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \rho_m. \quad (3.4)$$

em que:

$\mathbf{E}$: vetor campo elétrico (V/m);

$\mathbf{H}$: vetor campo magnético (A/m);

$\mathbf{D}$: vetor densidade de fluxo elétrico (C/m^2);

$\mathbf{B}$: vetor densidade de fluxo magnético (Wb/m^2);

$\mathbf{J}$: vetor densidade de corrente elétrica (A/m^2);

ρ : densidade de carga elétrica livre (C/m^3);

$\mathbf{J}_m$: vetor densidade de corrente magnética equivalente (V/m^2);

ρ_m : densidade de carga magnética livre (Wb/m^3).

Em um material linear, não dispersivo e anisotrópico as relações constitutivas são dadas por:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E}, \quad (3.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{J}_m = \sigma^* \mathbf{H}. \quad (3.8)$$

em que:

ε_0 : permissividade elétrica no espaço livre (F/m);

ε_r : permissividade elétrica relativa;

μ_0 : permeabilidade elétrica no espaço livre (H/m);

μ_r : permeabilidade magnética relativa;

σ : condutividade elétrica (S/m);

σ^* : perda magnética equivalente (Ω/m).

É importante ressaltar que a densidade de carga magnética e condutividade magnética não são quantidades físicas uma vez que cargas magnéticas não foram observadas na natureza. No entanto, estas quantidades são úteis para a implementação matemática da PML (*Perfectly Matched Layer* – Camada de Casamento Perfeito) nas condições de fronteira. A PML é uma camada usada em simulações computacionais, principalmente no FDTD, para absorção artificial de ondas nas fronteiras do espaço.

As equações (3.1) a (3.8) geram as equações de Maxwell em materiais lineares, anisotrópicos, não dispersivos e com perdas:

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} (\nabla \times \mathbf{H} - \sigma \mathbf{E}), \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0 \mu} (\nabla \times \mathbf{E} - \sigma^* \mathbf{H}). \quad (3.10)$$

Escrevendo as equações (3.9) e (3.10) em coordenadas cartesianas obtém-se as equações escalares:

$$\frac{\partial \mathbf{E}_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_{xx}} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} - \sigma_{xx} \mathbf{E}_x \right), \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial \mathbf{E}_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_{yy}} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} - \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} - \sigma_{yy} \mathbf{E}_y \right), \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 \varepsilon_{zz}} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} - \sigma_{zz} \mathbf{E}_z \right), \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{xx}} \left(\frac{\partial \mathbf{E}_y}{\partial z} - \frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial y} - \sigma_{xx}^* \mathbf{H}_x \right), \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{yy}} \left(\frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial x} - \frac{\partial \mathbf{E}_x}{\partial z} - \sigma_{yy}^* \mathbf{H}_y \right), \quad (3.15)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{zz}} \left(\frac{\partial \mathbf{E}_x}{\partial y} - \frac{\partial \mathbf{E}_y}{\partial x} - \sigma_{zz}^* \mathbf{H}_z \right). \quad (3.16)$$

As equações (3.11) a (3.16) são a base para o método FDTD. A partir da discretização das mesmas usando diferenças finitas é possível obter um algoritmo numérico que modela o fenômeno do campo eletromagnético tridimensional.

3.2 A Célula de Yee e o Esquema *Leapfrogging*

No trabalho de Yee [2] é proposto um esquema de malha que satisfaz a Lei de Gauss, posicionando as componentes dos campos elétrico e magnético corretamente nas arestas e faces de um cubo, o qual se tornou largamente conhecido como cubo de Yee e possui a estrutura da Figura 3.1.

Como pode ser visto na Figura 3.1, o esquema do cubo de Yee posiciona os componentes de campo de forma que todo componente de campo elétrico é cercado por quatro componentes de campos magnéticos circulantes e cada componente de campo magnético é cercado por quatro componentes de campo elétrico circulantes, o que replica a Lei de Ampère e a Lei de Faraday. Desta forma, o esquema de Yee simula tanto a forma diferencial ponto a ponto quanto a forma integral macroscópica das equações de Maxwell.

Na Figura 3.1 é ilustrado o posicionamento no espaço cartesiano dos campos elétricos e magnéticos no cubo de Yee. Como exemplo, o campo elétrico em z representado por $\mathbf{E}_z$ se encontra no plano xz deslocado uma célula no sentido positivo do eixo x e meia célula no sentido positivo do eixo z , sendo assim, sua posição é representada por $\mathbf{E}_z(i + 1, j, k + 1/2)$.

Nesta figura ainda é indicado os valores Δx , Δy e Δz , os quais representam a discretização das células, ou seja, o menor tamanho da célula informado no algoritmo do programa FDTD.

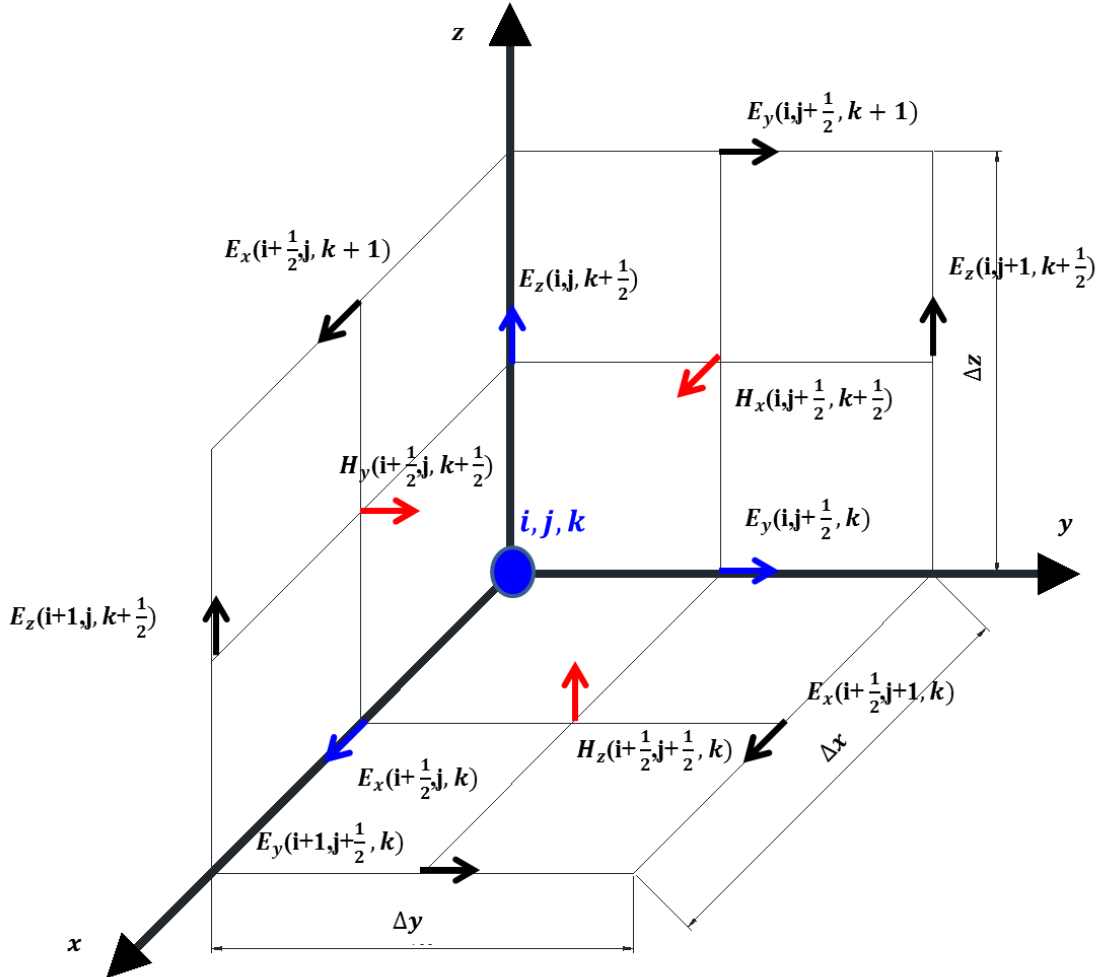


Figura 3.1: Posição dos vetores campo elétrico e campo magnético sobre as células (i, j, k) de Yee no espaço.

Baseado no esquema da Figura 3.1, as equações dos campos elétrico e magnético (3.11)-(3.16) são discretizadas no formato de expressões de diferenças finitas no tempo e espaço.

Uma das características mais importantes do algoritmo de Yee, resultando do seu esquema de diferenças finitas centrais, é o arranjo dos componentes do campo elétrico e magnético no tempo de forma intercalada (*leapfrogging*). Isto significa que os componentes do campo elétrico para um tempo t são calculados de um componente de campo magnético previamente armazenado que no espaço de tempo $t - \Delta t/2$, em que Δt é o passo de tempo.

Então as componentes do campo magnético para o tempo $t + \Delta t/2$ são calculadas para os componentes do campo elétrico armazenados para um tempo t , como mostrado na Figura 3.2.

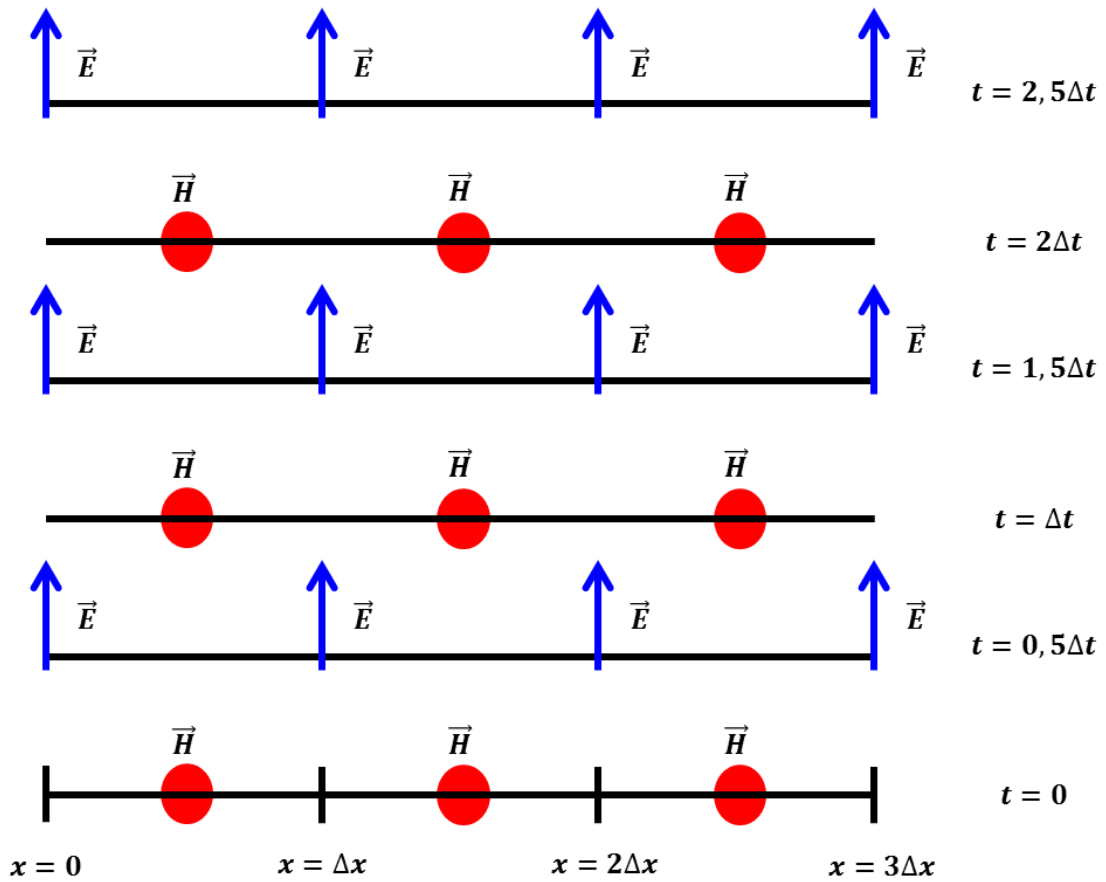


Figura 3.2: Esquema em passos de tempo que ilustra o uso do algoritmo de Yee para diferenças finitas para as derivadas no espaço e *leapfrogging* para as derivadas no tempo para o caso simplificado em uma dimensão.

A *leapfrogging* continua até que a quantidade de passos de tempo T seja atingida. Em *softwares* comerciais também podem ser utilizadas considerações de energia como critério de parada para a *leapfrogging*.

3.3 Discretização das Equações de Maxwell usando o Algoritmo de Yee

Um ponto em uma face uniforme e retangular é denotado como: $(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$, em que: $\Delta x, \Delta y$ e Δz são os incrementos no espaço na face nas direções das coordenadas x, y e z e i, j , e k são inteiros.

3.4 O Critério de Estabilidade de Courant, Tamanho da Célula e Passo de Tempo

Uma vez que a dimensão da célula é determinada, o passo de tempo máximo Δt é calculado através do critério de Courant. Este critério considera uma onda plana propagando por uma determinada célula FDTD. O tempo necessário para esta propagação deve considerar as dimensões da célula em cada um dos eixos (Δx , Δy e Δz). Este tempo é determinado de acordo com a maior velocidade possível de propagação da onda. De acordo com o critério de estabilidade de Courant, para se garantir a estabilidade do algoritmo, o passo de tempo, Δt , deve ser definido de forma que:

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}}. \quad (3.17)$$

Apesar do Critério de Estabilidade de Courant estabelecer as condições de estabilidade para o *leapfrogging* básico do algoritmo de Yee para a atualização dos campos, a estabilidade do procedimento completo do FDTD depende de outros fatores além do que apenas a estabilidade do algoritmo de Yee. Isto acontece porque o programa FDTD precisa de outros algoritmos para serem úteis nos problemas de engenharia. Exemplos destes algoritmos são as ABCs, fontes de excitação, técnicas subcelulares, elementos agrupados e malhas não uniformes ou não ortogonais. A interação entre o FDTD e os algoritmos aumentados conduz a um problema de estabilidade generalizado, o qual a análise de estabilidade pode não ser viável. Em geral, algoritmos aumentados possuem seus próprios critérios de estabilidade parcialmente analítica e parcialmente empírica, o que tem sido usado para simular muitos problemas do interesse da engenharia com sucesso.

3.5 UPML

Para a realização de simulações de antenas no espaço livre usando FDTD é necessária a construção de uma ABC, pois, caso contrário, os limites do espaço de simulação são considerados como metal. Isto acontece porque o campo na fronteira do espaço é nulo e o algoritmo de diferenças finitas perceberá este limite como um condutor elétrico perfeito, o que acarreta grande quantidade de reflexões no ambiente de simulação. Tais fronteiras são

construídas para simular um espaço de simulação infinito. Outras formas menos eficientes para evitar tais reflexões seriam aumentar demasiadamente o espaço, gerando um grande custo computacional, ou parar a simulação antes que as reflexões interfiram no problema analisado [11].

Entre as primeiras tentativas para formular ABCs, destaca-se a que foi proposta em 1981 por Gerrit Mur [41] e ficou conhecida como fronteira de Mur. Apesar de muito usada, a fronteira de Mur vem caindo em desuso em função do surgimento da PML, na década de 90, a qual é capaz de absorver com muita eficiência os campos na fronteira do espaço computacional. A PML consiste na inserção de um meio material absorvente nas fronteiras do campo com uma espessura específica [3]. A PML foi proposta em 1994 por Jean-Pierre Berenger [42]. A grande inovação é que ela absorve os campos independentemente do plano de incidência, da polarização e da frequência [3]. A Figura 3.3 mostra uma PML genérica para um espaço bidimensional. É possível observar que a espessura da PML em número de células pode ser diferente para cada uma das fronteiras do espaço de simulação, o que facilita a otimização do espaço nos casos em que a propagação não acontece com a mesma intensidade em todas as direções. A partir do surgimento da PML, outras inovações foram propostas, gerando novos tipos de PML como a UPML [41] e a CPML (*convolutional* PML – PML de convolução) [3]. A UPML apresenta bons resultados nas simulações de antena de microfita [44], [45] e, quando configurada corretamente, permite que a antena projetada opere conforme especificado. Para tal, é importante, que tenha-se um bom casamento de impedâncias nos meios presentes no espaço computacional do programa FDTD, sejam estes, a UPML, metal da antena, dielétrico e espaço livre.

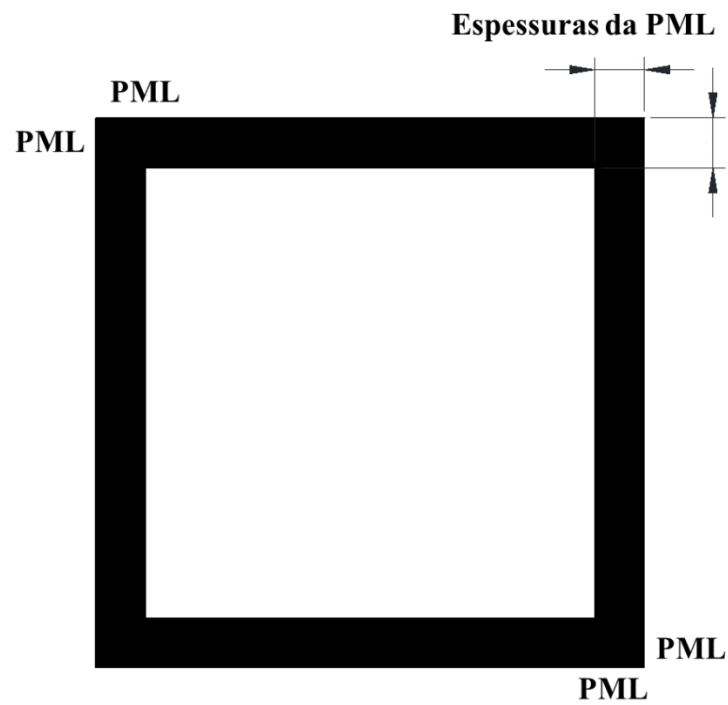


Figura 3.3: PML genérica para um espaço bidimensional.

3.6 Fontes de Excitação

Em geral, para a excitação de uma antena de microfita em código FDTD é usado um pulso Gaussiano por ter uma forma de onda suave no tempo, sua transformada de Fourier também possui o formato de pulso Gaussiano e a frequência de ressonância de interesse ser controlável através da largura do pulso. Sendo assim, quando a largura do pulso Gaussiano é ajustada a resposta em frequência pode ser obtida de forma direta na frequência de interesse.

O pulso Gaussiano se comporta de acordo com a expressão:

$$g(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2}. \quad (3.18)$$

As definições de t_0 e T são críticas para os resultados das simulações FDTD e impactam diretamente nos resultados da perda de retorno. De acordo com [46] T deve ser maior ou igual a dez vezes o passo de tempo sobre a velocidade que o pulso Gaussiano está

viajando e t_0 deve ser escolhido de forma que o início da excitação seja projetado para ser pequeno e suave o suficiente para evitar modos de altas ordens [47].

3.6.1 Parede Magnética

De modo a simular uma excitação de fonte de tensão, é necessário impor um campo elétrico vertical E_z , em uma região retangular, conforme é ilustrado na Figura 3.4. As componentes do campo elétrico remanescente do plano da fonte devem ser especificadas ou calculadas. Em [48]-[50] uma parede de fonte elétrica é usada, ou seja, os componentes dos campos elétricos restantes na parede da fonte da malha são configurados como zero. Um efeito indesejado deste tipo de excitação é que um campo magnético forte é induzido de forma tangencial para a parede da fonte. Isto resulta em distorção do pulso gerado. Especificamente, o pulso é reduzido em módulo devido à energia armazenada no campo magnético induzido e a porção negativa do pulso fica evidente. Um esquema alternativo da excitação é simular uma parede magnética no plano da fonte [8]. Este plano da fonte consiste apenas de componentes E_x e E_z com componentes do campo magnético tangencial deslocado no espaço de $\pm\Delta y/2$. Se a parede magnética força as componentes do campo magnético para zero logo abaixo do plano da fonte, então uma distorção significativa do pulso ocorre. Se a parede magnética é forçada diretamente no plano da fonte usando teoria de imagem, ou seja, H_{tan} fora da parede magnética é igual a $-H_{tan}$ dentro da parede magnética, então os componentes remanescentes do campo elétrico no plano da fonte podem ser calculados usando equações de diferenças finitas. Usando esta excitação, apenas uma pequena quantidade de distorção da fonte é notada. É assumido que a excitação especificada conforme na Figura 3.4 permite que a antena de microfita radie na frequência de interesse.

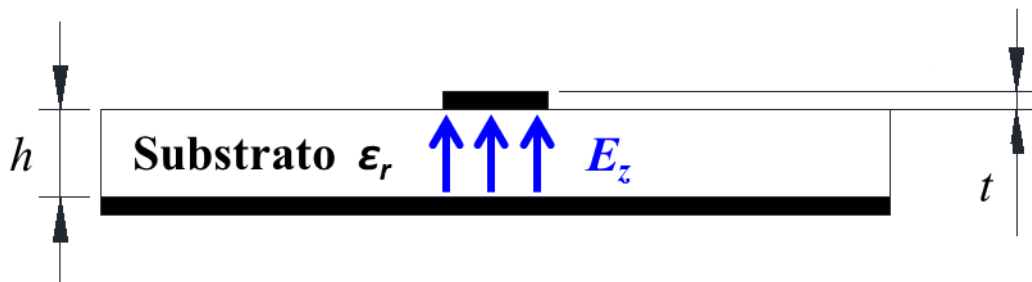


Figura 3.4: Região retangular onde a antena de microfita é excitada.

As equações de diferenças finitas não são perfeitas em sua representação da propagação das ondas eletromagnéticas, o que pode causar dispersão numérica, ou seja, a velocidade de propagação é um pouco dependente da frequência mesmo para ondas planas uniformes. De modo a minimizar os efeitos da dispersão numérica e evitar erros, o comprimento do pulso Gaussiano é escolhido para no mínimo vinte pontos por comprimento de onda na maior frequência de interesse. Nesta configuração se mantém o plano terra no plano abaixo do dielétrico da antena e um único meio dielétrico com metalização na camada superior na configuração inicial da antena. Estes condutores elétricos são assumidos a ser perfeitamente condutores e possuir espessura nula e são tratados configurando a componente E como zero no metal. A borda do condutor deve ser modelada com os componentes tangenciais do campo elétrico até a borda. As equações (3.19) e (3.20) especificam os campos elétricos E_x e E_z necessários para se formar a parede magnética. Nota-se que estes campos elétricos são definidos a partir de valores de campos magnéticos armazenados ao longo da execução do código FDTD.

$$E_x = E_x + C_x E_x \times (H_z^n + H_y^{n-1} - H_y^n), \quad (3.19)$$

$$E_z = E_z + C_z E_z \times (H_x^n + H_y^n - H_y^{n-1}), \quad (3.20)$$

em que:

E_x : vetor campo elétrico na direção x ;

E_z : vetor campo elétrico na direção z ;

H_x : vetor campo magnético na direção x ;

H_y : vetor campo magnético na direção y ;

H_y^{-1} : vetor campo magnético na direção y em um passo de tempo anterior ao que está sendo reproduzido no programa;

H_z : vetor campo magnético na direção z ;

C_x : matriz de multiplicadores na direção x para atualização das equações de campo;

C_z : matriz de multiplicadores na direção z para atualização das equações de campo.

As equações (3.21) e (3.22) definem as matrizes de multiplicadores:

$$C_x = \frac{\Delta t \Delta x}{\epsilon_0 \epsilon_x \Delta y \Delta z}, \quad (3.21)$$

$$C_z = \frac{\Delta t \Delta z}{\epsilon_0 \epsilon_z \Delta x \Delta y}, \quad (3.22)$$

em que:

ϵ_x : matriz de constantes dielétricas na direção x ;

ϵ_z : matriz de constantes dielétricas na direção z .

3.6.2 Separação da Simulação em Campo Elétrico Incidente e Campo Elétrico Total

Para a geração das simulações no programa FDTD, deve-se separar o campo incidente do campo refletido, o que, no geral, é um problema para linhas de alimentação de dimensões relativamente pequenas, pois em algum dado instante de tempo o campo incidente pode se sobrepor ao campo refletido. Para resolver este problema, uma solução pode ser separação da simulação em duas etapas. A primeira etapa consiste na geração do campo elétrico incidente. Para tal, deve-se estender a microfita ao longo de todo o plano da antena, conforme mostra a Figura 3.5. Nesta figura se nota a presença do ponto de medição TP (*transverse plane*) e o ponto de excitação SP (*source plane*). Para esta configuração foi considerada uma distância de dez células entre um ponto e outro [14]. Na Figura 3.5 ainda é mostrado que a microfita é inserida dentro da PML tanto na sua parte inicial, quanto final. Esta inserção é importante para impedir que os campos de SP cheguem ao final da microfita e retornem, deteriorando a perda de retorno. Ao se inserir a microfita na PML, esta é considerada como infinita no espaço computacional do FDTD. A segunda etapa é a simulação do campo elétrico total, que consiste na simulação da antena propriamente dita. Na Figura 3.6 é ilustrado um exemplo de antena a ser simulada.

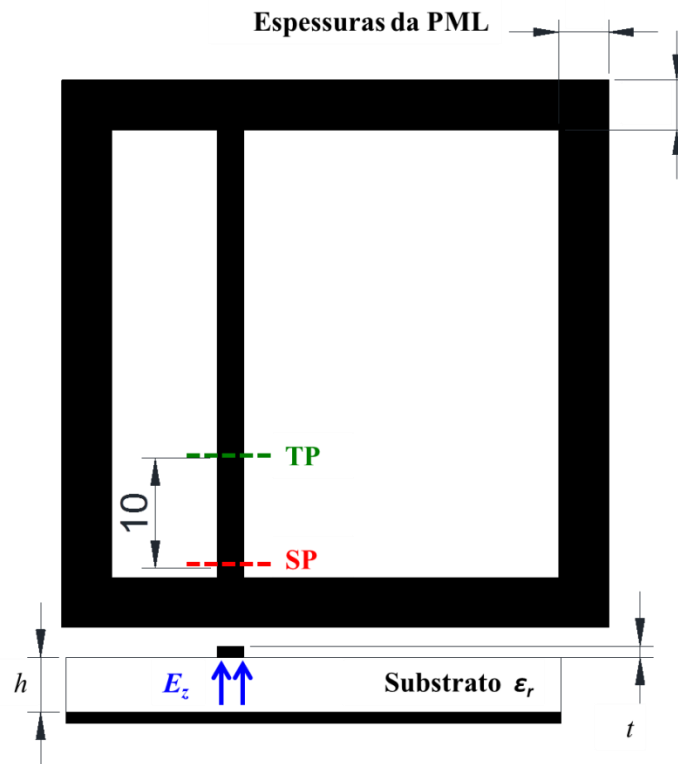


Figura 3.5: Esquema de simulação do campo elétrico incidente.

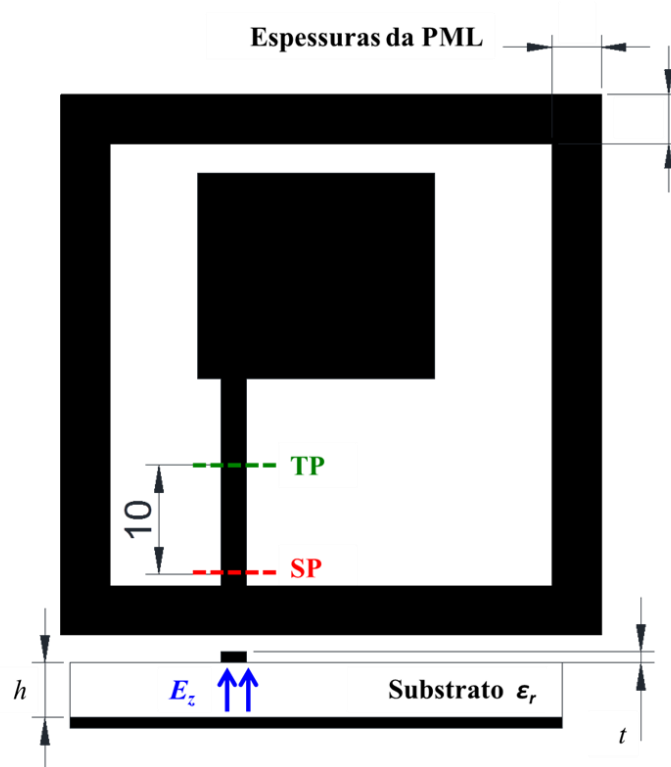


Figura 3.6: Esquema de simulação do campo elétrico total.

3.6.3 Subtração da Onda Incidente da Onda Total

A simulação de ondas planares é usualmente de interesse na computação eletromagnética uma vez que após uma distância da ordem de dez comprimentos de onda, o campo da maioria das antenas pode ser aproximado como uma onda plana.

Para a inserção de uma onda plana no código FDTD deve-se analisar as abordagens existentes a fim de se entender aquela que melhor se adequa à geometria de antena proposta. Das abordagens existentes, uma que gera resultados interessantes é a subtração da onda incidente da onda total. Esta abordagem se difere da abordagem descrita na seção 3.6.2 por ser gerado o campo total e incidente em apenas uma simulação. Para a utilização de uma onda plana no programa FDTD com esta excitação, o espaço computacional deve ser dividido em duas regiões: campo total e campo espalhado conforme pode ser visto na Figura 3.7. Há duas razões para este procedimento: a onda plana propagante não deve interagir com as condições de absorção da fronteira e a carga na condição de absorção de fronteira deve ser minimizada. Estas condições de absorção de fronteira, ABC, não são perfeitas, ou seja, certa porção da onda que chega ao metal é refletida de volta ao espaço do problema. Subtraindo-se o campo incidente no local indicado na Figura 3.7, a quantidade de campo radiante que atinge a ABC é minimizada, garantindo que não haja interação entre a onda propagante e a fronteira. Na Figura 3.7 se nota ainda que há um ponto onde a fonte de excitação é escolhida e o campo elétrico incidente $\mathbf{E}_z$ é adicionado neste ponto, o que permite a onda plana propagar em ambas direções. Na Figura 3.8 são mostradas algumas células em duas dimensões ao redor do ponto de excitação (i_a, j_a) e as posições dos campos magnéticos, $\mathbf{H}$ e as densidades de fluxo elétrico, $\mathbf{D}$. Os círculos que ilustram as posições de $\mathbf{D}$, mostram que este vetor está saindo do plano exibido na Figura 3.8. Na Figura 3.8 se nota também que os campos podem estar na região de campo total ou espalhado, mas não na fronteira. Sendo assim, se um ponto estiver na região de campo total, este usa pontos da região de campo espalhado para calcular as derivadas espaciais quando atualizado seu valor. O mesmo é válido para um ponto presente na região de campo espalhado, o qual usa pontos dentro do campo total. Esta é a razão para a onda plana propagar ao longo da geometria e as equações de campo serem atualizadas em cada célula da discretização.

Representação em uma Dimensão

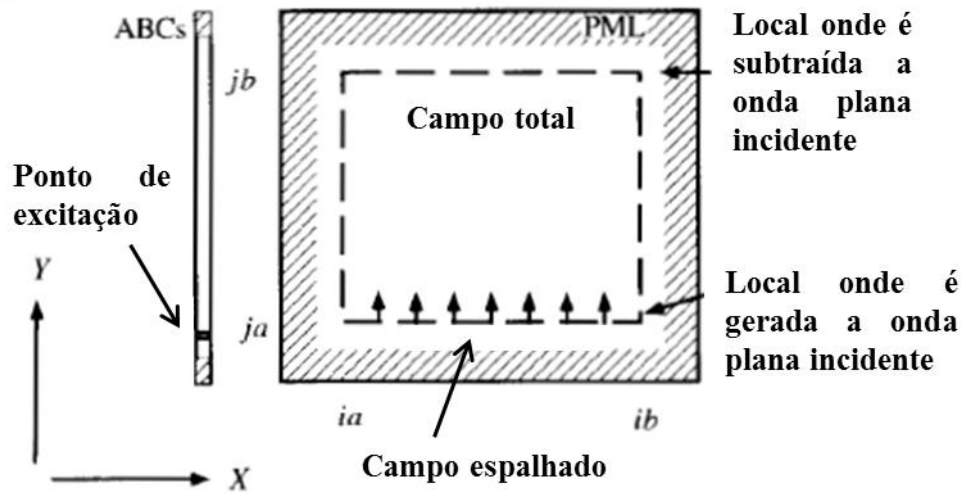


Figura 3.7: Representação da subtração da onda plana incidente do campo total.

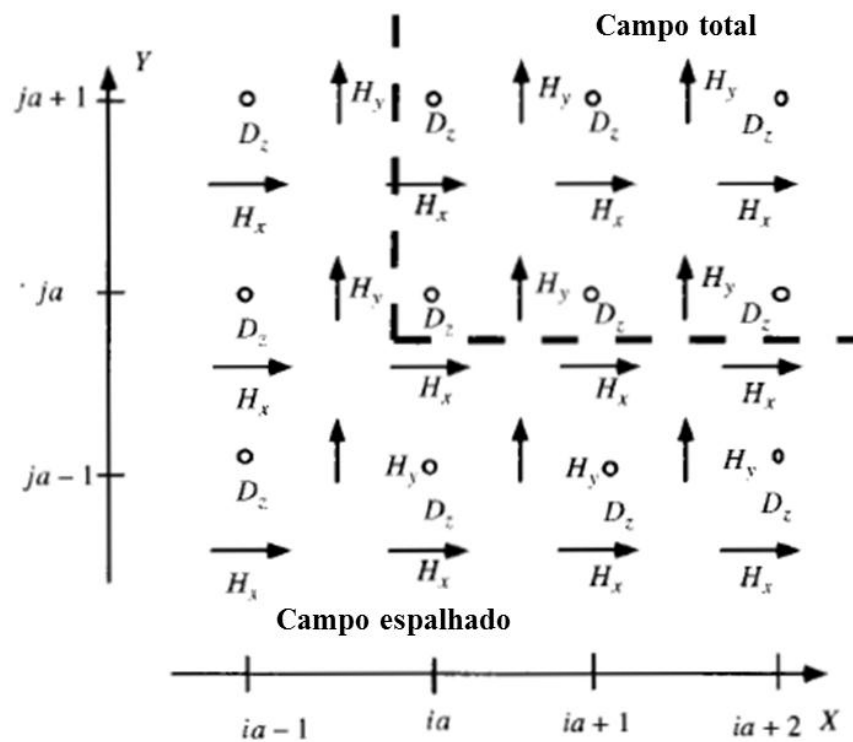


Figura 3.8: Posicionamento dos campos no esquema mostrado na Figura 3.7.

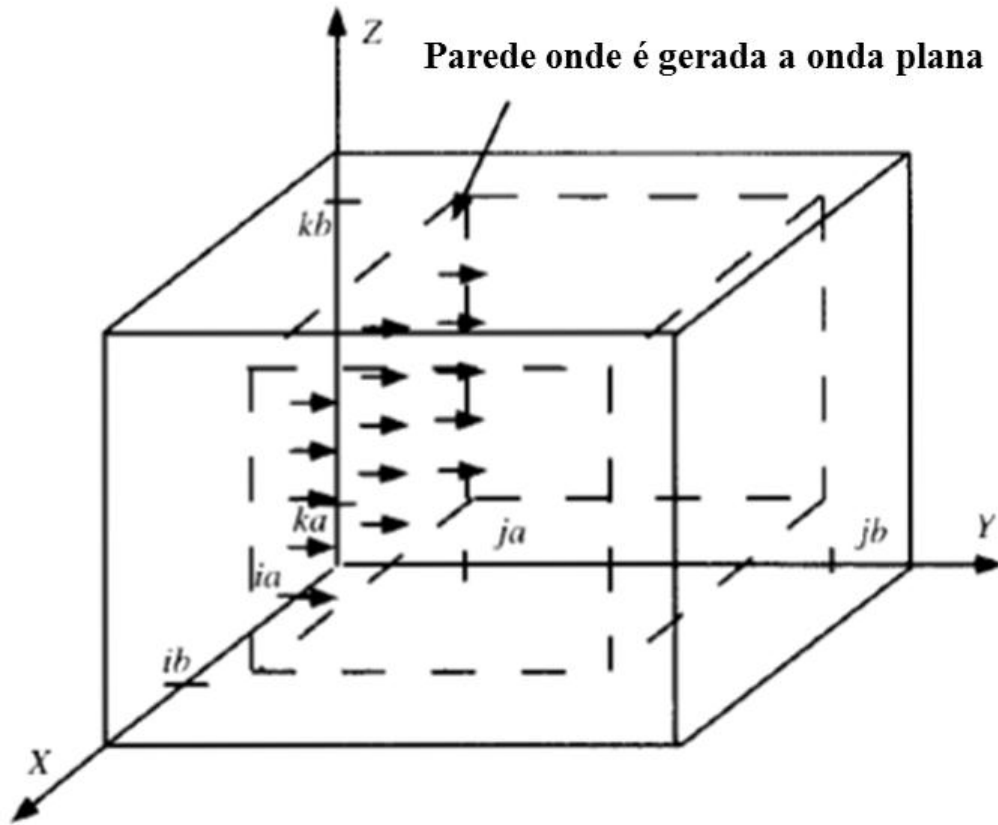


Figura 3.9: Plano onde a onda plana é gerada.

Uma vez que se trata de um problema em três dimensões, a onda plana é gerada em um plano do espaço computacional, no caso, XZ , em $j = j_a$ e subtraída em $j = j_b$. Sendo assim, no espaço sem obstáculo para o campo total, deve-se ter apenas $\mathbf{E}_z$ e $\mathbf{H}_x$. A onda plana gerada em um lado é subtraída do outro se adicionando os campos $\mathbf{D}$ ou $\mathbf{H}$ que estão nas condições de fronteira e subtraindo $\mathbf{D}$ ou $\mathbf{H}$ que estão próximos da fronteira, conforme pode ser visto na Figura 3.9. Para tal, é necessário atualizar três regiões dos campos: $\mathbf{D}$, $\mathbf{H}_x$ e $\mathbf{H}_y$. A primeira é a atualização de $\mathbf{D}_z$ e $\mathbf{D}_y$, para j onde a onda é inserida, conforme exibido nas equações (3.23) e (3.24) e j onde a onda é subtraída, conforme mostrado nas equações (3.25) e (3.26):

$$\mathbf{D}_z(i, j_a) = \mathbf{D}_z(i, j_a) + 0,5\mathbf{H}_{x_{inc}}(j + 0,5), \quad (3.23)$$

$$\mathbf{D}_y(i, j + 0,5, k_a) = \mathbf{D}_y(i, j + 0,5, k_a) - 0,5\mathbf{H}_{x_{inc}}(j), \quad (3.24)$$

$$\mathbf{D}_z(i, j_b) = \mathbf{D}_z(i, j_b) - 0,5\mathbf{H}_{x_{inc}}(j + 0,5), \quad (3.25)$$

$$\mathbf{D}_y(i, j + 0,5, k_b + 1) = \mathbf{D}_y(i, j + 0,5, k_b + 1) + 0,5\mathbf{H}_{x_{inc}}(j). \quad (3.26)$$

H_x também deve ser atualizado para j onde a onda é inserida e subtraída, conforme mostrado nas equações (3.27) e (3.28), respectivamente:

$$H_x(i, j_a - 0,5) = H_x(i, j_a - 0,5) + 0,5E_{z_{inc}}(j_a), \quad (3.27)$$

$$H_x(i, j_b + 0,5) = H_x(i, j_b + 0,5) - 0,5E_{z_{inc}}(j_b). \quad (3.28)$$

Por fim, é atualizado o campo magnético H_y , conforme mostram as equações (3.29) e (3.30), para a região em i onde a onda é inserida e subtraída, respectivamente.

$$H_y(i_a - 0,5, j) = H_y(i_a - 0,5, j) - 0,5E_{z_{inc}}(j), \quad (3.29)$$

$$H_y(i_b + 0,5, j) = H_y(i_b + 0,5, j) + 0,5E_{z_{inc}}(j). \quad (3.30)$$

Na simulação, para representar o metal presente na microfita e na plaqueta, deve-se defini-lo de forma que se garanta que os campos elétricos nestes pontos sejam nulos. Para se fazer isto são definidos apenas os campos elétricos E_x e E_y . O campo elétrico E_z não é definido como metal para que a espessura do mesmo seja considerada como infinitesimal, conforme mostra a Figura 3.10.

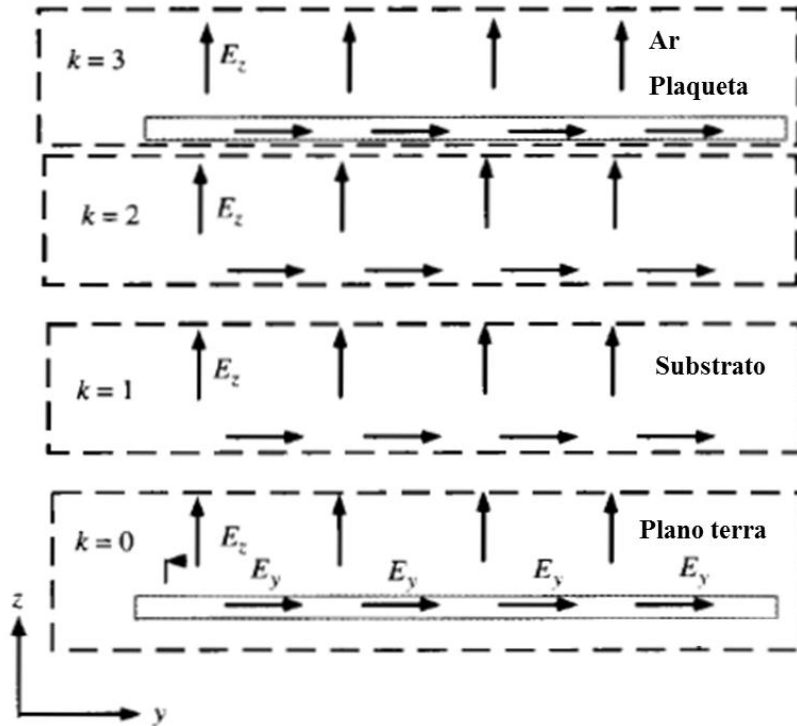


Figura 3.10: Definição da espessura do metal como infinitesimal.

Para se evitar os problemas de se ter uma fonte *hard* [20], a qual funciona como uma barreira de metal e pode gerar resultados computacionais incorretos, o campo elétrico $\mathbf{E}_z$ e o campo magnético $\mathbf{H}_x$ são definidos de forma que estes possuam valor apenas no ponto onde a excitação é gerada. Nos demais pontos estes campos são nulos, ou seja, a excitação fica ativa apenas no ponto definido, eliminando a geração da onda plana em todas as demais regiões. Para isto é definida a função *shape* [23], conforme mostram as equações (3.31) e (3.32):

$$\mathbf{E}_z = \mathbf{E}_z - 0,5 \times \text{shape} \times \mathbf{H}_{x_inc}, \quad (3.31)$$

$$\mathbf{H}_x = \mathbf{H}_x - 0,5 \times \text{shape} \times \mathbf{E}_{z_inc}. \quad (3.32)$$

A função *shape* possui o valor de um no ponto de excitação e é nula nas demais regiões.

3.6.4 Fonte Resistiva de Tensão

Para modelagem das equações de Maxwell no FDTD em três dimensões, um método que tem sido destacado é a fonte resistiva de tensão. Este método permite o modelamento de elementos de circuitos, como resistores, capacitores, indutores, diodos, transistores e fontes de alimentação. Esta abordagem é considerada como útil na modelagem de campos eletromagnéticos variando no tempo de sinais não lineares de banda larga de alta velocidade para aplicações analógicas e digitais, tornando-se, assim, uma boa possibilidade de aplicação do método também para antenas de microfita para a investigação de seu desempenho [22]. Este tipo de excitação permite um casamento de impedância com a linha de transmissão relativamente simples, minimizando as reflexões na fonte e gerando uma grande vantagem para o método para a simulação de antenas de microfita.

A partir da habilidade de modelar elementos agrupados no FDTD, é possível modelar fontes não refletoras casadas como uma fonte de tensão resistiva em uma extensão em três dimensões como descrito em [51]. Assumindo a direção z como a localização do elemento modelado, no caso, a antena, no espaço livre, V_S sendo a fonte de tensão e R_S a resistência da fonte, usa-se a seguinte relação para o campo elétrico espaçado no tempo [22]:

$$\mathbf{E}_z|_{i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\Delta t \Delta z}{2R_S \varepsilon_0 \Delta x \Delta y}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R_S \varepsilon_0 \Delta x \Delta y}} \right) \mathbf{E}_z|_{i,j,k}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_0}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R_S \varepsilon_0 \Delta x \Delta y}} \right) \nabla \times \mathbf{H}|_{i,j,k}^{n+1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{2R_S \varepsilon_0 \Delta x \Delta y}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R_S \varepsilon_0 \Delta x \Delta y}} \right) \mathbf{V}_S^{n+1/2}. \quad (3.33)$$

Na equação (3.33), R_S deve ser escolhida de forma que seja feito o casamento de impedâncias apropriado entre a excitação e a antena de microfita.

CAPÍTULO 4

4 RESULTADOS E ANÁLISES

4.1 Validação do Código

Para validar o código FDTD, primeiramente foi modelada uma antena de geometria mais simples, representada na Figura 4.1. Esta antena possui como geometria apenas uma plaqueta quadrada alimentada por uma microfita e plano terra no plano abaixo do dielétrico, o qual foi considerado como FR-4 com constante dielétrica de 4,6. As dimensões desta antena são exibidas na Figura 4.1, as quais estão em milímetros (mm). As espessuras do metal e do dielétrico são as mesmas usadas para a antena proposta no trabalho.

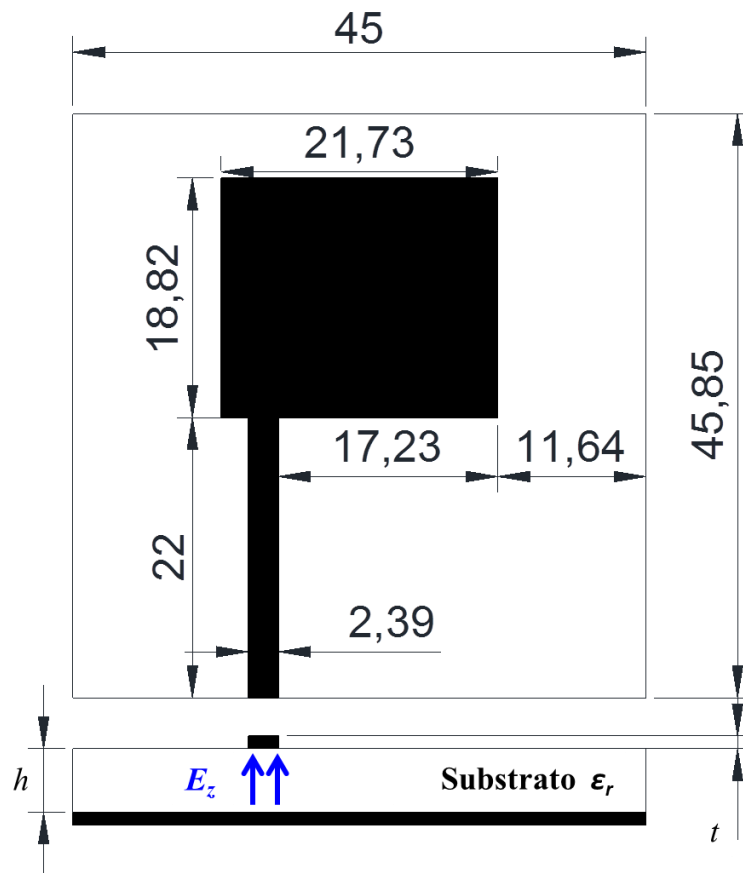


Figura 4.1: Geometria da antena para validação do código FDTD.

Diferentes simulações no código FDTD para esta antena foram realizadas a fim de se entender a influência de determinados fatores na simulação. Para validar a simulação e ter maior confiabilidade nos resultados gerados pelo programa FDTD desenvolvido, foi feita a comparação dos resultados desta simulação com a simulação da mesma geometria no EMPro, o qual gerou uma simulação em FEM com malha adaptativa e varredura em frequência. Os resultados são exibidos na Figura 4.2.

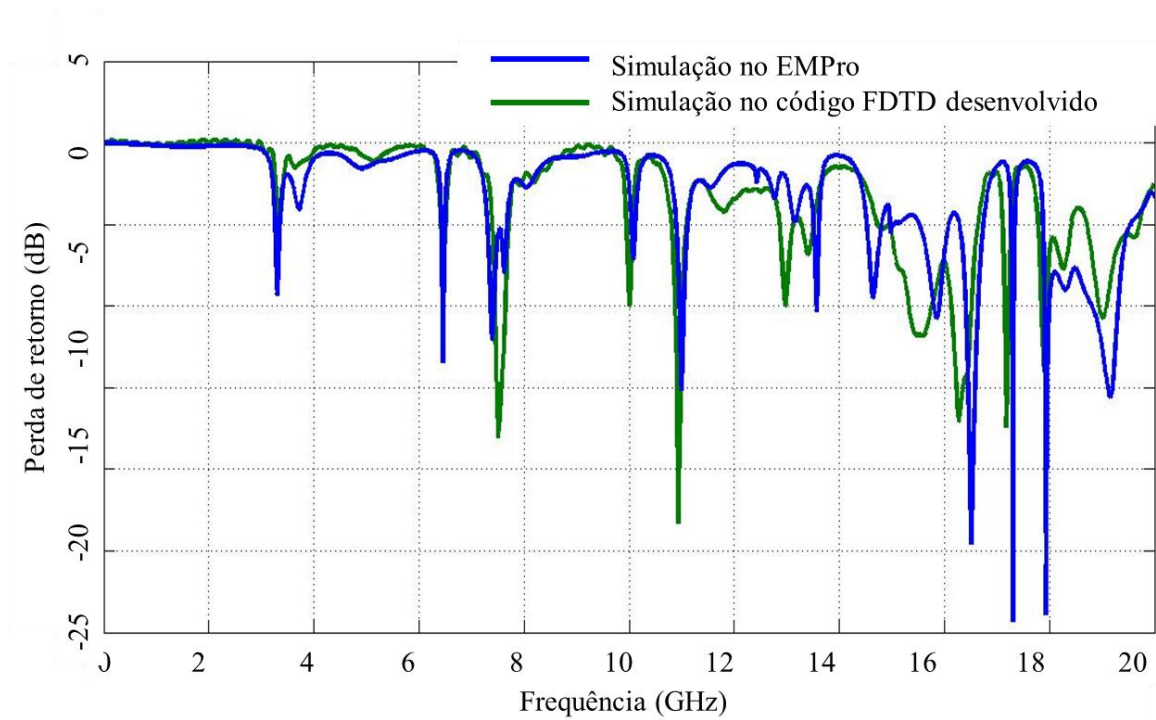


Figura 4.2: Comparação entre os resultados simulados no EMPro e no programa FDTD desenvolvido para a antena de validação.

Na Figura 4.2 é possível notar que o código FDTD acompanhou as curvas da simulação no EMPro com muita significância. As ressonâncias foram previstas e os deslocamentos nas frequências são muito pequenos. É possível notar que frequências até 10 GHz as simulações possuem correspondência quase que completa e, após esta frequência há ligeira diferença nos resultados, uma vez que em altas frequências é exigido malhas muito densas tanto para o programa FDTD desenvolvido quando para o EMPro. De toda forma o funcionamento da antena é previsto com alto nível de confiabilidade dos resultados, podendo assim ser trabalhada na geometria proposta, a qual é mais complexa.

4.2 Geometria da Antena Proposta

Uma vez que o código FDTD foi validado, o mesmo foi alterado para simular uma geometria de antena mais complexa, retangular em formato de T e alimentada por uma microfita. Esta geometria de antena é escolhida devido à sua dificuldade de simulação e por ser semelhante às geometrias de antenas de microfita utilizadas para comunicação V2V (*vehicle-to-vehicle* – comunicação veículo com veículo), cuja tecnologia tem crescido nos últimos anos. Sua estrutura consiste em uma PCI (placa de circuito impresso) fabricada com dielétrico FR-4 com constante dielétrica de 4,6 e espessura h de 1,6 mm parametrizada em forma de T paralelo ao plano terra. Uma estrutura inicial desta antena pode ser vista na Figura 4.3 [52], onde é representada a alimentação da mesma através do campo elétrico E_z inserido entre o plano terra e a microfita. Esta antena gera grandes dificuldades para simulação, devido à sua geometria e excita-la se torna complexo, o que impacta diretamente nos resultados da simulação. Uma vez que a geometria da microfita desta antena não é contínua até a plaqueta, distorções na onda de excitação podem ocorrer, por isto os campos são altamente oscilatórios o que torna complexa a simulação desta para qualquer técnica numérica e o código FDTD foi projetado para ser capaz de minimizar estes problemas.

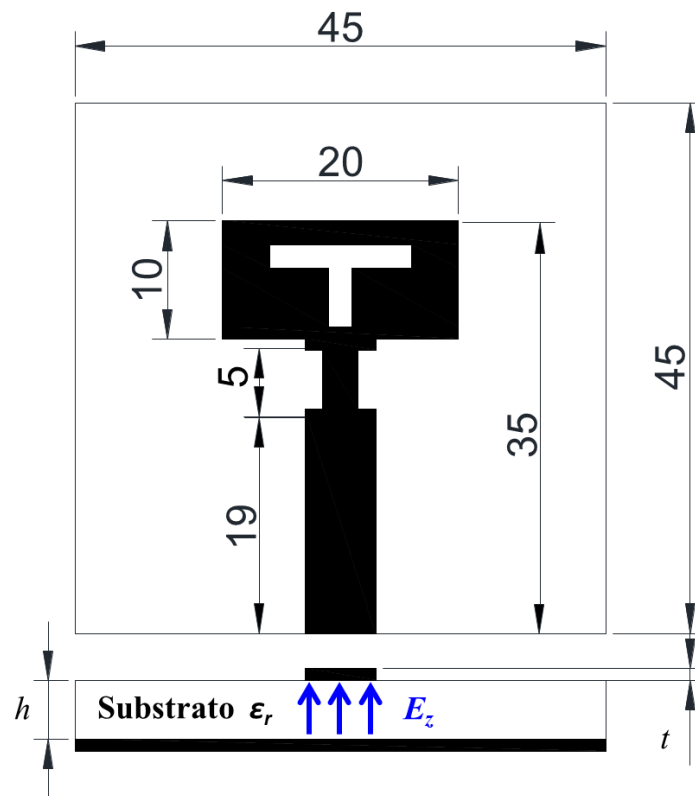


Figura 4.3: Estrutura da antena.

Simulações em ambiente computacional de diversas geometrias da antena são necessárias a fim de se descobrir a configuração com maior banda de transmissão e recepção nas frequências desejadas. Para isto, diferentes programas em FDTD foram desenvolvidos variando o formato do *T* mostrado na Figura 4.3 presente na plaqueta até que fosse atingida a maior largura de banda e menor perda de retorno das frequências utilizadas.

Esta antena foi simulada inicialmente no *software* EMPro para se entender a resposta em frequência da geometria da antena desenvolvida neste trabalho. O resultado da simulação é exibido na Figura 4.4, onde se notam as principais ressonâncias da antena por volta de 13 GHz, 18,5 GHz e 19,5 GHz.

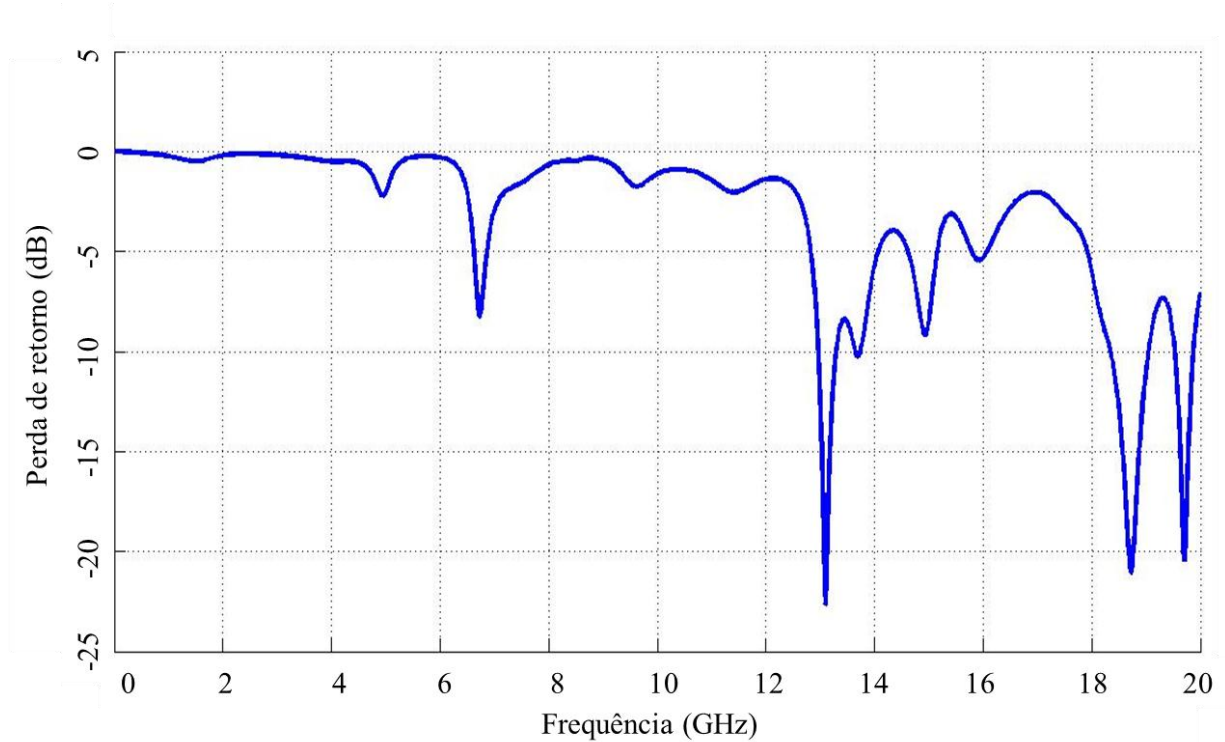


Figura 4.4: Perda de retorno da antena projetada no trabalho após simulação no EMPro.

4.3 Definições Gerais para o Programa FDTD Desenvolvido para a Antena Proposta

Para a simulação em FDTD deste trabalho foi considerada que a célula deve possuir no máximo $1/50$ do menor comprimento de onda λ na maior frequência de interesse do trabalho. No geral, para o projeto de simulação FDTD é considerado um máximo de $\lambda/10$ para se obter uma boa precisão dos resultados, mas a geometria complexa exige uma discretização maior do que esta para geração de resultados precisos [46].

O código foi definido com uma UPML de 29 células, uma vez que, com este valor o campo elétrico incidente não gerou distorção ou reflexão significativa para impactar nos resultados da simulação, conforme mostra a Figura 4.5, onde é exibida a forma de onda do pulso Gaussiano usado como excitação para esta antena. A princípio foi definido o máximo número de passos de tempo como 1000 para a liberação do pulso Gaussiano, ou seja, o programa FDTD executado até o passo de tempo 1000 insere o pulso Gaussiano no espaço computacional, nos demais instantes, o pulso é liberado. O passo de tempo 1000 foi escolhido, pois neste valor, o pulso está totalmente extinguido, conforme mostra a Figura 4.5. Este pulso é aplicado, na região abaixo de SP no dielétrico entre a microfita de alimentação da

antena e o plano terra na direção do campo elétrico E_z , conforme mostra a Figura 4.6. Conforme pode ser visto na Figura 4.6 este campo é medido dez células à frente no ponto TP no sentido positivo de y .

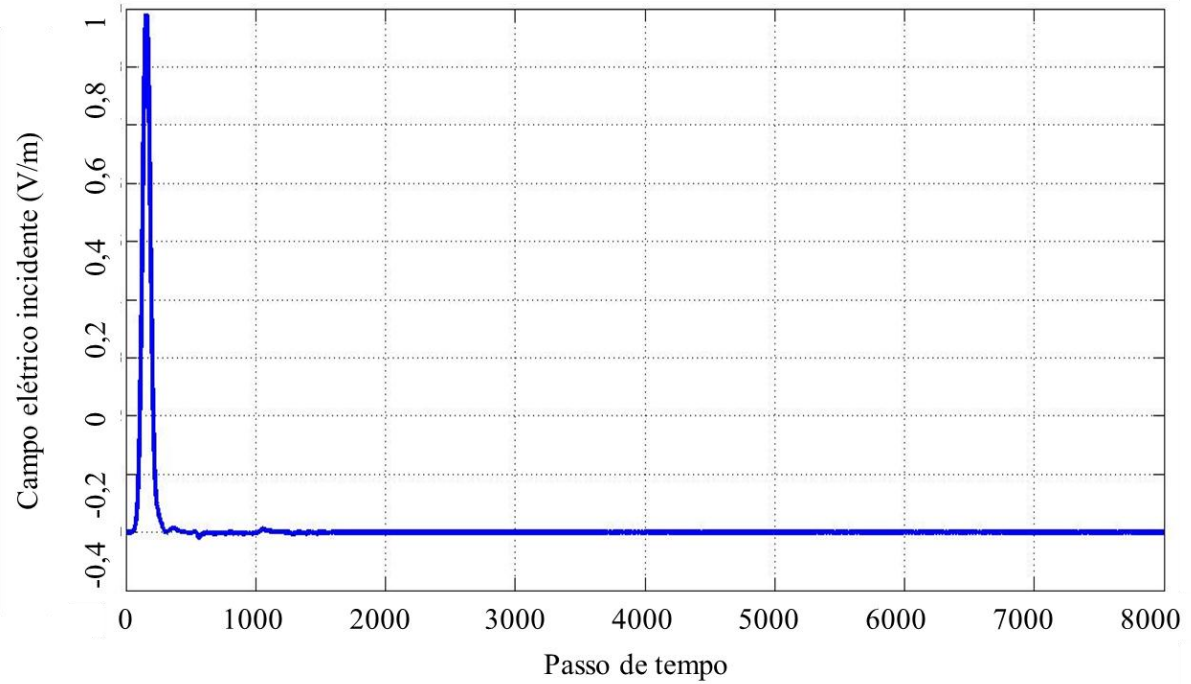


Figura 4.5: Campo elétrico incidente após definições da largura da UPML e instante de liberação do pulso Gaussiano.

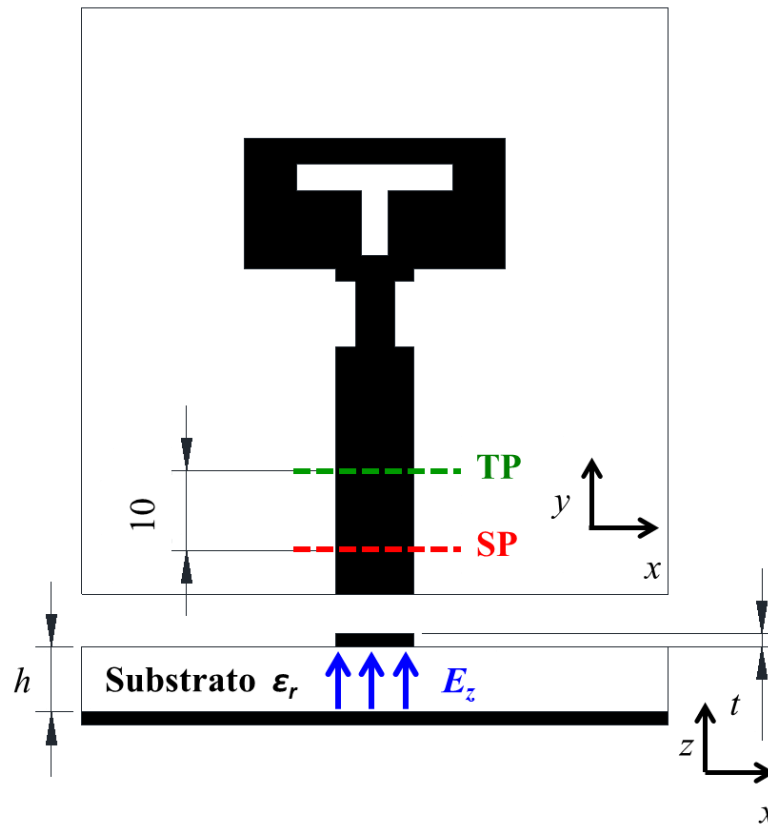


Figura 4.6: Representação dos pontos de excitação e medição da antena projetada.

Após as definições gerais do programa FDTD, foram feitos ajustes em variáveis que possam influenciar na simulação e impactar nos resultados.

4.4 Alteração do Momento de Liberação do Pulso

Para se obter o melhor resultado possível, foi necessário variar os parâmetros da simulação. Inicialmente, foi testado o passo de tempo que permite o resultado mais próximo, quando comparado com o resultado do EMPro. Na Figura 4.7(a) é exibido o resultado da perda de retorno para o pulso liberado no passo de tempo 1000 e na Figura 4.7(b) a forma de onda referente ao campo total para esta simulação. Nesta configuração é possível perceber que há alguma correspondência entre as curvas da perda de retorno, mas ainda assim, o resultado precisa ser melhorado, uma vez que a ressonância próximo de $19,5\text{ GHz}$ não foi prevista e as ressonâncias de 13 GHz e $18,5\text{ GHz}$ estão defasadas na frequência. O campo total é estabilizado no final da simulação e não há sobreposição do pulso.

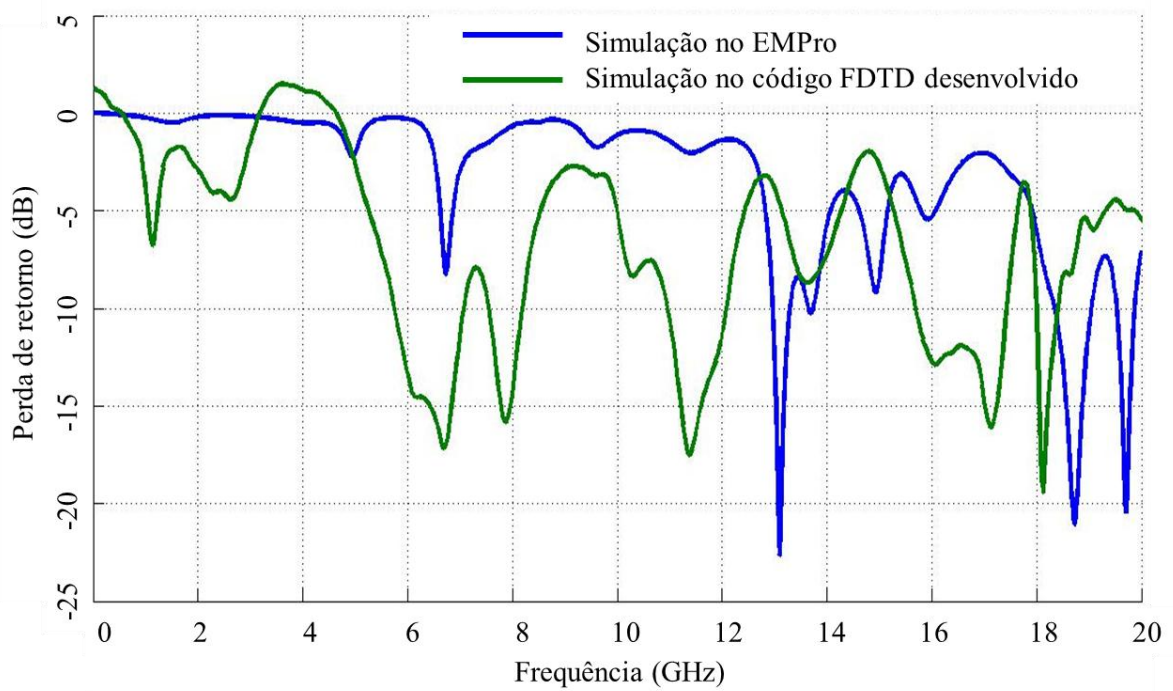


Figura 4.7(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 1000 passos de tempo.

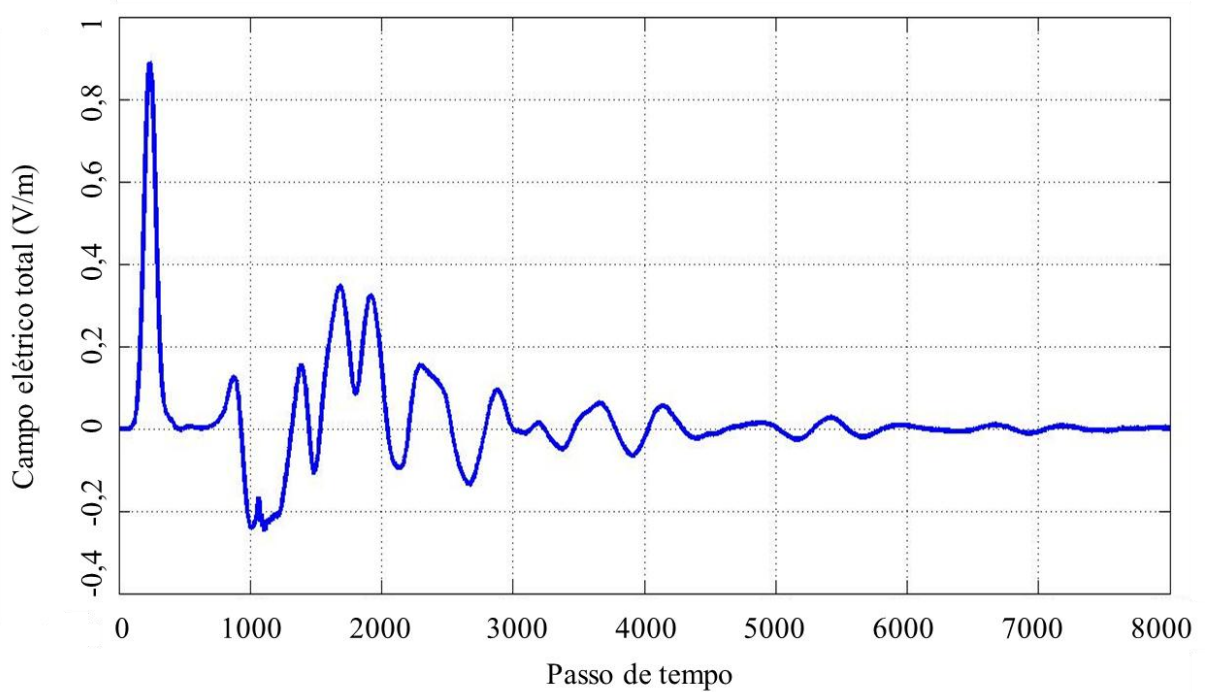


Figura 4.7(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 1000 passos de tempo.

Continuando os testes de liberação do pulso incidente, foi realizada uma simulação com o pulso permanecendo durante toda a simulação. O resultado é ilustrado na Figura 4.8(a), com seu campo total na Figura 4.8(b). Nota-se que esta configuração não é desejável por gerar inúmeros ruídos no gráfico de perda de retorno e não haver estabilização do campo total.

Conforme mostra a Figura 4.8(a) o gráfico da perda de retorno da simulação sem liberação do pulso oscilou durante toda a faixa de frequências simulada. Diversas frequências de ressonância foram previstas que não haviam sido detectadas na simulação no EMPro, gerando dúvida quanto à confiabilidade destes resultados. Quando se analisa a Figura 4.8(b) nota-se que o campo elétrico total não se estabiliza, o que é um resultado indesejável para a simulação. Para o gráfico do campo total, espera-se que haja um pulso Gaussiano bem definido e uma separação entre o campo elétrico incidente e o campo elétrico espalhado, o que não ocorreu para esta configuração de não liberação do pulso incidente.

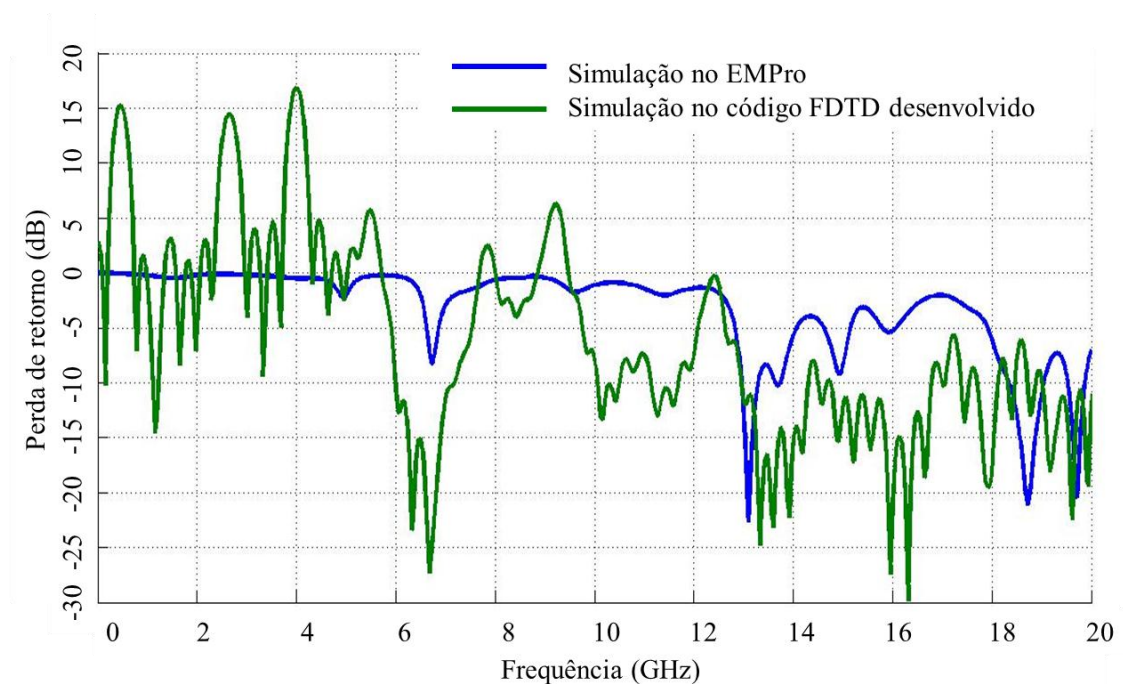


Figura 4.8(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano permanecendo durante toda a simulação.

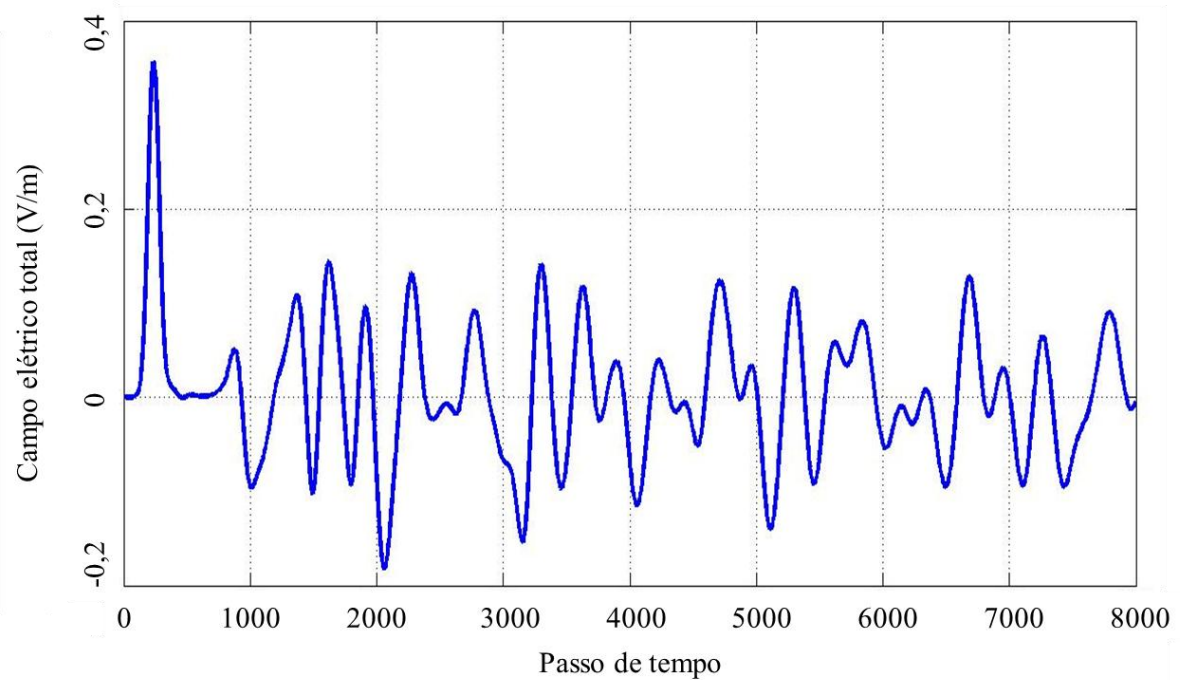


Figura 4.8(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano permanecendo durante toda a simulação.

Por fim, é feito o teste liberando o pulso no passo de tempo 500. Nesta configuração, nota-se uma considerável melhoria do resultado da perda de retorno na Figura 4.9(a). Ressonâncias são acompanhadas, mesmo que com certa defasagem na frequência, que pode ser devida à baixa discretização da malha, a qual pode ser melhorada aumentando-a, ou ainda, pelo pulso de excitação, sendo necessária a sua investigação. A Figura 4.9(b) apresenta resultado similar à configuração do pulso até o passo de tempo 1000, mas com ruídos ligeiramente menores.

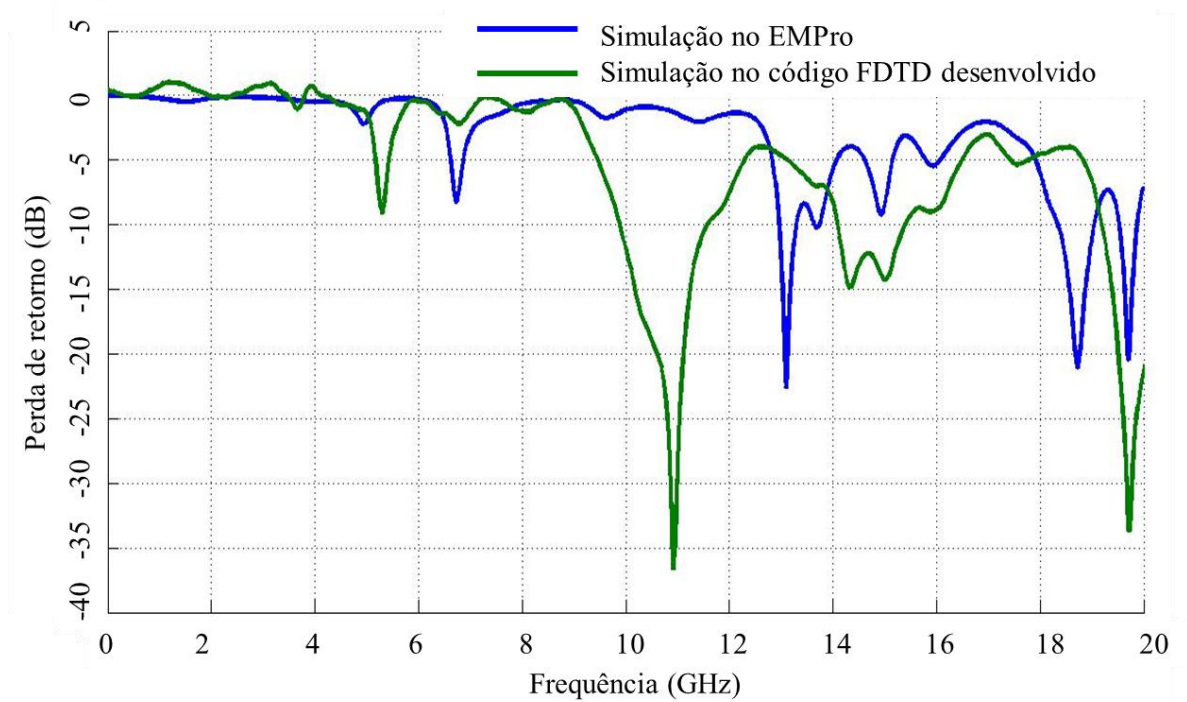


Figura 4.9(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 500 passos de tempo.

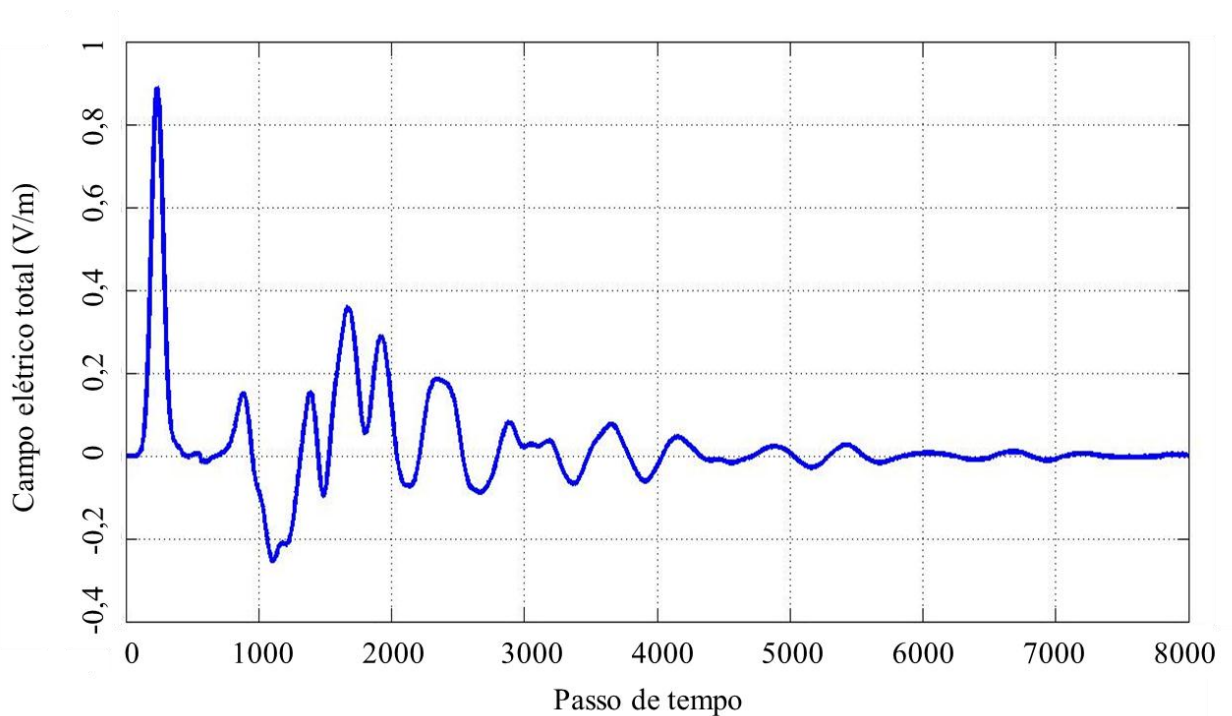


Figura 4.9(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando o pulso Gaussiano liberado em 500 passos de tempo.

4.5 Influência dos Pontos de Excitação e Medição

Na seção 3.6.2 foi explicado o método da separação da simulação do código FDTD em campo elétrico incidente e campo elétrico total. Nas Figuras 3.5 e 3.6 são exibidas as configurações da antena para simulações do campo elétrico incidente e campo elétrico total, respectivamente. É possível notar que em ambas figuras o ponto de excitação SP e o ponto de medição TP estão espaçados de dez células na microfita. Como a geometria da antena escolhida para este trabalho possui uma microfita que altera sua geometria até na plaqueta, foi investigado neste trabalho a influência da distância de SP e TP na resposta em frequência da simulação no código FDTD.

Os resultados exibidos na seção 4.4 consideram SP como quatro células à frente da UPML no sentido positivo de y e TP 15 células à frente de SP, no mesmo sentido. Posteriormente, foram executados os testes variando estas posições. No primeiro teste, SP foi considerado na célula 38 e, TP, na célula 58, conforme indica a Figura 4.10. O resultado desta configuração é mostrado nas Figuras 4.11(a) e 4.11(b). Nesta configuração nota-se uma aproximação maior entre o pulso incidente e o refletido o que gera certa distorção no sinal, não sendo possível distinguir exatamente o campo incidente e o campo refletido. O resultado é uma perda de retorno diferente da simulação no EMPro.

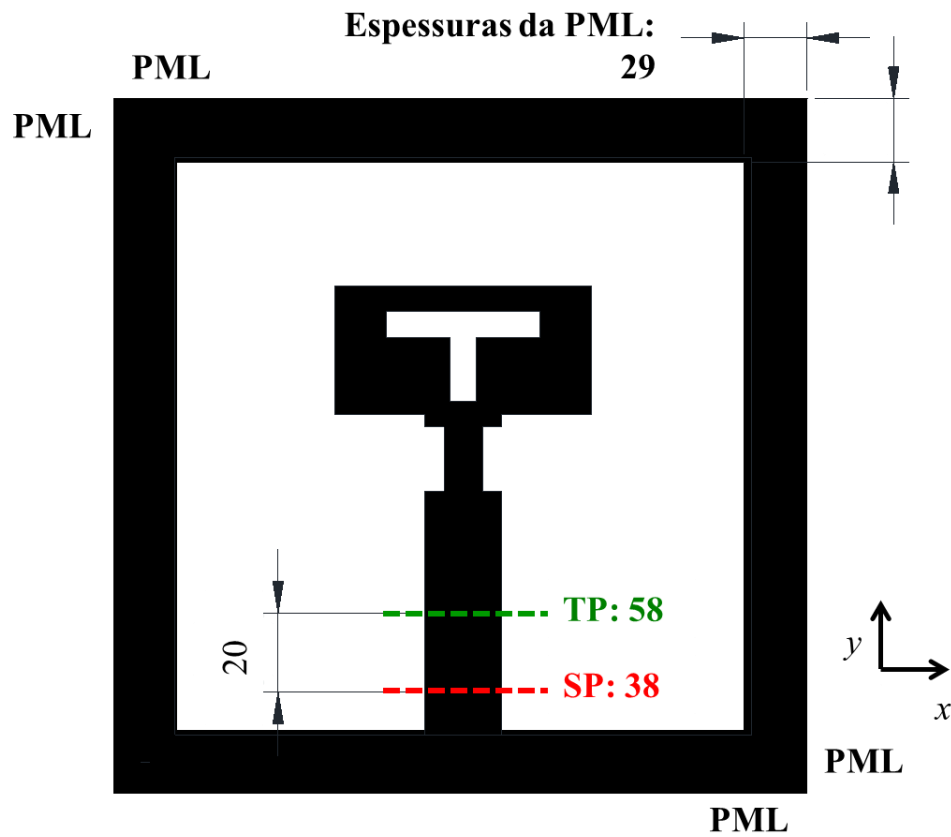


Figura 4.10: Posições de SP e TP.

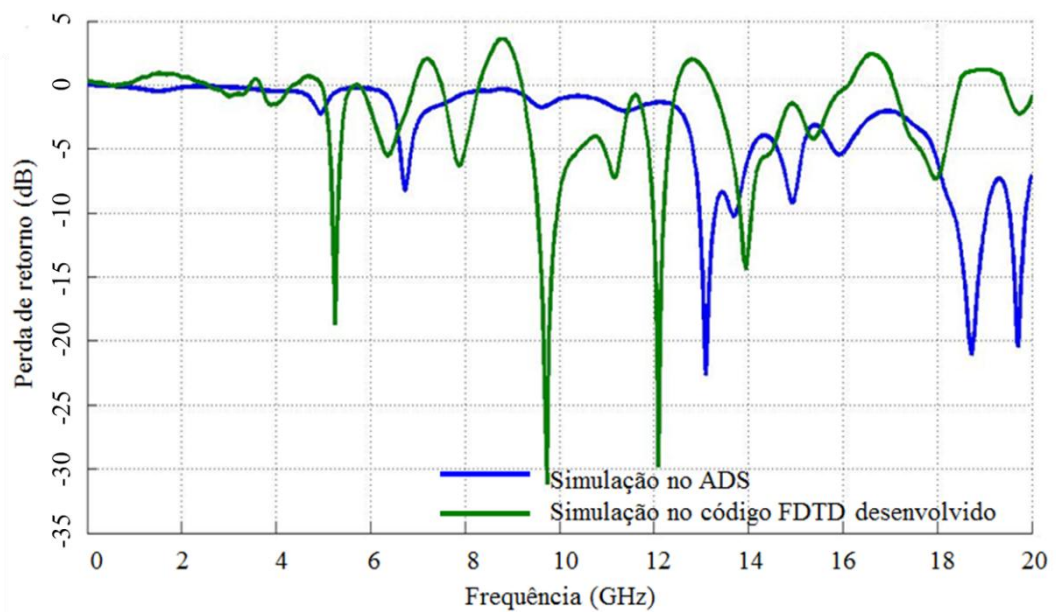


Figura 4.11(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando SP na célula 38 e TP na célula 58.

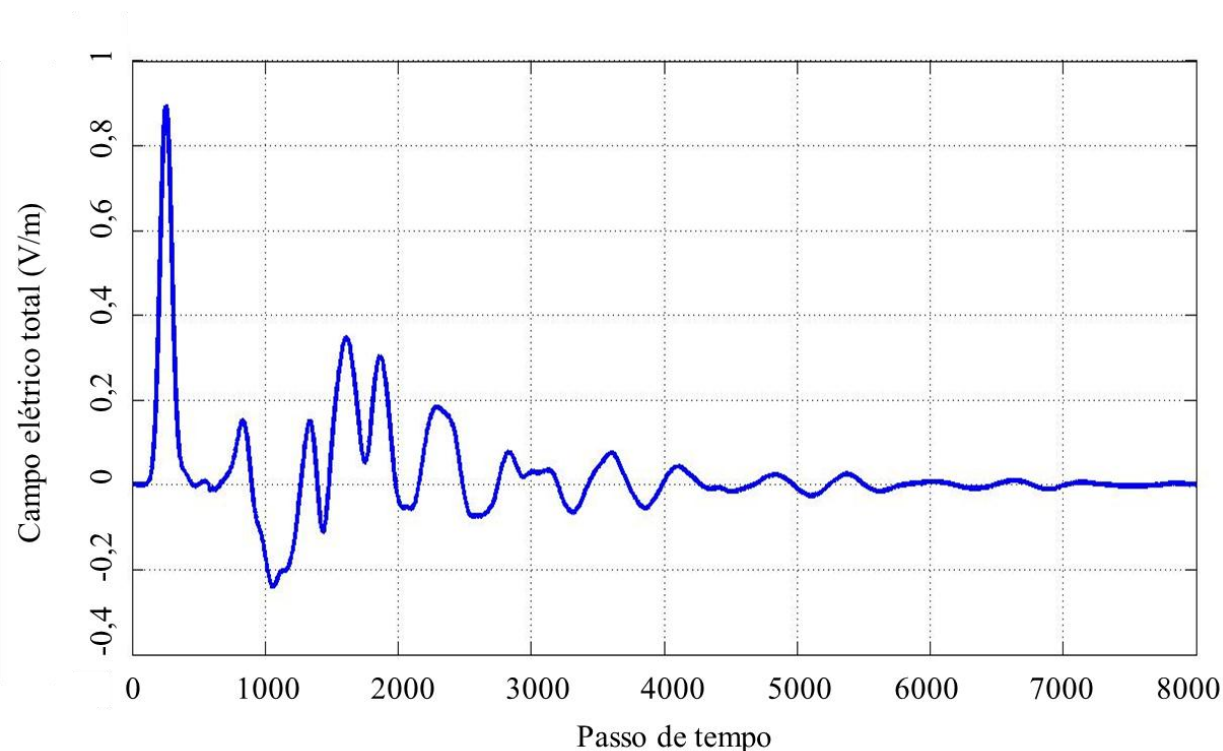


Figura 4.11(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando SP célula 38 e TP na célula 58.

Em seguida, foi testada outra configuração afastando TP da plaqueta. Para tal, SP foi mantido na célula 38 e, TP, foi alterado para 80. O resultado é visto nas Figuras 4.12(a) e 4.12(b). Nestes resultados, fica clara a influência da distância de SP e TP no gráfico do campo total. Uma vez que esta distância aumentou, também foi aumentada a distância entre campo incidente e campo refletido, no gráfico do campo total, não existindo mais a sobreposição do campo refletido sobre o campo incidente. O gráfico da perda de retorno foi alterado, uma vez que este fenômeno não ocorreu. Sendo assim, foram mantidos os valores iniciais de SP igual a 33 e TP igual a 48, uma vez que estes valores garantem a distinção entre campo incidente e campo refletido.

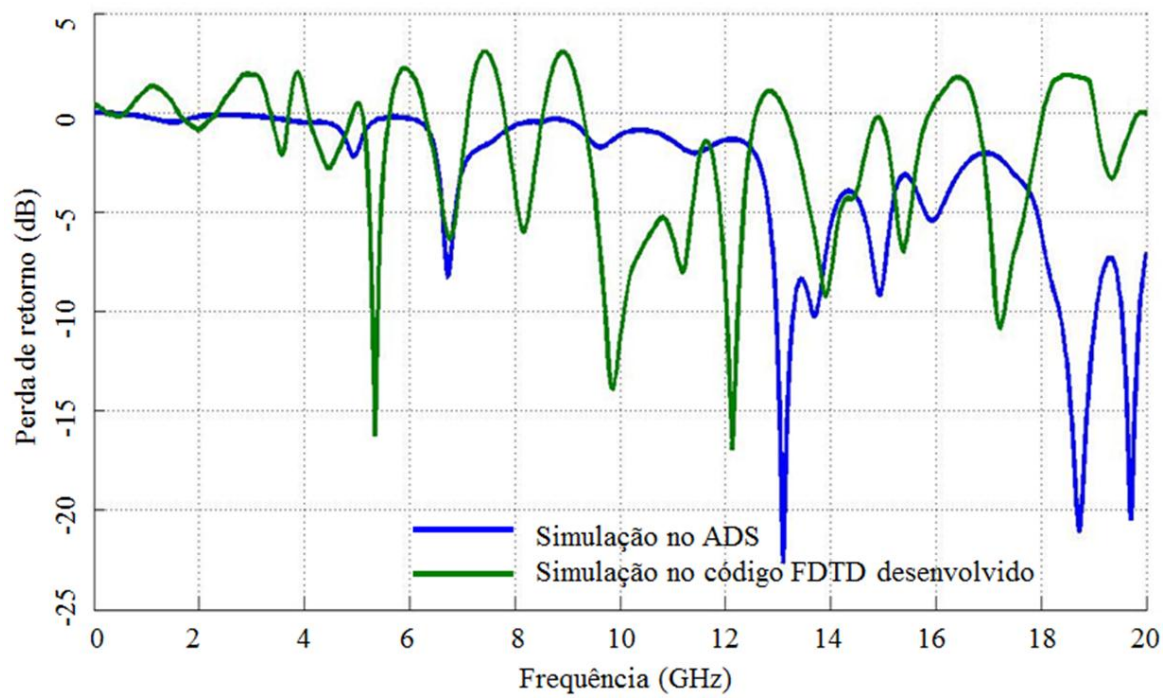


Figura 4.12(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada considerando SP na célula 38 e TP na célula 80.

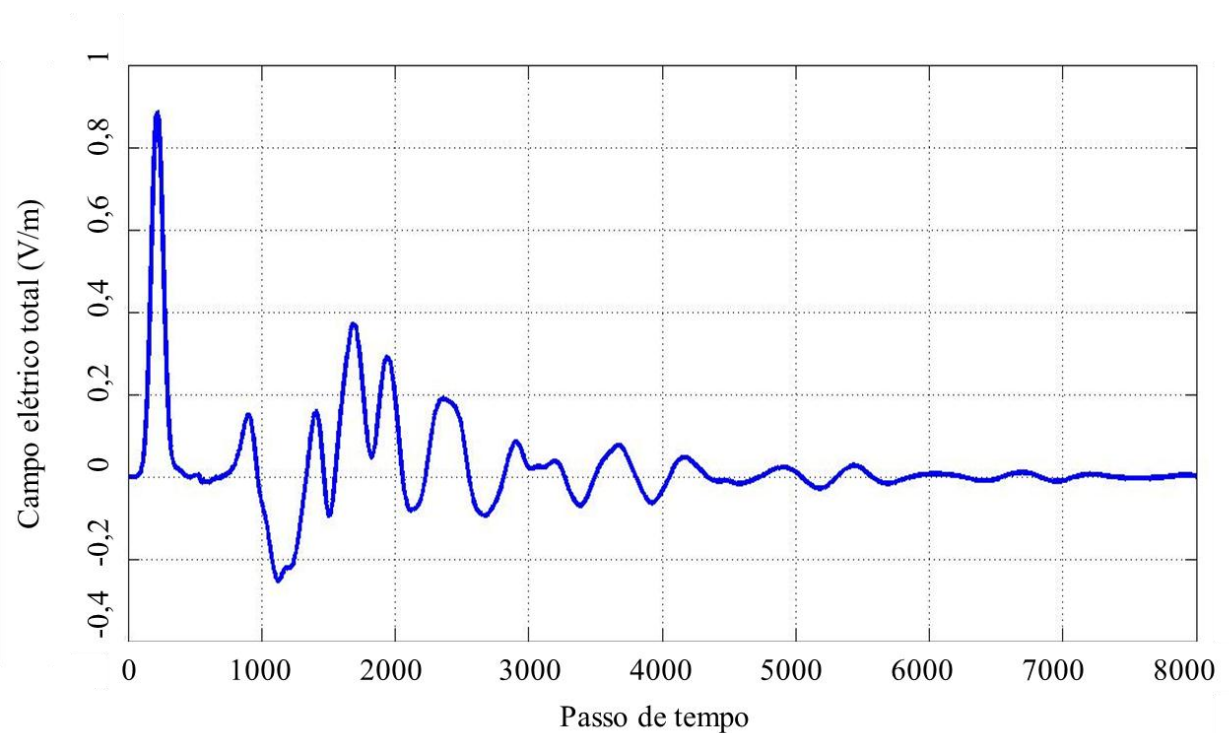


Figura 4.12(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada considerando SP célula 38 e TP na célula 80.

4.6 Influência da Geometria da Antena

Para se entender melhor a influência da geometria da antena na resposta em frequência da mesma, foi feita uma simulação desconsiderando o estrangulamento presente na microfita de alimentação da plaqueta. O resultado é exibido nas Figuras 4.13(a) e 4.13(b). Nota-se que algumas ressonâncias foram perdidas e a resposta na frequência foi impactada consideravelmente.

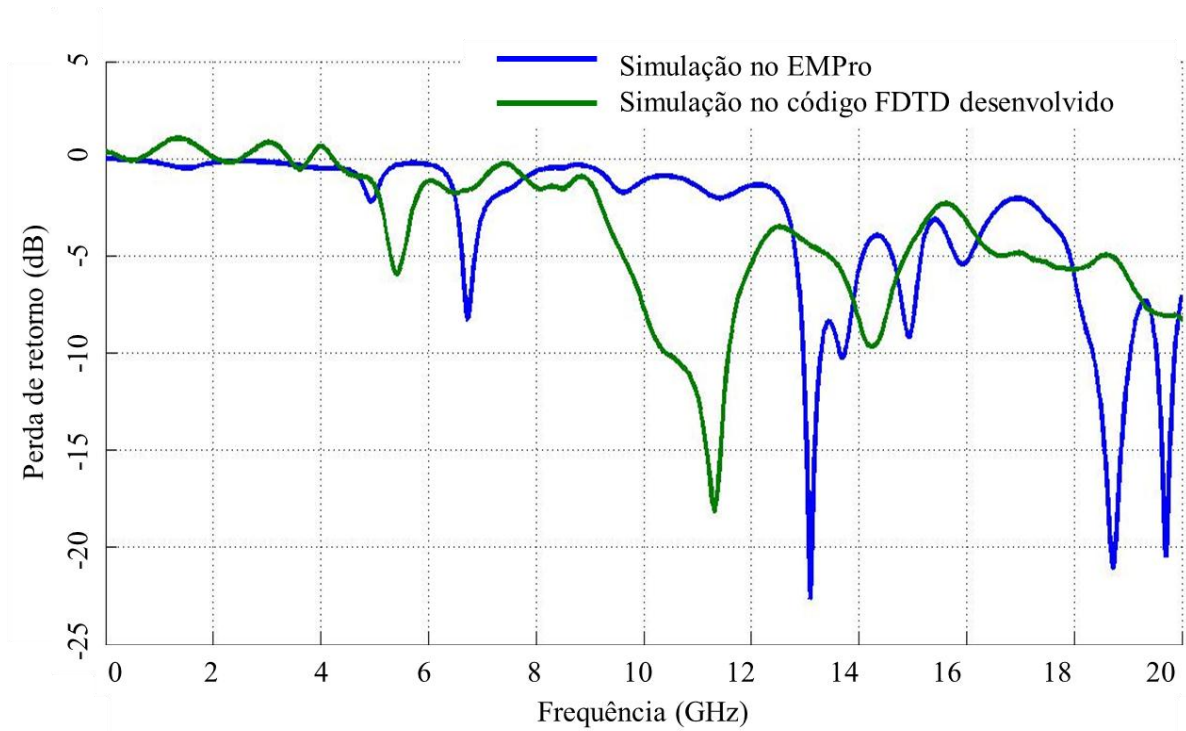


Figura 4.13(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada desconsiderando o estrangulamento presente na microfita.

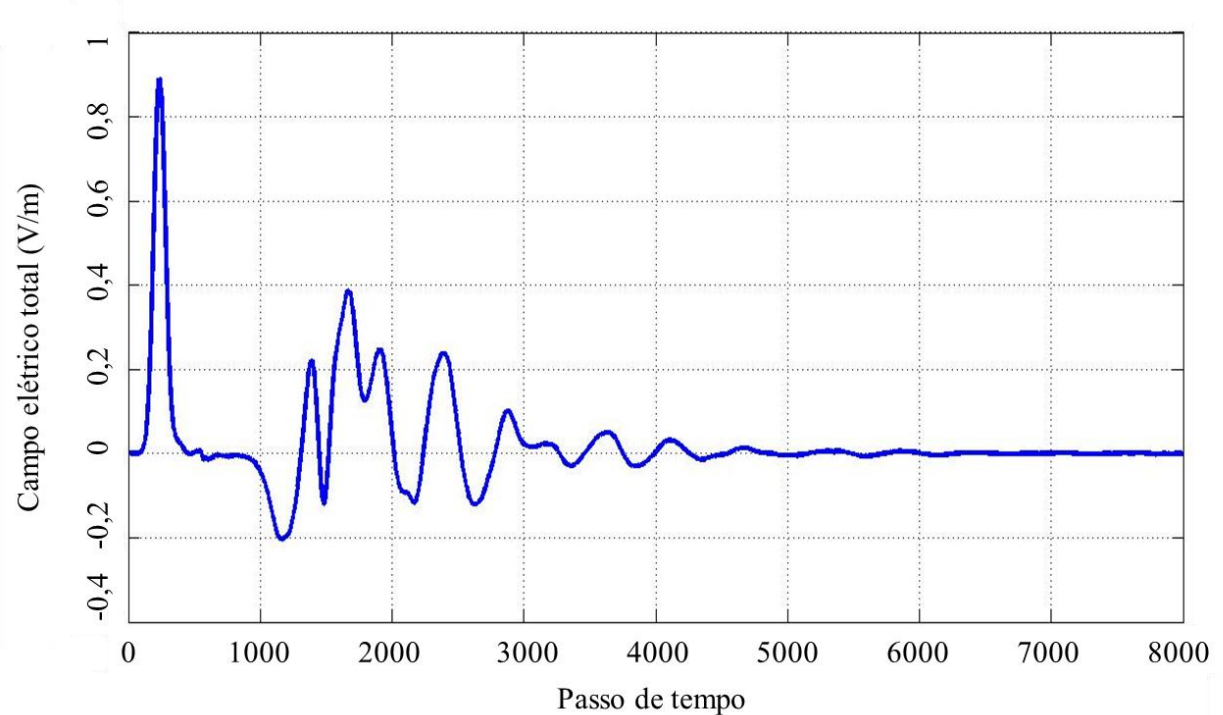


Figura 4.13(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada desconsiderando o estrangulamento presente na microfita.

Continuando na análise da influência da geometria na resposta em frequência da antena, é retirado o T da plaqueta. O resultado é exibido nas Figuras 4.14(a) e 4.14(b), onde fica claro o impacto nas frequências de ressonância. Nota-se que surgiram ressonâncias diferentes das que eram esperadas e as ressonâncias geradas na simulação do *software* EMPro não foram exibidas, ficando comprovada a influência do T na plaqueta para a resposta em frequência da antena. O campo elétrico total exibido na Figura 4.14(b) gerou uma curva para a região de campo refletido diferente das anteriores, o que se era esperado uma vez que a geometria foi alterada, no entanto, o campo elétrico incidente e o campo elétrico espalhado continuaram bem definidos.

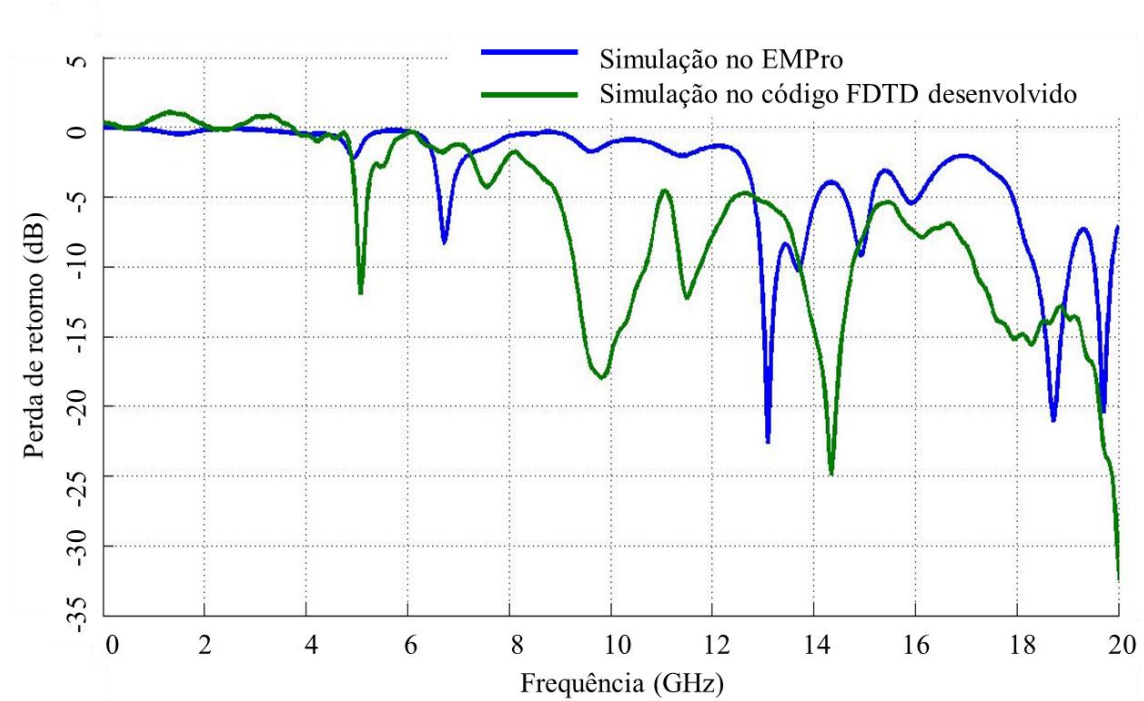


Figura 4.14(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada desconsiderando o T da plaqueta da antena.

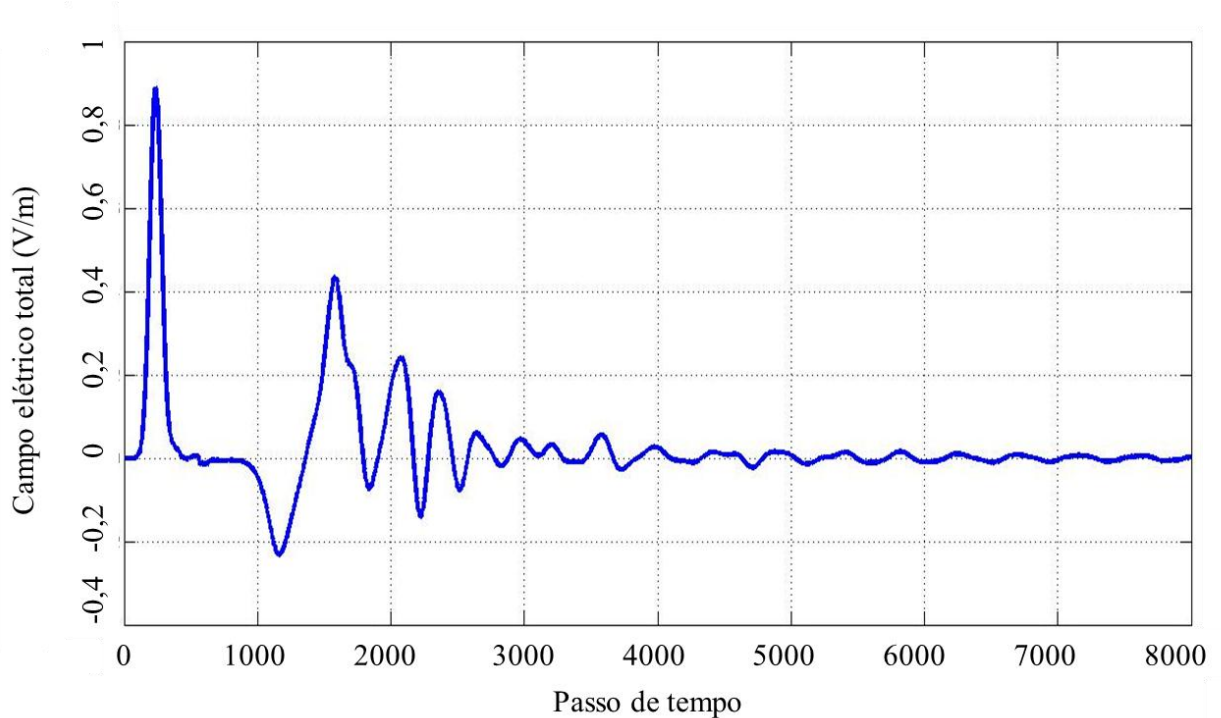


Figura 4.14(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada desconsiderando o T da plaqueta da antena.

4.7 Influência da Fonte de Excitação

4.7.1 Subtração da Onda Incidente da Onda Total

Uma vez que as configurações gerais do programa FDTD foram definidas, foi estudada a influência das fontes de excitação no resultado da antena simulada. Primeiramente, foi investigado o resultado gerado a partir da subtração da onda incidente da onda total na simulação, que é a forma de excitação descrita na seção 3.6.3.

As simulações das seções 4.3 a 4.6 consideravam duas simulações distintas para geração da perda de retorno: primeiro simulando o campo elétrico incidente e, posteriormente, o campo elétrico total, que é o método discutido na seção 3.6.2. Nesta nova simulação foi considerada apenas a simulação do campo elétrico total, sendo o campo elétrico incidente definido conforme ilustrado na Figura 3.7. As espessuras do metal presente na antena e no plano terra também foram alteradas, considerando a espessura infinitesimal conforme a definição mostrada na Figura 3.10.

Por fim, a excitação da microfita da antena foi feita através da função *shape* definida pelas equações (3.31) e (3.32), onde se é aplicada a excitação apenas no ponto desejado do espaço computacional, sendo nula nas demais regiões. Os resultados da simulação são vistos nas Figura 4.15(a) e Figura 4.15(b). Há uma melhoria muito significativa quando estas modificações são aplicadas. As três principais ressonâncias: 13,5 GHz, 18,5 GHz e 19,5 GHz são previstas e possuem amplitude muito similar ao resultado da simulação no EMPro. A ressonância secundária próxima de 6 GHz também possui grande correspondência. Para um resultado superior, espera-se que entre 14 GHz e 16 GHz tenha-se uma curva que acompanhe melhor a curva gerada pela simulação no EMPro.

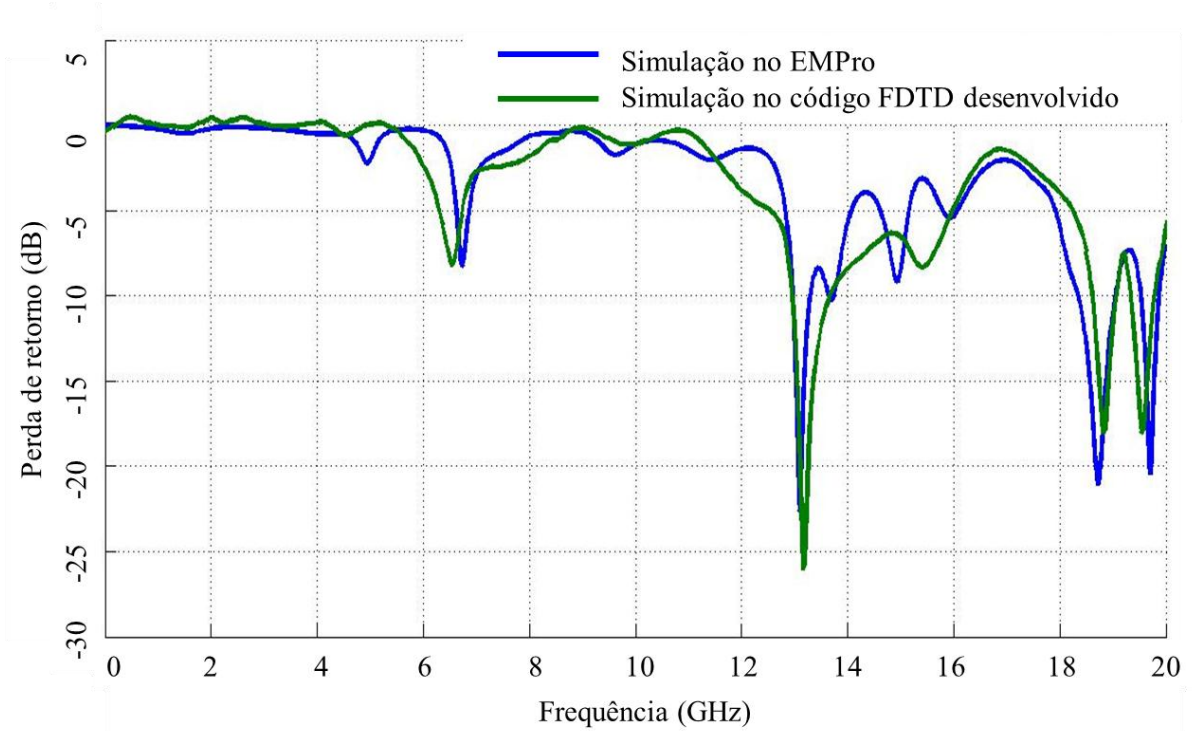


Figura 4.15(a): Perda de retorno para a geometria de antena projetada com alteração da excitação subtraindo-se a onda incidente da onda total.

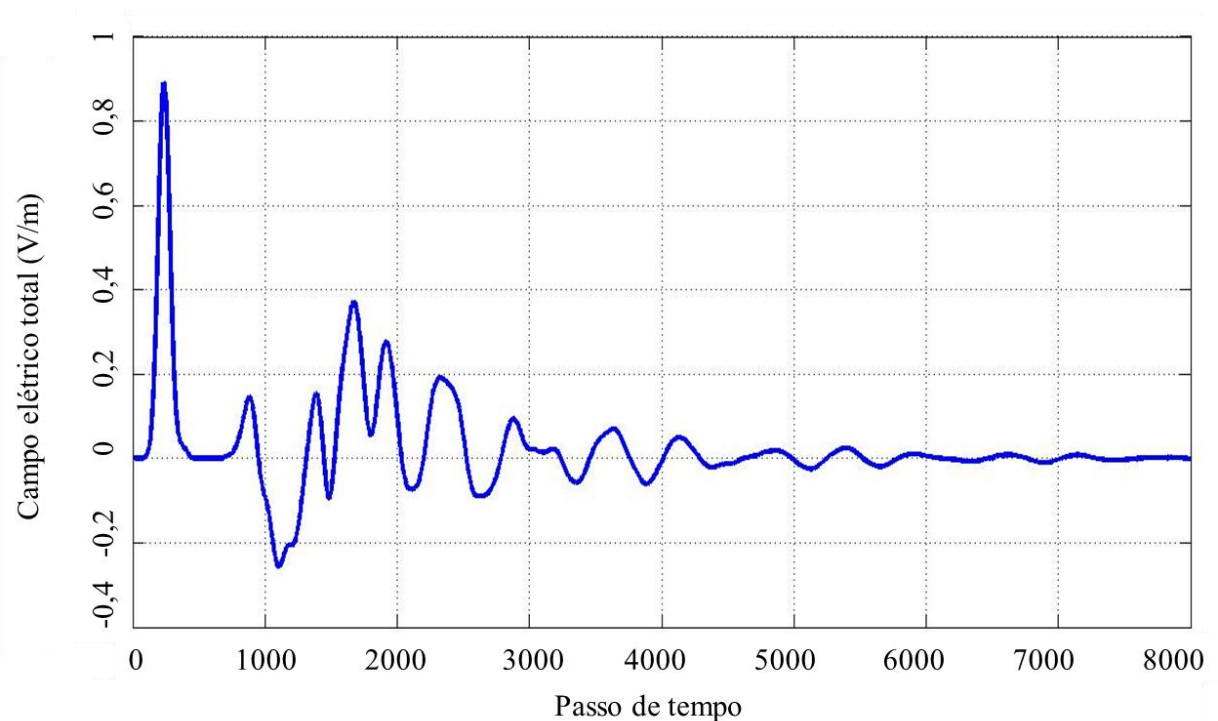


Figura 4.15(b): Campo elétrico total para a geometria de antena projetada com alteração da excitação subtraindo-se a onda incidente da onda total.

4.7.2 Parede Magnética

Mantendo as definições gerais da configuração da simulação da seção 4.7.1, foi alterada a forma de excitação para a parede magnética, descrita na seção 3.6.1 a partir das equações (3.19) e (3.20). O resultado é exibido na Figura 4.16.

Nota-se que os bons resultados da seção 4.7.1 foram mantidos e houve melhoria para as frequências entre 14 GHz e 16 GHz, as quais tiveram resultado negativo na Figura 4.15(a). Todas as ressonâncias foram previstas e acompanhadas com grande significância. O erro percentual médio para esta simulação ficou próximo de 1%.

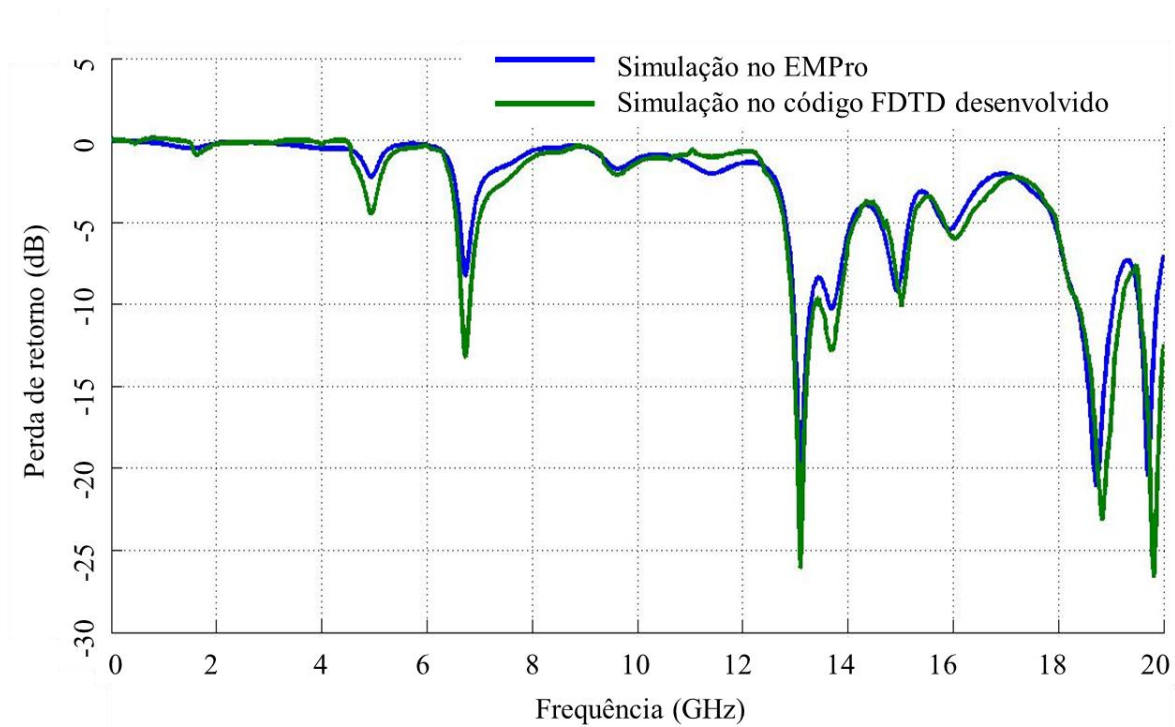


Figura 4.16: Perda de retorno para a geometria de antena projetada com alteração da excitação para parede magnética.

4.7.3 Fonte Resistiva de Tensão

Mantendo as definições gerais da configuração da simulação anterior da seção 4.7.2, foi alterada a forma de excitação para a fonte resistiva de tensão, descrita na seção 3.6.4 a partir da equação (3.33). O resultado é exibido na Figura 4.17.

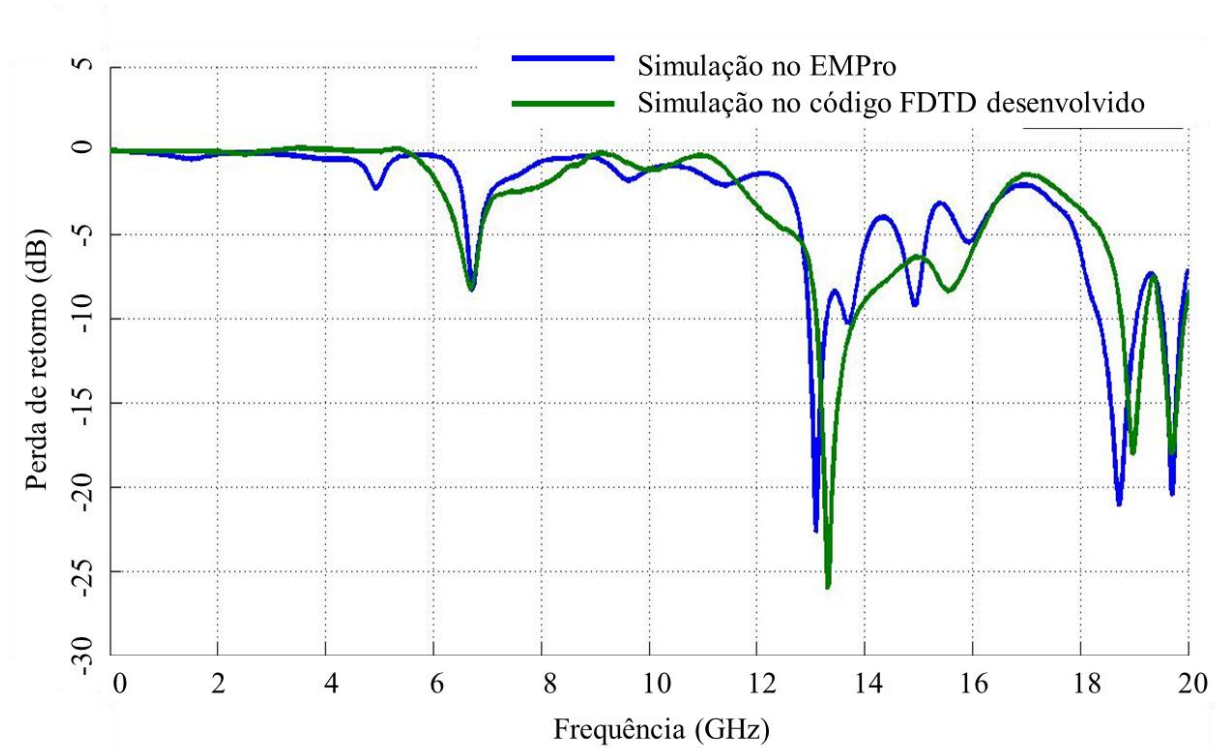


Figura 4.17: Perda de retorno para a geometria de antena projetada com alteração da excitação para fonte resistiva de tensão.

É possível notar na Figura 4.17 que houve uma ligeira degradação da resposta em frequência quando comparado com o resultado da Figura 4.16, sendo o último o melhor resultado obtido neste trabalho. O modelo da fonte de tensão resistiva não requer que a microfita seja inserida na UPML, o que possibilita a integração da antena com outros elementos, tais como filtros e componentes discretos, mas que não são próprios da aplicação objetivada nesta pesquisa. Sendo assim, para a geometria de antena proposta este método não se mostrou como o mais apropriado, e leva-se a conclusão da necessidade em se inserir a microfita na UPML para este tipo de antena para obtenção de resultados precisos.

4.8 Projeto, Construção e Resultados Experimentais

A antena desenvolvida foi construída após a validação da simulação. Foi usada uma placa de fibra de vidro de dupla face com dielétrico em FR-4 para construção da antena com as dimensões conforme feitas na simulação. A antena construída é exibida na Figura 4.18

juntamente com um conector SMA (*SubMiniature version A* – conector subminiatura versão A) soldado entre a microfita e o plano terra para possibilitar a medição da mesma.

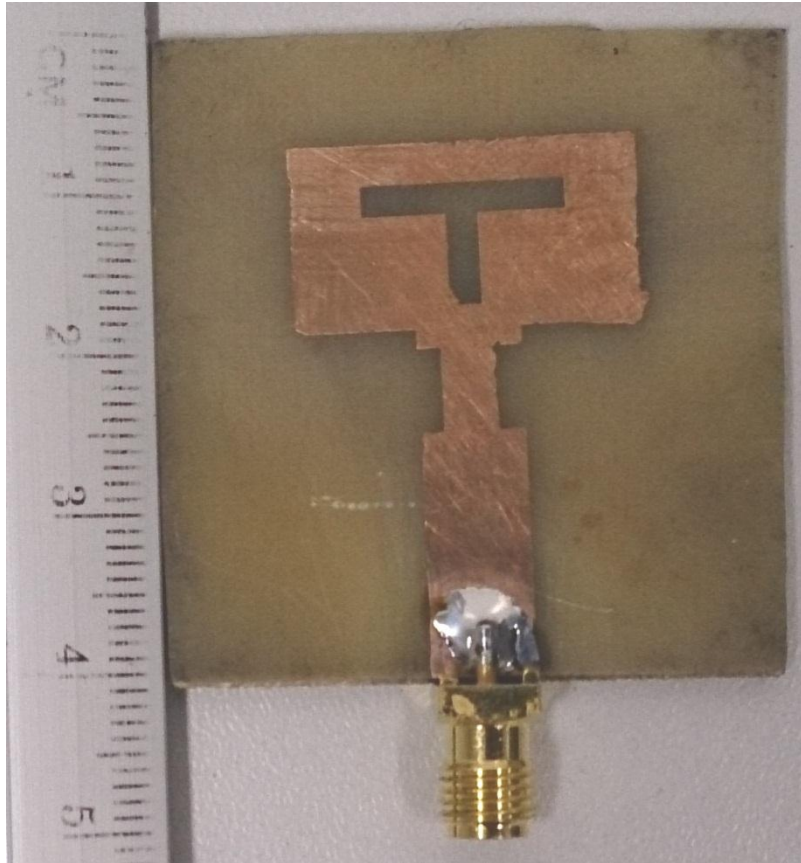


Figura 4.18: Antena construída com conector SMA soldado para medição.

Para evitar ruídos na medição da perda de retorno, a antena foi inserida em uma câmara anecoica, conforme pode ser visto nas Figuras 4.19 e 4.20. Na Figura 4.21 é possível visualizar o *setup* da medição sendo feita. A antena é posicionada no centro da câmara anecoica e conectada pelo conector SMA à parte externa da câmara anecoica, a qual é posteriormente conectada ao analisador de rede. A câmara anecoica é fechada para evitar ruídos externos e o analisador de rede efetua a medição da perda de retorno da antena.

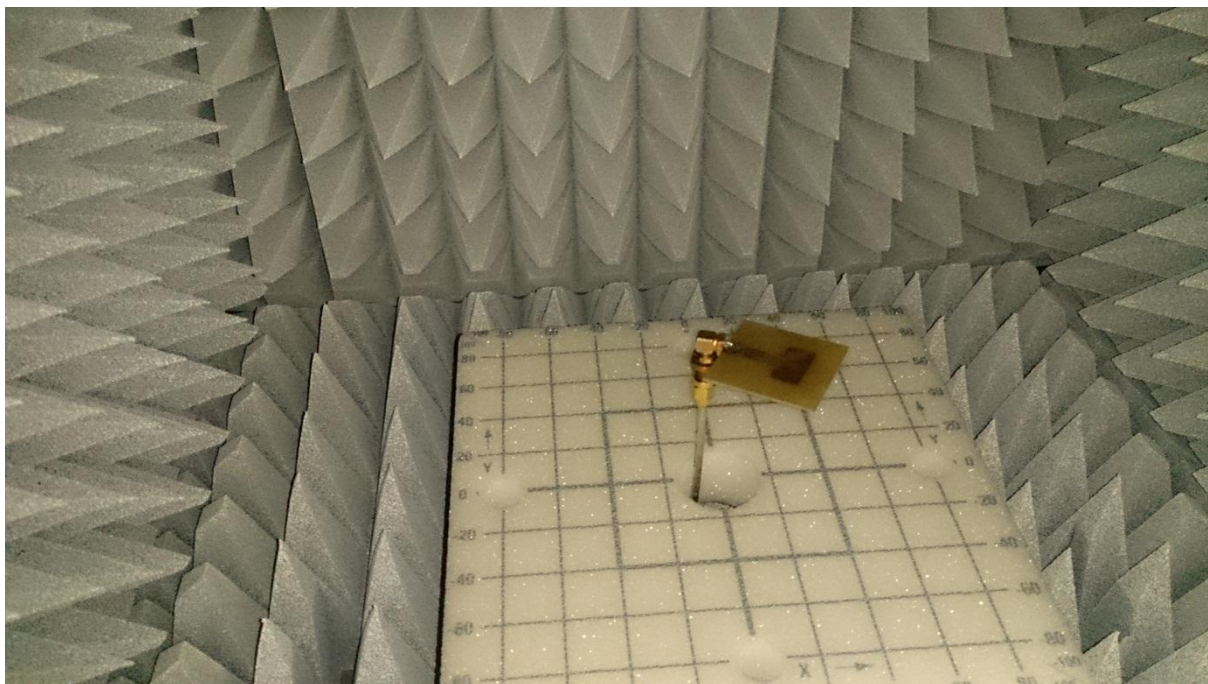


Figura 4.19: Medição da perda de retorno em câmara anecoica da antena projetada construída.



Figura 4.20: Medição da perda de retorno em câmara anecoica da antena projetada construída.

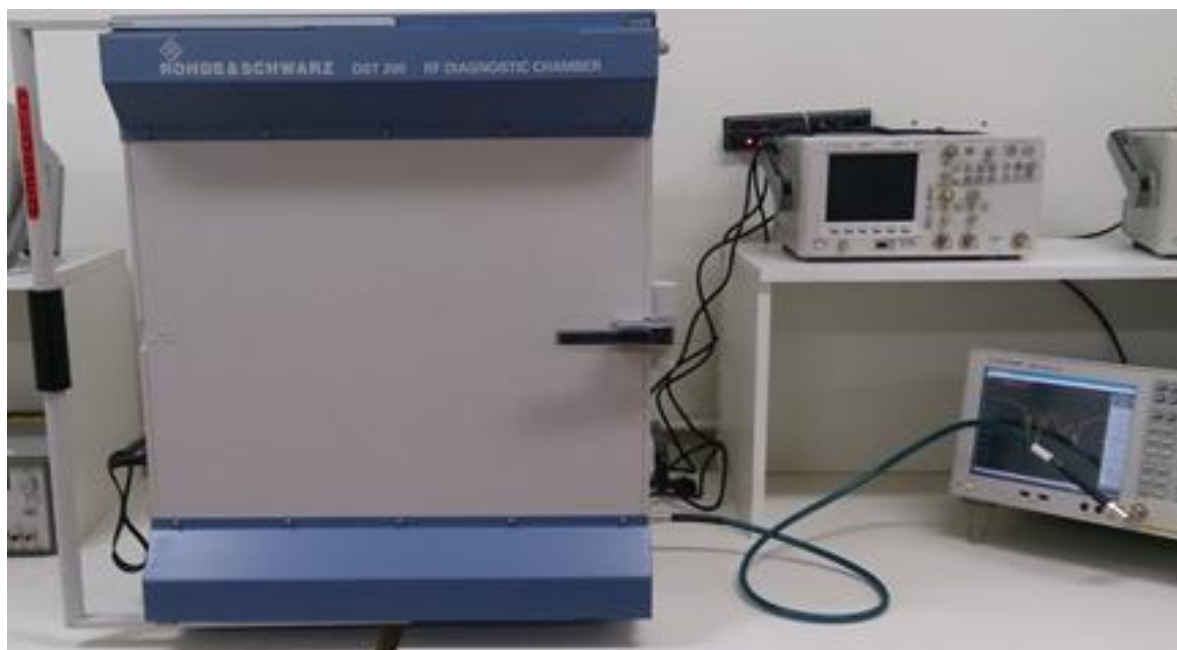


Figura 4.21: *Setup* da medição da perda de retorno em câmara anecoica da antena projetada construída.

Na Figura 4.22 nota-se que houve uma boa correspondência entre as simulações feitas no *software* FDTD desenvolvido no trabalho, a simulação no *software* comercial EMPro e a medição da antena construída. As ressonâncias presentes próximo de 6,5 GHz, 13 GHz e 15 GHz, foram muito similares aos resultados simulados e há uma correspondência significativa do resultado até 16 GHz.

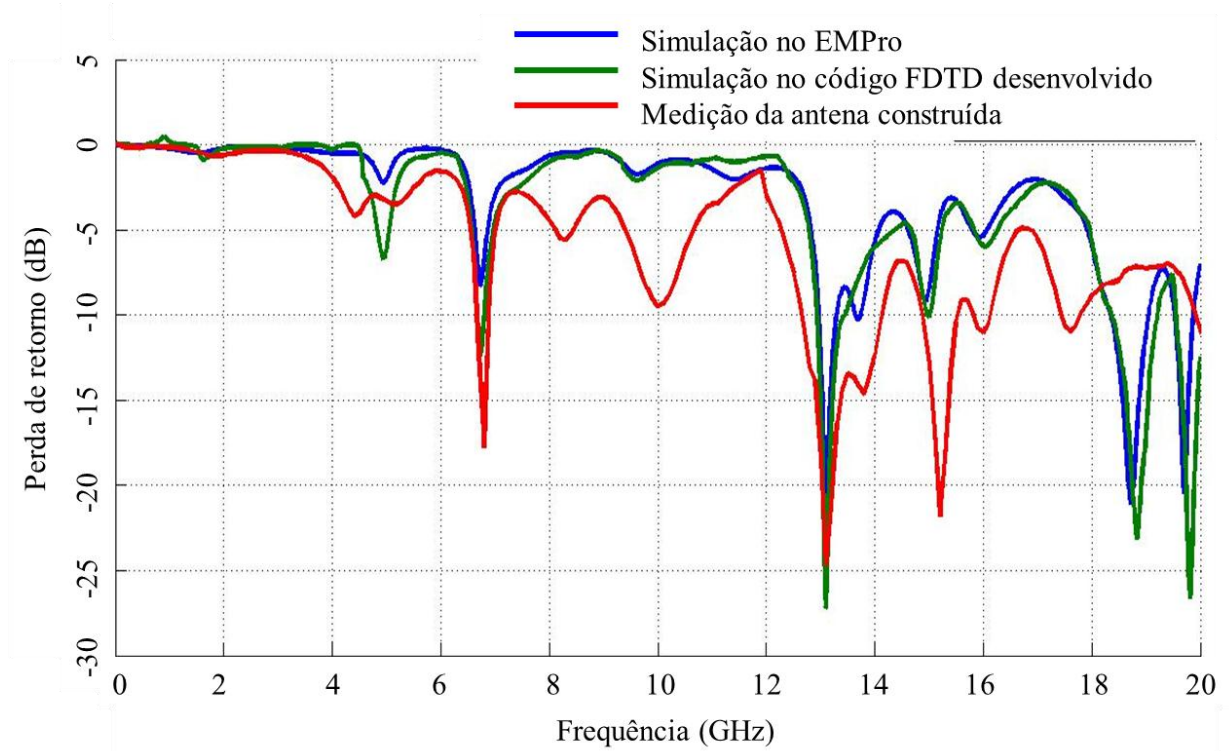


Figura 4.22: Comparação entre resultados simulados e medidos.

4.9 Considerações Finais

Após as simulações geradas nas seções 4.3 a 4.7, nota-se resultados significativos e uma grande contribuição para a pesquisa de formas de excitação de antenas de microfitas. O fato da geometria ser complexa e ser de material dielétrico em FR-4, gerou grandes dificuldades ao longo do desenvolvimento do programa FDTD, devido aos motivos explicados na seção 1.3. No entanto, a profunda investigação das fontes de excitação mostrou que este método é útil para a simulação deste tipo de problema, gerando uma solução precisa e de baixo custo.

CAPÍTULO 5

5 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

5.1 Conclusões

Antenas de microfita possuem variadas aplicações nos setores automotivo, aeronáutico e aeroespacial, em que alto desempenho e peso e custo reduzidos são exigidos. Estas antenas possuem geometrias diversas e operam em variadas faixas de frequência. Neste trabalho foi modelada uma antena com ressonâncias próximas de $6,5\text{ GHz}$, 13 GHz , $18,5\text{ GHz}$ e $19,5\text{ GHz}$. Esta antena é projetada com dielétrico de fibra de vidro FR-4 com $\epsilon_r = 4,6$, o qual é um material com perdas. Para a modelagem desta antena foi usado o método FDTD, o qual é útil para simulação de antenas com geometria complexa e materiais diversos. Para a validação do modelo, uma antena de geometria simples e com resultados de simulação conhecidos foi simulada no código criado. Os resultados desta simulação foram satisfatórios e, então, o código foi adaptado para a antena com a geometria proposta neste trabalho, a qual é mais complexa.

Para a simulação da antena proposta, foi feita uma configuração inicial do programa FDTD para verificar as influências das configurações gerais do programa na resposta em frequência da antena. Por efeito de comparação dos resultados simulados da antena proposta no programa FDTD desenvolvido, foi feita a simulação da mesma geometria da antena no *software* EMPro.

A primeira análise foi feita com relação à geometria da antena e foi verificado que a variação da largura ao longo da microfita da antena influencia no resultado final. Como ação foi mantida a configuração inicial com estrangulamento da microfita. Também foi verificada a influência do T presente na plaqueta da antena, o qual foi mantido para que a antena continue sua operação nas frequências de $6,5\text{ GHz}$, 13 GHz , $18,5\text{ GHz}$ e $19,5\text{ GHz}$. Testes em diferentes passos de tempo para liberação do pulso Gaussiano foram feitos para verificar a melhor resposta. Foi verificado que para esta geometria de antena a melhor resposta é obtida para o passo de tempo 500. Foi também verificado que as melhores posições do ponto de excitação e de medição são, respectivamente, 33 e 48.

Após as configurações gerais do programa foram analisadas as principais formas de excitação de antenas de microfita, dentre elas: subtração da onda incidente da onda total, parede magnética e fonte resistiva de tensão. Dentre estas, foi verificado um desvio na última, quando comparado com o *software* EMPro. As duas primeiras fontes de excitação obtiveram resultados muito próximos, tendo destaque para a parede magnética, a qual teve um resultado rigorosamente próximo do resultado da simulação do *software* comercial. Com base no exposto, conclui-se que, para geometrias complexas de antenas de microfita, com materiais dielétricos com perdas, quando simuladas em programas FDTD há vantagem em se usar a parede magnética como fonte de excitação.

A partir da verificação da melhor fonte de excitação de antenas de microfita com geometria complexa e com material dielétrico em FR-4, a antena foi prototipada e medida em laboratório. A antena foi inserida em uma câmara anecoica para evitar ruídos e medida sua perda de retorno através de um analisador de rede o qual opera até a frequência de 20 GHz. Nesta medição foi notado que as ressonâncias próximas de 6,5 GHz, 13 GHz e 15 GHz foram muito similares aos resultados simulados e há uma correspondência significativa do resultado até 16 GHz.

5.2 Propostas de Continuidade

Para a continuidade da pesquisa, é proposto que as conclusões presentes neste trabalho sejam estendidas para outras configurações de antenas, com funcionalidades em diferentes bandas de frequência. É possível ainda usar a investigação de fontes de excitação para se entender aquela que gera melhor desempenho em outros tipos de antenas, como filamentos, corneta, parabólica, entre outras.

Para um resultado de simulação ainda mais fidedigno em comparação ao resultado da antena construída, pode-se investigar as possibilidades de se modelar no código FDTD o conector SMA utilizado na medição, o qual possui indutância, capacitância e resistência, o que pode gerar diferenças entre os resultados medidos e simulados. Outra possível melhoria é a investigação da influência da solda deste conector, a qual não foi feita de forma industrial e pode gerar efeitos não previstos no programa FDTD desenvolvido.

Como propostas futuras, pode-se ainda pensar em refinamento da malha e simulação em diferentes computadores, através de paralelismo.

REFERÊNCIAS

- [1] E. K. Miller. *A Selective Survey of Computational Electromagnetics*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 36, número 9, pp. 1281–1305. Setembro, 1988.
- [2] K. S. Yee. *Numerical Solution of hiitial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 14, número 3. Maio, 1966.
- [3] A. Taflove. *Advances in computational electrodynamics: The Finite- Difference Time-Domain method*. 1995.
- [4] K. S. Kunz e R. J. Luebbers. *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. FL: CRC Press. 1993.
- [5] Z. S. Sacks, D. M. Kingsland, R. Lee e J.-F. Lee. *A perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, No. 12, 1460-1463. Dezembro, 1995.
- [6] A. Taflove. *Computational electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain method*. 1998.
- [7] X. Zhang e K. K. Mei. *Time-Domain Finite Difference Approach to the Calculation of the Frequency-Dependent Characteristics of Microstrip Discontinuities*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 36, número 12. Dezembro, 1988, pp. 1775-1787.
- [8] D. M. Sheen e S. L. Ali. *Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstiip Circuits*. IEEE Transactions Microwave Theory Techniques, volume 38, número 7. Julho, 1990.

- [9] W. D. Sui, D. A. Chirstensen e C. H. Durney. *Extending the two-dimensional FDTD method to hybrid electromagnetic systems with active and passive lumped elements*. IEEE Transactions Microwave Theory Techniques, volume 40, número 4, 724–730. 1992.
- [10] W. L. Stutzman e G. A. Thiele. *Antenna Theory and Design*, 2ª edição. John Wiley & Sons. 1998.
- [11] K. S. Kunz e R. J. Luebbers. *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. Nova Iorque: CRC Press. 1993. 448p .
- [12] H. ElKamchouchi e Y. M. Madany. *Multiband Triple - Patch Microstrip Antenna using 3D - FDTD Method*. Nineteenth National Radio Science Conference. Março, 2002.
- [13] H. ElKamchouchi e Y. M. Madany. *The Effect of Dielectric on Multiband Driven Triple Patch Microstrip Antenna Analyzed using 3D - FDTD Method*. Twentieth National Radio Science Conference. Março, 2003
- [14] S. Sandeep. *Broadband Analysis of Microstrip Patch Antenna using 3D FDTD – UPML*. 2006.
- [15] H. M. L. A. Fernandes. *Development of Software for Antenna Analysis and Design using FDTD*. Instituto Superior Técnico – Universidade Técnica de Lisboa. Setembro, 2007.
- [16] L. M. Tomaz. *Análise e Construção de Antenas de Microfita para Faixa de Frequências Ultralarga Através do Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo*. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. 2014.
- [17] H-S. Tsai e R. A. York. *FDTD Analysis of CPW-Fed Folded-Slot and Multiple-Slot Antennas on Thin Substrates*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Fevereiro, 1996.
- [18] C. Wu, Z.-Q. Bi e J. Litva. *Accurate Characterization of Planar Printed Antennas using Finite-Difference Time-Domain Method*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Maio, 1992.

- [19] C. E. Brench e O. M. Ramahi. *Source Selection Criteria for FDTD Models*. IEEE. 1998.
- [20] F. Costen, J.-P. Bérenger e A. K. Brown. *Comparison of FDTD Hard Source with FDTD Soft Source and Accuracy Assessment in Debye Media*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Julho, 2009.
- [21] S. Benkler, N. Chavannes e N. Kuster. *Novel FDTD Huygens Source Enables Highly Complex Simulation Scenarios on Ordinary PCs*. IEEE. 2009.
- [22] M. Piket-May. A. Taflove e J. Baron. *FD-TD Modeling of Digital Signal Propagation in 3-D Circuits with Passive and Active Loads*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Agosto, 1994.
- [23] D. M. Sullivan. *Electromagnetic Simulation using the FDTD Method*. IEEE Press Series on RF and Microwave Technology. 2000.
- [24] Teleco – Inteligência em Telecomunicações. Atenuação e Perda de Retorno. Disponível em: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialkmp/pagina_3.asp>. Acesso em 03 de jun. 2015.
- [25] W. Naktong, K. Nuangwongsa, E. Khoomwong e S. Kosulvit. *A CPWFed Slot Antenna with Dual Stubs for Dual-Wideband Applications*. The2nd PSU Phuket Research Conference, Prince of Songkla University, Phuket Campus. Novembro, 2009.
- [26] C.-M. Wu. *Dual-band CPW-fed Cross-Slot Monopole Antenna for WLAN Operation*. IET Microwave Antennas Propagation. Abril, 2007.
- [27] T.H. Kim e D.C. Park. *CPW-fed compact monopole antenna for dual-band WLAN applications*. Electronics Letters, volume 41. Março, 2005.
- [28] H. D. Chen e H. T. Chen. *A CPW-fed Dual-Frequency Monopole Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 52, número 3. Abril, 2004.

- [29] W. C. Liu e C. M. Wu. *Broadband Dual-Frequency CPW-fed Planar Monopole Antenna with Rectangular Notch*. Electronics Letters, volume 40, número 11. Maio, 2004.
- [30] H. D. Chen e T. Chen. *A CPWfed dual-frequency monopole antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 52, número 3. Julho, 2009.
- [31] C. A. Balanis. *Antenna Theory – Analysis and Design*. 3ª edição. 2005.
- [32] T. S. Bird. *Definition and Misuse of Return Loss*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, volume 51, número 2. Abril de 2009.
- [33] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl e A. Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 2001.
- [34] K.-L. Wong. *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. New York, USA: John Wiley & sons, 2002.
- [35] G. Kumar e K. P. Ray. *Broadband Microstrip Antennas*. Norwood: Artech House. 2003.
- [36] K. P. Ray. *Design Aspects of Printed Monopole Antennas for Ultra-Wide Band Applications*. International Journal of Antennas and Propagation. Janeiro de 2008.
- [37] B. A. L. da Silva. *Antenas Monopolo Planar com Patch em Anel Circular para Sistemas UWB* [Dissertação de Mestrado]. UFRN - Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação. Junho de 2010.
- [38] D. Guha e Y. M. M. Antar. *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques, and applications*. Noida, India: John Wiley & Sons. 2011.
- [39] V. Palanisamy e R. Garg. *Rectangular Ring and H-Shaped Microstrip Antennas Alternative to Rectangular Patch Antennas*. Electronics Letters, volume 21, número 19. 1985.

- [40] W. C. Chew. *A Broadband Annular Ring Microstrip Antennas*. IEEE Transaction on Antennas Propagation, volume AP-30. Setembro de 1982.
- [41] G. Mur. *Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1981.
- [42] J.-P. Berenger. *A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves*. Journal of Computational Physics, volume 114. Outubro de 1994.
- [43] S. D. Gedney. *An anisotropic perfectly matched layer-absorbing medium for the truncation of FDTD lattices*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 44. 1996.
- [44] J. F. Almeida e C. L. S. S. Sobrinho. *Influence of a PBG Structure on the Bandwidth of a Microstrip Antenna*. IEEE Latin America Transactions, volume 2. Março de 2004.
- [45] O. R. Santos, J. B. F. Barros e L. S. S. Sobrinho. *FDTD method: generic study of antennas in general curvilinear coordinates*. Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), volume 2. 2003.
- [46] S. Cheoh. *An Investigation of Alternating-Direction Implicit Finite-Difference Time-Domain (ADI-FDTD) Method in Numerical Electromagnetics*. 2003.
- [47] W. C. Soares, S. T. M. Gonçalves, U. Resende, M. M. Afonso e C. Vollaie. *Improvements on Electric Field Excitation for FDTD-UPML Applied on a Novel High-Resonant Antenna Geometry built in FR-4 Substrate*. EMF 2016.
- [48] X. Zhang, J. Fang, K. K. Mei e Y. Liu. *Calculations of the dispersive characteristics of microstrips by the time-domain finite difference method*. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, volume 36. Fevereiro de 1988.

- [49] X. Zhang e K. K. Mei. *Time domain finite difference approach for the calculation of microstrip open-circuit end effect*. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques. 1988.

- [50] X. Zhang e K. K. Mei. *Time domain finite difference approach to the calculation of the frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities*. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, volume 36. Dezembro de 1988.

- [51] W. Sui, D. A. Christensen e C. H. Durney. *Extending the two dimensional FD-TD method to hybrid electromagnetic systems with active and passive lumped elements*. IEEE Transaction on Microwave Theory Techniques, volume. Abril de 1992.

- [52] B. Kaewchan, W. Naktong e A. Ruengwaree. *T-Shape Slot in Rectangular Slot Antenna to Enlarge Bandwidth for Broadband Communication*. 2010.

