

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CASSIO BENTO DE ANDRADE

**ANÁLISE DA ANTENA PLANAR DE F-INVERTIDO
PELO MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO
DOMÍNIO DO TEMPO**

Porto Alegre

2011

CASSIO BENTO DE ANDRADE

**ANÁLISE DA ANTENA PLANAR DE F-INVERTIDO
PELO MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO
DOMÍNIO DO TEMPO:**

Dissertação de mestrado apresentada
ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, da Universidade Federal
do Rio Grande do Sul, como parte dos
requisitos para a obtenção do título de Mestre
em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia
de Computação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Álvaro Augusto de Almeida
Salles

Porto Alegre

2011

CASSIO BENTO DE ANDRADE

**ANÁLISE DA ANTENA PLANAR DE F-INVERTIDO
PELO MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO
DOMÍNIO DO TEMPO:**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles, UFRGS
PhD pela University College of London, Inglaterra

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Alexandre Balbinot, UFRGS
Doutor pela UFRGS, Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS
Doutor pela London University, Londres, Inglaterra

Prof. Dr. Antonio Carlos de Oliveira Pedra, SENAI
Doutor pela UFRGS, Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE:

Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella

Porto Alegre, Agosto de 2011.

AGRADECIMENTOS

À minha família, pelo constante apoio que me proporcionou forças para perseverar ao longo do caminho da minha vida.

Ao Professor Dr. Álvaro Salles, por assumir o papel de orientador durante o meu mestrado e pela sua orientação durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Engenheiro Paulo Serafini, cujo auxílio e experiência foi indispensável na conclusão da construção do protótipo e de suas medições.

Ao Professor Dr. Antonio Pedra, pelos seus ensinamentos que trouxeram significativas contribuições para este trabalho.

Ao Engenheiro Cláudio Fernández, pelas aulas sobre FDTD e PIFA.

Ao Engenheiro Giovani Bulla, pelos esclarecimentos sobre a implementação do algoritmo FDTD e a simulação da PIFA.

Ao Engenheiro André Câmara, pelo seu coleguismo e sua cooperação em demais projetos.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

À CAPES pela provisão da bolsa de mestrado.

RESUMO

Neste trabalho é apresentada uma análise da antena planar F-invertido (PIFA) com o objetivo de identificar os parâmetros geométricos que influenciam nas características de desempenho: frequência de ressonância, perda de retorno e largura de banda. Para realizar este estudo é desenvolvido um algoritmo em linguagem C baseado no método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). Duas PIFAs de geometria distintas foram investigadas. O primeiro modelo trata da geometria tradicional de elemento irradiador e plano de terra, ambos retangulares. Já o segundo modelo apresenta a fenda em formato de L no elemento irradiador, para operação em frequência dupla, e o plano de terra em formato de T, visando a aumentar a largura de banda. Os resultados da simulação do algoritmo identificam os parâmetros que influenciam no aumento nas duas larguras de banda, e são aplicados na prototipação de uma PIFA GSM-900 e GSM-1800. As medidas de laboratório do protótipo evidenciam os resultados previstos pelo algoritmo.

Palavras-chave: FDTD, PIFA, frequência dual, fenda em formato de L, plano de terra em formato de T.

ABSTRACT

A Planar Inverted-F Antenna (PIFA) analysis is presented in this work, aiming to identify the geometric parameters that influence the antenna performance, such as resonant frequency, return loss and bandwidth. To accomplish this goal, an algorithm in C language based on the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method is developed. Two PIFAs with distinct geometries are investigated. The first one corresponds to a typical rectangular patch and ground plane, The second model presents an L-shaped slot for dual frequency band operation, combined with a T-shaped ground plane, in order to increase the bandwidth. The simulated results obtained by algorithm identify the parameters that respond for both bandwidths enhancement, and are applied in a PIFA GSM-900/GSM-1800 practical project. The prototype's measurements confirm the simulated results.

Keywords: FDTD, PIFA, dual frequency, L-shaped slot, T-shaped ground plane.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	MOTIVAÇÃO	16
1.2	REVISÃO DA LITERATURA	17
1.3	OBJETIVO	20
1.4	METODOLOGIA	20
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	21
2	ANTENA PLANAR DE F-INVERTIDO	23
2.1	ESTRUTURA	23
2.2	Distribuição dos Campos Elétricos	26
2.3	Distribuição das Correntes	27
2.4	Características de Desempenho	29
2.4.1	Frequência de Ressonância	29
2.4.2	Perda de Retorno	32
2.4.3	Largura de Banda	34
2.4.4	Diagrama de Irradiação	34
3	MÉTODO FDTD	36
3.1	FORMULAÇÃO DOS CAMPOS	36
3.2	ESTABILIDADE	42
3.3	EXATIDÃO	43
3.4	CONDIÇÕES DE FRONTEIRA	45
3.4.1	Borda Absorvedora PML	47
3.4.2	PML Uniaxial	49
3.4.3	Formulação da PML Uniaxial	50
4	ALGORITMO FDTD	57
4.1	FLUXOGRAMA DO ALGORITMO	57
4.1.1	Inicialização	58
4.1.2	Construção do Domínio	59
4.1.3	Passo do Algoritmo	62
4.1.4	Cálculo do Campo Elétrico	63
4.1.5	Fonte de Excitação	63
4.1.6	Cálculo do Campo Magnético	66
4.1.7	Gráfico da Perda de Retorno	66
4.2	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	68
4.2.1	Escolha do Modelo da PIFA Tradicional	68
4.2.2	Análise Paramétrica	70
5	PROTÓTIPO DE UMA PIFA GSM-800 E GSM-1800	79
5.1	ESCOLHA DO PROTÓTIPO	79
5.2	ANÁLISE PARAMÉTRICA DO ELEMENTO IRRADIADOR COM PLANO DE TERRA RETANGULAR	83
5.2.1	Variação de $L1$	83
5.2.2	Variação de $L2$	84

5.2.3 Variação do Ponto de Alimentação F	84
5.3 Plano de terra em formato T	85
5.3.1 Análise Paramétrica do Plano de terra.....	87
5.4 PROTÓTIPO	91
5.4.1 Simulação	91
5.4.2 Fabricação	92
5.4.3 Medidas de Laboratório.....	93
6 CONCLUSÃO.....	101
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104
APÊNDICE: CÓDIGO DO ALGORITMO FDTD.....	109

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 Estrutura de uma ILA (FUJIMOTO et al., 1987).....	24
Figura 2 Estrutura de uma IFA (FUJIMOTO et al., 1987).....	24
Figura 3 Estrutura de uma PIFA (HIRASAWA, 1992).....	25
Figura 4 Geometria de uma PIFA com (a) parede de curto-circuito, (b) placa de curto-circuito ou (c) pino de curto-circuito (WONG, 2002).	25
Figura 5 Distribuição dos campos E_x , E_y e E_z da PIFA (HIRASAWA, 1992).....	27
Figura 6 Distribuição das correntes para diversas larguras da placa de curto-circuito (HIRASAWA, 1992).	28
Figura 7 Diversos fluxos de corrente da face inferior do elemento planar para diferentes larguras da placa de curto-circuito (HIRASAWA, 1992).....	29
Figura 8 Técnicas de implementação de operação em frequência dual: (a) fenda em formato de L, (b) fenda dobrada, (c) fenda em formato de U, (d) chip de capacitor e indutor, (e) chip indutor em fenda em espiral, (f) fenda ramificada, (g) fenda sinuosa, (h) fenda em espiral e (i) elemento irradiador dobrado (WONG, 2003).	32
Figura 9 Coordenadas esféricas do diagrama de irradiação (BALANIS, 2005).	35
Figura 10 Componentes vetoriais do campo elétrico e magnético da célula de Yee (TAFLOVE, 1995).	39
Figura 11 Condições de fronteira sem bordas absorvedoras (SULLIVAN, 2000).	46
Figura 12 Reflexão total nas fronteiras: passo do algoritmo antes (a), durante (b) e depois (c) dos pulsos incidirem nas extremidades PEC e PMC, à esquerda e direita respectivamente.	46
Figura 13 Sentido do aumento da variação dos parâmetros da PML nas bordas absorvedoras (SULLIVAN, 2000).....	49
Figura 14 Fluxograma do algoritmo.	58
Figura 15 Posicionamento das componentes vetoriais do campo elétrico em uma estrutura de pequena dimensão (SULLIVAN, 2000).	61
Figura 16 Pulso gaussiano no domínio do tempo (a) transformado para o domínio da frequência (b) onde se observa que para $f = 2$ GHz a amplitude decaiu apenas 50%	64
Figura 17 Modelamento do cabo coaxial como uma fonte com resistência interna em $i=1$ e um caminho para corrente de material PEC até o elemento irradiador em $i=2$	65
Figura 18 Sinal de corrente (a) e tensão (b) no ponto de alimentação praticamente em regime permanente após 3000 passos do algoritmo.	67
Figura 19 Geometria da (a) MSA e (b) PIFA com a inserção de uma placa de curto- circuito na metade do comprimento do elemento irradiador. Parâmetros geométricos da MSA em (c) vista frontal e (e) lateral e da PIFA em (d) vista frontal e (f) lateral.	69

Figura 20	Gráfico da perda de retorno para (a) MSA e (b) PIFA apresentam praticamente a mesma frequência de ressonância.	70
Figura 21	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação do (c) comprimento do elemento irradiador L1.	71
Figura 22	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) largura do elemento irradiador L2 para $W_s = L_2$	72
Figura 23	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) largura do elemento irradiador L2 para $W_s = L_2/2$	73
Figura 24	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) largura da placa de curto-circuito W_s	74
Figura 25	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) altura do elemento irradiador H.	75
Figura 26	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) distância F entre a parede de curto-circuito e o ponto de alimentação.	76
Figura 27	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) permissividade relativa do substrato ϵ_r	77
Figura 28	Geometria da PIFA com fenda em formato de L obtido em (HOSOE et al, 2003).	79
Figura 29	Gráfico da perda de retorno obtido em (a) (HOSOE et al, 2003) e no (b) algoritmo FDTD.	80
Figura 30	As duas distância de ressonância (a) D1 e (b) D2 do elemento irradiador da PIFA com fenda em formato de L.	81
Figura 31	Dimensões da (a) PIFA de elemento irradiador retangular em (b) vista frontal e (c) lateral.	82
Figura 32	Gráfico de S11 com largura de banda de 92 MHz e 46 MHz, o que não atende às especificações de operação nas faixas de GSM-900 e GSM-1800.	82
Figura 33	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com taxa de aumento de 3 mm do (b) comprimento do elemento irradiador L1 utilizado na variação.	83
Figura 34	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com a taxa de aumento de 10 mm da (b) largura do elemento irradiador L2 utilizado na variação.	84
Figura 35	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 12 mm do (b) ponto de alimentação F resultando em casamentos de impedâncias ótimos de f_1 e f_2 em valores diferentes de F.	85
Figura 36	(a) Geometria da PIFA e com fenda em formato de L e plano de terra em formato de T e (b) seus parâmetros geométricos.	86
Figura 37	Simulação da perda de retorno da PIFA com fenda em formato de L com plano de terra retangular e em formato de T.	87
Figura 38	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 10 mm do (b) comprimento T1. Aumento da largura de banda superior e redução para a inferior ao diminuir T1.	88
Figura 39	Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 10 mm do (b) comprimento T2. Aumento da largura de banda inferior e redução para a superior ao diminuir T2.	88

Figura 40 Gráfico da perda de retorno obtidas no (a) algoritmo FDTD com variação de 5 mm do (b) comprimento T3 resultando em aumento da largura de banda inferior.....	89
Figura 41 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 5 mm da (b) largura Wt resultando em aumento na largura das duas bandas.	90
Figura 42 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de (b) Lt resultando em uma de largura de banda inferior máxima em Lt = 10 mm.	90
Figura 43 Simulação da perda de retorno do protótipo da PIFA com fenda em formato de L e plano de terra em formato de T.	92
Figura 44 Protótipo da PIFA.	92
Figura 45 Configuração de bancada para a medição da perda de retorno do protótipo da PIFA.	93
Figura 46 Gráfico da perda de retorno (a) medida no analisador de espectro e (b) comparada com o resultado simulado.....	94
Figura 47 Configuração das coordenadas esféricas para obtenção do diagrama de irradiação.	95
Figura 48 Configuração de bancada para a medição diagrama de irradiação.	95
Figura 49 Configuração da medição do diagrama de irradiação do plano de elevação.	96
Figura 50 Diagrama de irradiação do plano de elevação para (a) 935 MHz e (b) 1807 MHz.	97
Figura 51 Configuração da medição do diagrama de irradiação do plano de azimute.....	98
Figura 52 Diagrama de irradiação do plano de azimute para (a) 935 MHz e (b) 1807 MHz.	98
Figura 53 Configuração da medição do diagrama de irradiação de polarização cruzada do plano de elevação, onde as antenas transmissoras estão alinhadas a 90° em relação a PIFA.	99
Figura 54 Configuração da medição do diagrama de irradiação de polarização cruzada do plano de azimute, onde as antenas transmissoras estão alinhadas a 90° em relação a PIFA.	99
Figura 55 Diagrama de irradiação da polarização cruzada do plano de elevação para (a) 935 MHz e (b) 1807 MHz e do plano de azimute para (c) 935 MHz e (d) 1807 MHz.	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Taxas de erro médio e desvio padrão das características do desempenho da PIFA em 47 simulações comparadas ao software comercial CST Studio.....	78
Tabela 2 Comparação entre os valores simulados e medidos do prototótipo para as características de frequência de ressonância, perda de retorno e largura de banda.....	94

LISTA DE SÍMBOLOS

λ	Comprimento de onda (m)
v	Velocidade de onda no meio (m/s)
c	Velocidade de onda no vácuo (m/s)
ϵ_0	Permissividade do vácuo (F/m)
ϵ_r	Permissividade relativa do meio
f_r	Frequência de ressonância (Hz)
f_{max}	Frequência máxima da largura de banda (Hz)
f_{min}	Frequência mínima da largura de banda (Hz)
f_c	Frequência central da largura de banda (Hz)
P_{inc}	Potência aplicada (W)
P_{ref}	Potência refletida (W)
Γ	Coefficiente de reflexão
Z_{ant}	Impedância de entrada da antena (Ω)
Z_0	Impedância característica da linha de transmissão (Ω)
θ, φ	Coordenadas esféricas do diagrama de irradiação ($^\circ$)
∂t	Diferencial de tempo
E	Vetor campo elétrico (V/m)
B	Vetor densidade de fluxo magnético (Wb/m²)

M	Vetor densidade de corrente magnética equivalente (V/m²)
∇	Operador Nabla
J	Vetor densidade de corrente elétrica (A/m²)
D	Vetor densidade de fluxo elétrico (C/m²)
H	Vetor campo magnético (A/m)
μ	Permeabilidade magnética (H/m)
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo ($4\pi \times 10^7$ F/m)
μ_r	Permeabilidade relativa do meio
σ	Condutividade elétrica (S/m)
σ^*	Perda magnética equivalente (Ω/m)
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	Discretizações espaciais ao longo dos eixos cartesianos
i, j, k	Índices do intervalo espacial ao longo dos eixos cartesianos
E_x, E_y, E_z	Componentes de campo elétrico (V/m)
H_x, H_y, H_z	Componentes de campo magnético (A/m)
Δt	Discretização temporal
n	Índice do intervalo de tempo
k	Número de onda (1/m)
ω	Frequência angular (rad/s)
v_p	Velocidade de fase (m/s)
η	Impedância intrínseca do meio (Ω)
κ	Parte real do tensor diagonal do meio anisotrópico uniaxial
V_0	Tensão de pico do pulso gaussiano (V)
t_a	Tempo de atraso (s)
τ_p	Tempo de decaimento (s)

LISTA DE ABREVIATURAS

ADI-FDTD: Alternating Direction Implicit Finite-Difference Time-Domain

CFDTD: Conformal Finite-Difference Time-Domain

DCS: Digital Cellular System

FDTD: Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

FFT: Transformada Rápida de Fourier

GSM: Global System for Mobile communication

IFA: Antena de F-invertido

ILA: Antena de L-invertido

LACOM: Laboratório de Comunicações

MSA: Antena de Microfita

PCS: Personal Communication Service

PEC: Condutor Elétrico Perfeito

PIFA: Antena Planar de F-invertido

PMC: Condutor Magnético Perfeito

PML Perfectly Matched Layers

SMA: SubMiniature version A

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

UPML: Uniaxial Perfectly Matched Layers

VSWR: Taxa de Onda Estacionária de Tensão

WLAN: Wireless Local Area Network

1 INTRODUÇÃO

As antenas de microfita (MSA) são largamente aplicadas em setores da aeronáutica, espaçonaves e nas indústrias de telecomunicações, especialmente em aparelhos celulares e outros dispositivos móveis de comunicação sem fio. Tal popularidade deve-se às características atrativas como estrutura simples, baixo custo de fabricação, robustez mecânica quando montadas em superfícies rígidas e versatilidade em relação à frequência de ressonância, polarização, eficiência, diagrama de irradiação e impedância (BALANIS, 2005).

Devido à estrutura complexa das antenas em geral, um número excessivo de cálculos é necessário para caracterizar o desempenho destas estruturas radiantes, de modo que a utilização de métodos numéricos se faz necessária. Segundo (SADIKU, 2000) e (BOOTON, 1992), os métodos numéricos que mais se destacaram nestas últimas décadas são: Método dos Momentos, Método dos Elementos Finitos e o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD ou Finite-Difference Time-Domain).

Neste capítulo, além da contextualização das MSA e dos métodos numéricos, também são abordados itens referentes à motivação e justificativa para realizar a presente tese, discorrendo sobre a escolha da antena planar de F-invertido dentre as demais MSAs e a análise através do método FDTD. Uma revisão da literatura é apresentada visando situar o trabalho no contexto. O capítulo é finalizado com os tópicos objetivo e metodologia utilizada..

1.1 MOTIVAÇÃO

Uma das variantes das MSA é a antena planar em F-invertido (PIFA: ou Planar Inverted-F Antenna) que é caracterizada por menor tamanho, maior largura de banda e maior eficiência em relação às demais (WONG, 2002). Devido a estas vantagens, a PIFA tem alcançado grande popularidade nas últimas décadas no desenvolvimento de antenas internas.

Dentre os métodos numéricos, o FDTD destaca-se devido à simplicidade de entendimento e facilidade de implementação, apresentando robustez e exatidão em uma vasta gama de problemas (TAFLOVE, 1995). Também não se limita a sistemas radiantes, tendo aplicação em componentes eletrônicos nas áreas de medicina e aeronáutica, bem como em problemas mais complexos, a exemplo da caracterização de canais de rádio, propagação da onda em meios dispersivos e não-lineares e dispositivos fotônicos e de alta velocidade. Adicionalmente permite também a simulação em meios não-homogêneos, podendo também ser aplicado na análise dos efeitos biológicos das antenas em tecidos de seres humanos (BULLA, 2006), este um dos principais focos de pesquisa do Laboratório de Comunicações da UFRGS (LACOM).

1.2 REVISÃO DA LITERATURA

A análise da interação entre as ondas eletromagnética aplica-se a uma vasta quantidade de problemas, onde cada situação apresenta suas peculiaridades e tratamentos particulares. Visando a melhorar o desempenho do método FDTD nestas áreas específicas, um número expressivo de pesquisas tem desenvolvido técnicas de aperfeiçoamento do método original. Uma das limitações do FDTD é a representação de estruturas curvilíneas, por se usar coordenadas cartesianas na geração da malha. Em (YU et al., 2000) é proposta uma estratégia, denominada CFDTD (*conformal FDTD*), para suprir esta dificuldade, possibilitando a aplicação em antenas de microfita com elemento irradiador circular (CAPELLETTI, 2011). Para os casos em que se necessita malha muito densa, são propostas técnicas que buscam utilizar critérios mais relaxados que a condição de Courant-Friedrich-Levy, visando a aumentar o passo de tempo do algoritmo, conseguindo assim um menor tempo de simulação. Uma das primeiras propostas é denominada ADI-FDTD (Alternating Direction Implicit

FDTD), apresentada por (ZHENG et al., 1999), cuja estabilidade não depende do tamanho do passo de tempo, sendo limitada apenas pela exatidão. Em contrapartida, um número maior de equações deve ser resolvido a cada passo do algoritmo. Posteriormente, alternativas computacionalmente mais eficientes que o ADI-FDTD foram investigadas. Em (CHEN et al., 2007), obteve-se a redução do tempo de cálculo de pelo menos dois terços, enquanto que em (TANG et al., 2009) conseguiu-se maior exatidão ao ser aplicado em circuitos de microondas. Outras variantes do método foram adaptadas para o estudo da propagação da onda em meios dispersivos (WANG et al., 2011) e anisotrópicos, a exemplo do plasma magnetizado (LIU et al., 2004). Porém, apesar de tantas derivações, o método original ainda é utilizado em pesquisas atuais, como nos estudos de dispositivos não-lineares (CAI et al., 2011) e (GRANDE et al., 2009), estruturas curvilíneas (BRAK et al., 2003) e propagação de ondas na atmosfera (HEDLIN et al., 2011).

A implementação de bordas absorvedoras nas fronteiras de domínio truncado, de modo a simular uma região sem fronteiras, consiste em outro foco de pesquisa da aplicação do método. As condições de borda absorvedora (ABC, Absorbing Boundary Condition) mais destacadas na literatura são as de Mur (MUR, 1981), Higdon (HIGDON, 1986) e PML (Perfect Matched Layer) (BÈRENGER, 1994). Foi verificado (GHIAMY et al., 2007) que em simulações com antenas de microfita a PML apresenta desempenho similar às demais ABC para ondas de incidência normal, mostrando-se, no entanto, superior em ângulos de incidência mais oblíquos. Atualmente a PML é largamente utilizada e estendida para outras geometrias que apresentam fronteiras não planares, como a cilíndrica e esférica (TEIXEIRA, 1997a). Outra aplicação atual é nos problemas que necessitam coordenadas curvilíneas ortogonais (TEIXEIRA, 1997b). Embora a PML original não seja adequada para caracterizar fronteira em meios com perdas, esta questão foi resolvida por (TEIXEIRA, 1998), onde foi proposta uma PML para meios em geral, incluindo os dispersivos e bi-anisotrópicos.

Um tópico que merece destaque na aplicação do método FDTD no estudo das antenas de microfita é a técnica de alimentação. As principais técnicas, citadas em (BALANIS, 2005), consistem de linha de microfita, *probe* ou alimentação por acoplamento. Para a escolha da alimentação via *probe*, a dificuldade é o modelamento do cabo coaxial que não gere regime transitório extenso, resultando em tempo excessivo de simulação. Em (MALONEY et al., 1990) sugere-se que se represente parcialmente o cabo coaxial, no qual sua extremidade é truncada por uma borda absorvedora. Outras abordagens, como (CHEN et al., 1994), utilizam métodos de processamentos de sinais para prever as tensões e correntes em futuros passos de tempo através de valores obtidos em passos anteriores, o que aumenta a complexidade na implementação do FDTD. Neste trabalho escolheu-se a técnica descrita em (LUEBBERS, 1996), onde se utiliza uma fonte com resistência interna para excitar a antena, pois, além da simplicidade de implementação, apresenta a vantagem de reduzir o número de passos do algoritmo do regime transiente da excitação.

Para atender às especificações de projeto do protótipo da PIFA apresentadas na segunda parte deste trabalho, investigou-se na literatura diversas técnicas que propiciam aumento na largura de banda. Segundo (GARG, 2001), a largura de banda da antena de microfita cresce com o aumento da altura do elemento irradiador e com a redução da permissividade relativa do substrato. Outras abordagens propõem a operação com duas frequências de ressonância próximas, geradas por meio da inserção de buracos e fendas no elemento irradiador (GARG, 2001) ou utilizando elementos adicionais como mais de um elemento irradiador ou elementos parasitas (OLLIKAINEN et al., 2000). Adicionalmente, foi mostrado em (HIRASAWA, 1992) que a largura de banda cresce com o aumento da razão entre a largura e o comprimento do elemento irradiador retangular. Para o caso de outras geometrias do elemento irradiador, verificou-se em (WANG, 2004) que tendo um dos lados estreitados gradativamente produz-se um aumento significativo na largura de banda.

Alterações em outros elementos da PIFA foram explorados, como a utilização de diferentes siluetas da placa em contato com o ponto de alimentação (FEICK et al., 2004) e o emprego de plano de terra em formato de T (WANG et al, 2004). Nesta última estratégia, utilizando elemento irradiador retangular obteve-se largura de banda maior que 16 %. Aplicada com outras geometrias de elemento irradiador e com o estreitamento gradativo citado anteriormente, tem-se os trabalhos de (KHOSHNIAT et al, 2010); para elemento irradiador com fendas em formato de U, a autoria é de (XING et al, 2010). A respeito, tem-se também o trabalho em curso nesta Tese de Mestrado, que emprega o elemento irradiador com fendas em formato L sobre um plano de terra em T, o qual, em consonância com a presente revisão de literatura, não foi ainda objeto de estudo por outro autor.

1.3 OBJETIVO

No presente trabalho é realizada a análise da antena PIFA tradicional, complementada pelo estudo de uma PIFA com elemento irradiador modificado e plano de terra de formato T. A modificação é feita no irradiador retangular, que foi implementado com fenda em L, visando a aumentar a largura de banda das duas ressonâncias da antena. Para tal é utilizado algoritmo em linguagem C baseado no método FDTD, com o objetivo de investigar a influência que a variação dos parâmetros geométricos exerce nas características de desempenho da antena, como largura de banda, frequências de ressonância e perda de retorno.

1.4 METODOLOGIA

Com o intuito de avaliar a exatidão dos resultados do algoritmo FDTD proposto, em um primeiro momento analisa-se o modelo tradicional da PIFA com irradiador retangular, cuja operação corresponde a uma única frequência de ressonância de $1,8\text{ GHz}$. Os valores

obtidos da simulação da perda de retorno para a faixa de $0,5$ a 2 GHz são processados no MATLAB e comparados com os resultados gerados no simulador comercial CST Studio. Como segundo passo, a análise é expandida para a PIFA de frequência dupla, também já objeto de desenvolvimento anterior. Para esse, dentre as técnicas para operação em múltiplas frequências apresentadas na literatura, optou-se pelo irradiador retangular com fenda em formato de L e plano de terra retangular, operando nas faixas de GSM-900 ($880-960$ MHz) e DCS-1800 ($1710-1880$ MHz). Finalizando, é pesquisado o aumento da largura de banda deste segundo modelo, agora diferenciado como conjunto novo, ao empregá-lo com o plano de terra de formato T, cujo resultado é evidenciado por medidas em laboratório.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está estruturado da seguinte forma:

Capítulo 1: trata da contextualização e motivação para realizar a análise pelo método FDTD da antena PIFA, complementada pela revisão da bibliografia, descrição dos objetivos do trabalho e resumo da metodologia a ser seguida.

Capítulo 2: descreve os aspectos gerais da PIFA, apresentando sua estrutura e os princípios de funcionamento, tendo por base as distribuições de campo e corrente. Também são apresentadas e comentadas as características de desempenho mais utilizadas na tese, a saber: frequência de ressonância, perda de retorno, largura de banda e diagrama de irradiação.

Capítulo 3: introduz o método FDTD, desenvolvendo a formulação para o cálculo dos campos elétrico e magnético no espaço tridimensional, tanto na região de estudo quanto na borda absorvedora, sendo esta última caracterizada por ser uma PML uniaxial.

Capítulo 4: utiliza os conceitos do método FDTD apresentados no Capítulo 3 para implementar o algoritmo utilizado no estudo paramétrico da PIFA. Primeiro são analisadas

dimensões da malha que geram resultados precisos e escolhido o passo do tempo que mantém a estabilidade do algoritmo. Posteriormente são discutidos o modelamento de estruturas de dimensão muito pequenas, a alimentação via *probe* através do emprego de fonte de tensão com resistência interna. Em seguida, é explicado como o algoritmo gera o gráfico da perda de retorno da antena para a faixa de 0,5 a 2 GHz. No final do capítulo são mostrados os resultados da simulação para a PIFA de elemento irradiador retangular, onde o impacto da variação dos seus parâmetros geométricos é investigado. A comparação entre os resultados do algoritmo e de um software comercial é realizada.

Capítulo 5: inicia com as especificações de projeto da PIFA operando nas bandas GSM-900 e GSM-1800, do qual se origina o modelo de fenda em formato de L para obter operação em frequência dupla, associado ao plano de terra em formato de T para aumentar a largura de banda. Também é realizado um estudo paramétrico desse modelo. A seguir são definidas as dimensões do protótipo que atendem às especificações de projeto, possibilitando simulação para ser comparada com medições realizadas em laboratório.

Capítulo 6: apresenta as conclusões finais e possibilidades de trabalhos futuros.

2 ANTENA PLANAR DE F-INVERTIDO

A PIFA é considerada uma das antenas internas mais utilizadas nos últimos anos, devido à sua dimensão compacta, tornando-a adequada para aparelhos celulares. Permite também operação em múltiplas frequências, necessária para o projeto de antenas de múltiplas bandas. Outra característica atrativa é sua polarização dual, possibilitando que transceptores móveis que utilizam esta antena possam receber e transmitir sinais com ondas polarizadas horizontalmente e verticalmente. Também apresenta melhor relação frente-costa que as antenas monopólio ou helicoidal utilizadas anteriormente em celulares, minimizando a exposição da cabeça do usuário às radiações e diminuindo o nível de SAR absorvido.

As antenas de microfita (MSA ou *Microstrip Antenna*) foram introduzidas em meados de 1970 por R. E. Munson e J. Q. Howel (Hirasawa, 1992). Sendo uma variante de MSA, a PIFA herda suas qualidades de antena de baixo custo de fabricação e flexibilidade de operação, com as vantagens de ter tamanho menor, largura de banda maior e eficiência de irradiação mais elevada.

Nesta seção é apresentada a teoria de operação da PIFA e suas características de desempenho. O entendimento dos princípios de funcionamento da PIFA abordados auxiliarão na interpretação dos resultados de simulação gerados pelo algoritmo do método FDTD desenvolvido.

2.1 ESTRUTURA

O desenvolvimento estrutural da PIFA segue a idéia apresentada em (FUJIMOTO et al, 1987) e parte da antena L-invertido (ILA: Inverted-L Antenna). A ILA, ilustrada na Figura 1, consiste em um pequeno monopolo de um quarto de onda como elemento vertical, cuja extremidade está conectada a um fio denominado elemento horizontal.

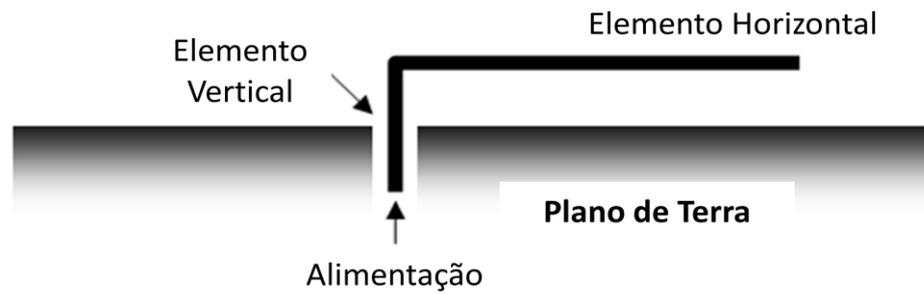


Figura 1 Estrutura de uma ILA (FUJIMOTO et al., 1987).

Diversas modificações podem ser aplicadas na ILA para melhorar o seu desempenho. Uma dessas alterações resulta na antena F-invertido (IFA: Inverted-F Antenna) ao adicionar um elemento em formato de L invertido, indicado na Figura 2, o que resulta em um aumento de impedância de entrada da antena. Com o comprimento adequado deste novo elemento pode-se realizar o casamento de impedância da antena com a carga sem utilizar componentes adicionais de circuito.

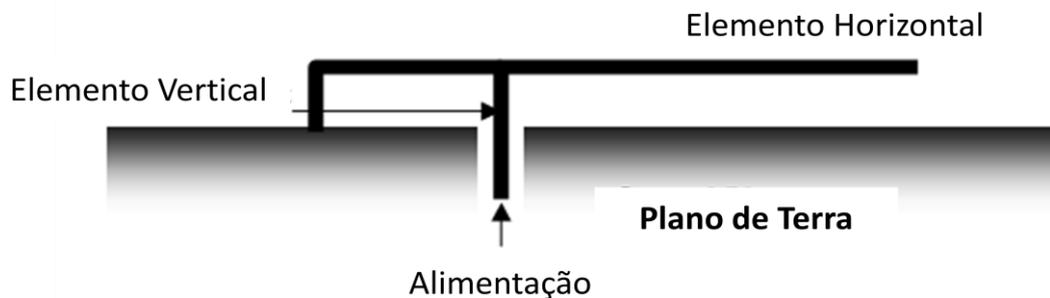


Figura 2 Estrutura de uma IFA (FUJIMOTO et al., 1987).

Subsequentemente, ao utilizar uma placa no lugar do fio que responde pelo elemento horizontal da IFA, obteve-se maior largura de banda. O resultado é a PIFA ilustrada na Figura 3, na qual os elementos básicos consistem de placa de curto circuito com largura W e altura H ; do elemento irradiador de dimensão $L1 \times L2$ e do plano de terra. A distância entre a placa de curto circuito e o ponto de alimentação é indicada pelo termo F .

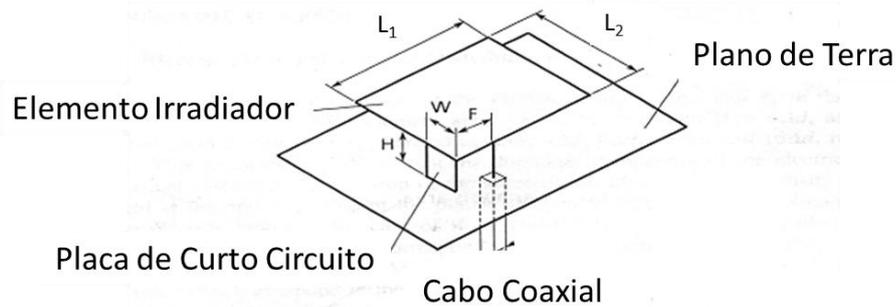


Figura 3 Estrutura de uma PIFA (HIRASAWA, 1992).

As antenas tipo PIFA podem apresentar diferentes larguras da placa de curto-circuito como ilustrado na Figura 4. Para uma largura máxima, que corresponde ao mesmo comprimento do elemento irradiador, forma-se uma parede de curto-circuito (Figura 4.a). Utilizando dimensões menores na placa, tem-se a possibilidade de reduzi-la até a situação em que se usa um pino de curto-circuito (Figura 4.c).

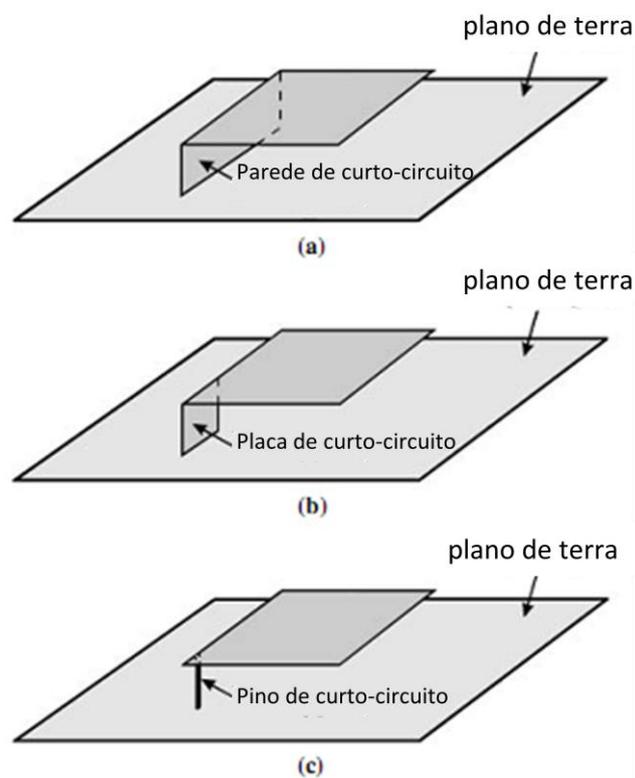


Figura 4 Geometria de uma PIFA com (a) parede de curto-circuito, (b) placa de curto-circuito ou (c) pino de curto-circuito (WONG, 2002).

Entre o plano de terra e o elemento irradiador pode-se utilizar uma camada de substrato dielétrico como as MSA ou deixar uma camada de ar. A escolha da permissividade elétrica do substrato pode alterar a frequência de operação, porém, geralmente utiliza-se a camada de ar como dielétrico, pois resulta em melhor eficiência e permite maior liberdade na escolha da altura do elemento irradiador.

2.2 Distribuição dos Campos Elétricos

De modo a entender a irradiação da PIFA, simulações realizadas por (SHIBITA, 1988) caracterizaram a distribuição dos campos em uma PIFA. A Figura 5 ilustra a distribuição das componentes vetoriais dos campos E_x , E_y e E_z para diversos valores de largura da placa de curto circuito: $2\Delta d$, $4\Delta d$, $8\Delta d$, $12\Delta d$ e $16\Delta d$, onde Δd é o tamanho da célula da simulação. As dimensões do elemento irradiador estão fixadas em $L1 = L2 = 16\Delta d$ para uma altura de $H = 4\Delta d$. A partir dos resultados da Figura 5, conclui-se que a intensidade do campo E_z aumenta à medida que se afasta da placa de curto-circuito. Já os campos E_x e E_y apresentam uma elevação pronunciada no ponto de alimentação. Outra elevação destes campos é observada ao longo das extremidades do elemento irradiador, caracterizando o efeito de franja (*fringing*) discutido em (BALANIS, 2005). Justamente este efeito de franja consiste na radiação da PIFA. A radiação apresenta intensidades semelhantes tanto em E_x e E_y , resultando em uma transmissão de ondas horizontalmente e verticalmente polarizadas, caracterizando a polarização dual presentes nas antenas PIFA, diferente da MSA que está limitada a um único eixo de polarização, ou seja, enquanto a PIFA apresenta o efeito de franja nas quatro extremidades do elemento planar, na MSA apenas nas duas extremidades opostas da dimensão correspondente ao modo dominante da frequência de ressonância a onda é irradiada, como descrito em (BALANIS, 2005).

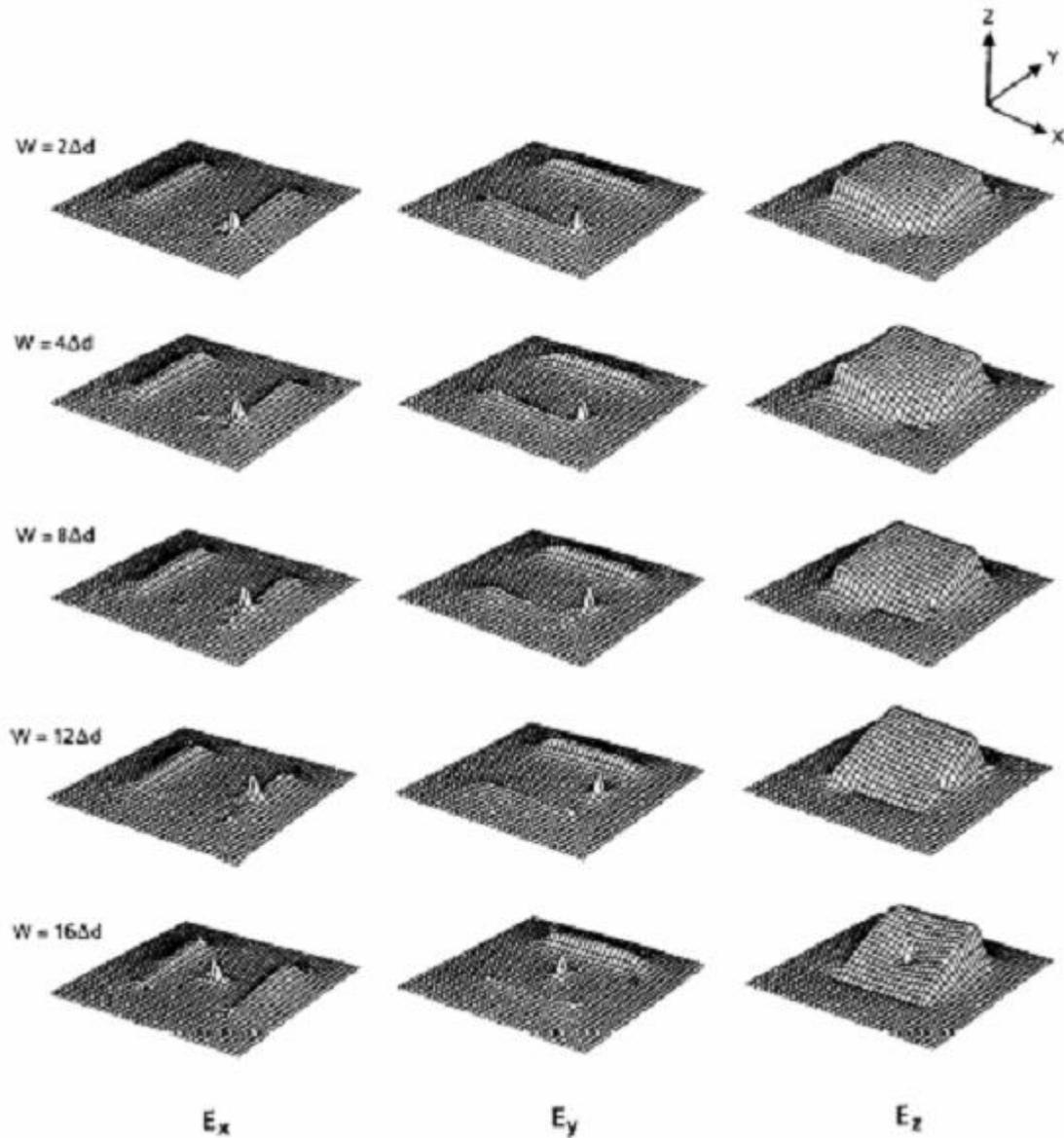


Figura 5 Distribuição dos campos E_x , E_y e E_z da PIFA (HIRASAWA, 1992).

2.3 Distribuição das Correntes

A distribuição das correntes da PIFA é obtida através da análise da distribuição dos campos magnéticos. O resultado das distribuições de corrente de superfície em (HIRASAWA, 1992) para valores de $2\Delta d$, $8\Delta d$ e $16\Delta d$ de largura da placa de curto-circuito é ilustrado na Figura 6, onde o ponto preto corresponde ao ponto de alimentação e as setas representam o sentido da corrente, cuja intensidade é representada pela espessura da sua respectiva seta.

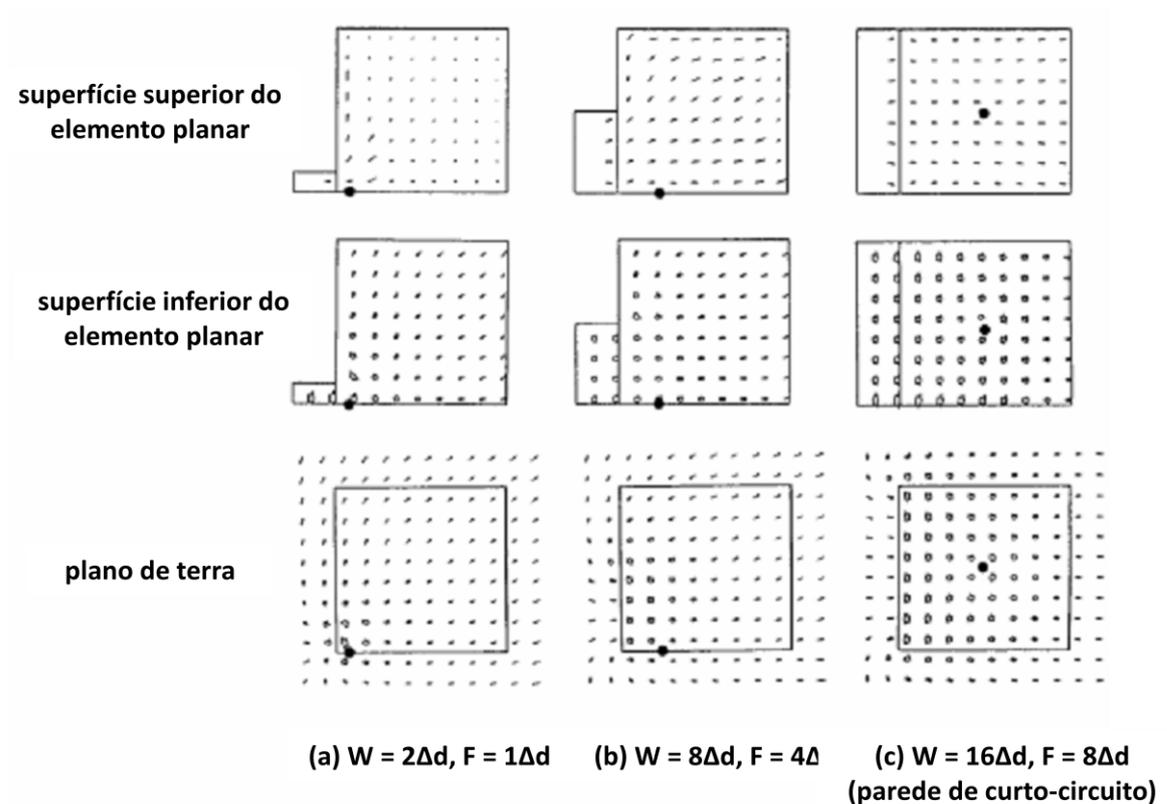


Figura 6 Distribuição das correntes para diversas larguras da placa de curto-circuito (HIRASAWA, 1992).

Duas importantes conclusões podem ser verificadas na Figura 6. Primeiro, assim como é observado em uma MSA (BALANIS, 2005), nota-se através da maior espessura das setas no plano de terra e na parte inferior do elemento irradiador que há uma intensidade de corrente muito maior do que na parte superior do elemento irradiador, contribuindo para uma excitação muito maior dos campos elétricos e magnéticos nestas regiões. A segunda conclusão indica que à medida que a largura da placa de curto-circuito é aumentada até a largura do elemento radiador, o sentido das setas tende a se orientar perpendicularmente à placa de curto-circuito, resultando em uma menor distância percorrida pelas correntes de excitação que partem do ponto de alimentação até as extremidades do elemento irradiador, como ilustrado na Figura 7.

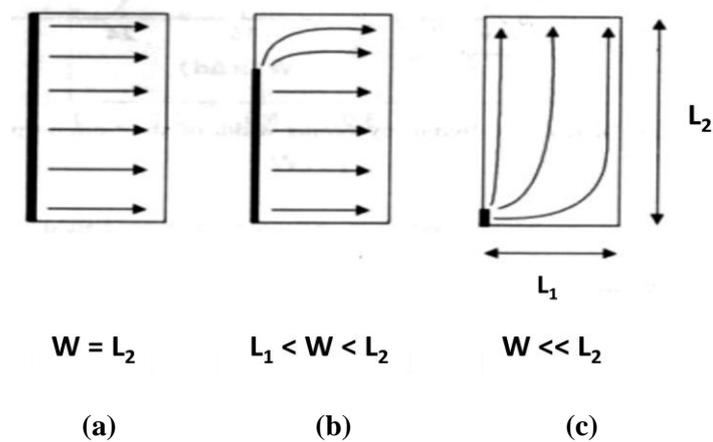


Figura 7 Diversos fluxos de corrente da face inferior do elemento planar para diferentes larguras da placa de curto-circuito (HIRASAWA, 1992).

2.4 Características de Desempenho

O desempenho de uma antena é avaliada diante de diversas características como: frequência de ressonância, impedância de entrada, largura de banda, diagrama de irradiação, largura de feixe, polarização, nível dos lóbulos secundários, diretividade, ganho e eficiência de irradiação. Embora o algoritmo desenvolvido neste trabalho explore principalmente a largura de banda e impedância de entrada da antena, ressalta-se que para um projeto mais completo deve-se dar importância a outras características de desempenho citadas.

2.4.1 Frequência de Ressonância

A frequência de operação da PIFA pode ser entendida em (WONG, 2002), partindo de uma MSA cuja operação de meio comprimento de onda passa a ser de um quarto do comprimento de onda ao ser inserida uma parede de curto-circuito no centro do elemento irradiador. Nesta região a tensão é nula de forma que o curto não irá perturbar a distribuição dos campos elétricos de modo que a frequência de ressonância se manterá inalterada, sendo esta determinada principalmente através de dois principais parâmetros geométricos: a largura

da placa de curto-circuito W e as dimensões do elemento irradiador $L_1 \times L_2$. Fazendo-se $W = L_2$, o que descreve a situação de utilizar uma parede de curto-circuito ilustrada na Figura 7.a, a condição de ressonância é expressa por:

$$L_1 + H = \lambda_0/4 \quad (1)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda e H é a altura do elemento irradiador. Por outro lado, quando $W \rightarrow 0$, ou seja, utiliza-se um pino de curto-circuito em vez da parede como ilustrado na Figura 7.c, a condição de ressonância modifica para

$$L_1 + L_2 + H = \lambda_0/4 \quad (2)$$

Para o caso de $0 < W < L_2$, a frequência de ressonância f_r pode ser obtida aproximadamente por

$$f_r = \frac{v}{4(L_1 + L_2 + H - W)} \quad (3)$$

onde v é a velocidade da onda dada por $c/\sqrt{\epsilon_r}$, no qual c é a velocidade da luz e ϵ_r é a permissividade relativa do meio.

Para geometrias mais complexas que o elemento irradiador retangular, a frequência de ressonância é função de um quarto da distância média percorrida pelas correntes de excitação distribuídas ao longo do elemento irradiador. Para estes casos um estudo particular é necessário.

2.4.1.1 Múltiplas Frequências de Ressonância

Atualmente existe uma forte tendência em convergir serviços em um único dispositivo, resultando na necessidade de projetar antenas que operem em múltiplas frequências de ressonância. A Figura 8 apresenta diversas abordagens para obter uma operação de frequência dual atendendo às bandas de GSM-900 (Global System for Mobile communication) e DCS-1800 (Digital Cellular System). A primeira estratégia consiste em

inserir fendas no elemento irradiador, separando-o em duas partes de tamanhos distintos de forma a gerarem dois modos de ressonância. Os formatos das fendas mais comuns na literatura correspondem ao L e ao U, representados nas Figuras 8.a e 8.c. Fendas podem também ser dobradas e ramificadas como ilustrado na Figura 8.b e 8.f. Outra técnica consiste em inserir capacitores e indutores de chips de modo que para uma determinada frequência de interesse estes elementos ressoadores ofereçam baixa resistência, permitindo que as correntes de excitação acessem outras regiões do elemento irradiador resultando em uma nova frequência de ressonância, como visto na Figura 8.d e 8.e. As próximas duas antenas são dimensionadas de modo a ressoar na frequência fundamental e nos próximos modos de oscilação. Adicionalmente as fitas sinuosas na Figura 8.g e em espiral na Figura 8.e e 8.h aumentam a distância percorrida pelas correntes de excitação ao longo do elemento irradiador, o que permite utilizar dimensões ainda menores que o elemento irradiador retangular para a mesma frequência de ressonância. Por último, na Figura 8.i, utilizando um elemento irradiador adicional abaixo da camada de substrato consegue-se reduzir as duas frequências de ressonância, possibilitando reduzir ainda mais o tamanho da PIFA.

Variantes das técnicas apresentadas na Figura 8 e outras novas propostas alcançam a operação em bandas adicionais como a PCS-1900 (Personal Communication Service), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), WLAN (Wireless Local Area Network) e Bluetooth. Estes métodos estão fora do escopo deste trabalho, todavia pode-se adquirir mais detalhes em referências como (WATERHOUSE, 2007) e (WONG, 2003).

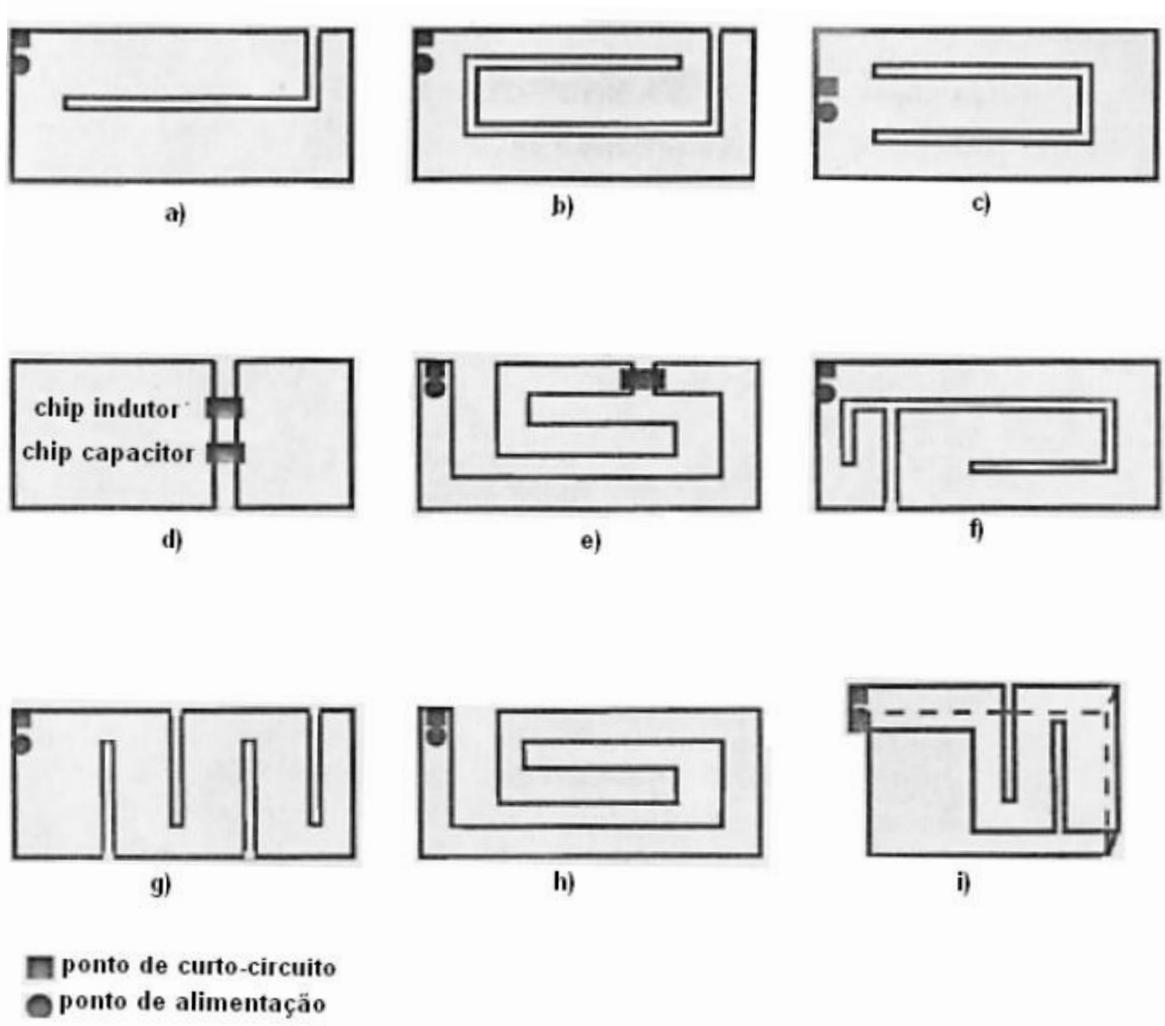


Figura 8 Técnicas de implementação de operação em frequência dual: (a) fenda em formato de L, (b) fenda dobrada, (c) fenda em formato de U, (d) chip de capacitor e indutor, (e) chip indutor em fenda em espiral, (f) fenda ramificada, (g) fenda sinuosa, (h) fenda em espiral e (i) elemento irradiador dobrado (WONG, 2003).

2.4.2 Perda de Retorno

Para obter a máxima transferência de potência entre a antena e a linha de transmissão da alimentação, dependendo da aplicação, diferentes valores de casamento de impedância são desejados (BALANIS, 2005). Este casamento representa a relação entre a potência aplicada P_{inc} e a refletida P_{refl} na entrada da antena, podendo ser relacionada com o coeficiente de reflexão Γ de entrada através de

$$\frac{P_{refl}}{P_{inc}} = |\Gamma|^2 \quad (4)$$

O termo $|\Gamma|$ pode ser calculado em função da impedância de entrada da antena Z_{ant} e impedância característica da linha de transmissão Z_0 , onde estes termos podem ser expressos em função da taxa de onda estacionária de tensão (VSWR) na entrada

$$|\Gamma| = \frac{|Z_{ant} - Z_0|}{|Z_{ant} + Z_0|} = \left| \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right| \quad (5)$$

Na prática a impedância da linha de alimentação Z_0 é especificada pelo fabricante, onde valores como 50Ω são padronizados para conectores e cabos. Já a impedância de entrada da antena Z_{ant} depende da frequência, geometria, método de excitação e a distribuição espacial dos objetos nas proximidades da antena. O VSWR é a razão entre a amplitude de tensão máxima e mínima da onda estacionária formada pela interação entre a onda gerada pela fonte de alimentação e a refletida pela antena, cujo valor tolerado depende da aplicação. Alternativamente, a especificação de VSWR pode ser expressa através da perda de retorno, que consiste no parâmetro de espalhamento S_{11} em decibéis e é calculada através de

$$RL(dB) = 20 \log|\Gamma| \quad (6)$$

Tipicamente no projeto de uma antena é desejado $VSWR \leq 2$. Através das equações (5) e (6) respectivamente obtém-se para esta condição $|\Gamma| \leq 0,33$, e, conseqüentemente, $RL \leq -10$ dB. Para atender este critério, uma técnica simples utilizada consiste na escolha adequada do local do ponto de alimentação (GARG, 2001) (BALANIS, 2005). Diferentes posicionamentos do ponto de alimentação ao longo do elemento irradiador causam mudanças na impedância de entrada da antena Z_{ant} da equação (5), assim possibilitando selecionar um valor casamento de impedância na faixa de frequências de operação da antena que atenda à condição de perda de retorno máxima permitida.

2.4.3 Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é definida como a faixa de frequências no qual as características de desempenho de interesse atendem às especificações de operação (BALANIS, 2005). Neste trabalho a característica de desempenho escolhida é $RL \leq -10 \text{ dB}$, como discutido na Seção 2.4.2. Em antenas de banda estreita, a largura de banda geralmente é expressa em porcentagem como

$$BW(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \cdot 100\% \quad (7)$$

onde f_{max} e f_{min} são respectivamente a frequência máxima e mínima da faixa de frequências, enquanto f_c é a frequência central deste intervalo. Uma das características inatas da PIFA consiste na largura de banda estreita, tipicamente de 7–10 % (WATERHOUSE, 2007), de modo que técnicas para aumentá-la despertam o interesse de pesquisadores nos dias atuais.

2.4.4 Diagrama de Irradiação

As características de irradiação de amplitude, fase, polarização e ganho de uma antena são medidas em função de coordenadas espaciais e representadas em um gráfico denominado diagrama de irradiação. Geralmente utiliza-se um espaço de coordenadas esféricas, como ilustrado na Figura 9, onde as medidas são realizadas mantendo o raio constante, enquanto que a posição da medição é dada apenas pelas duas coordenadas esféricas (θ, φ) . O comprimento do raio escolhido deve ser maior do que $2D^2/\lambda$ (BALANIS, 2005), onde inicia a região de campo distante da antena, dado que D representa a maior dimensão da antena. Esta região é de maior interesse do ponto de vista de radiação pois a orientação espacial do campo não depende mais da distância.

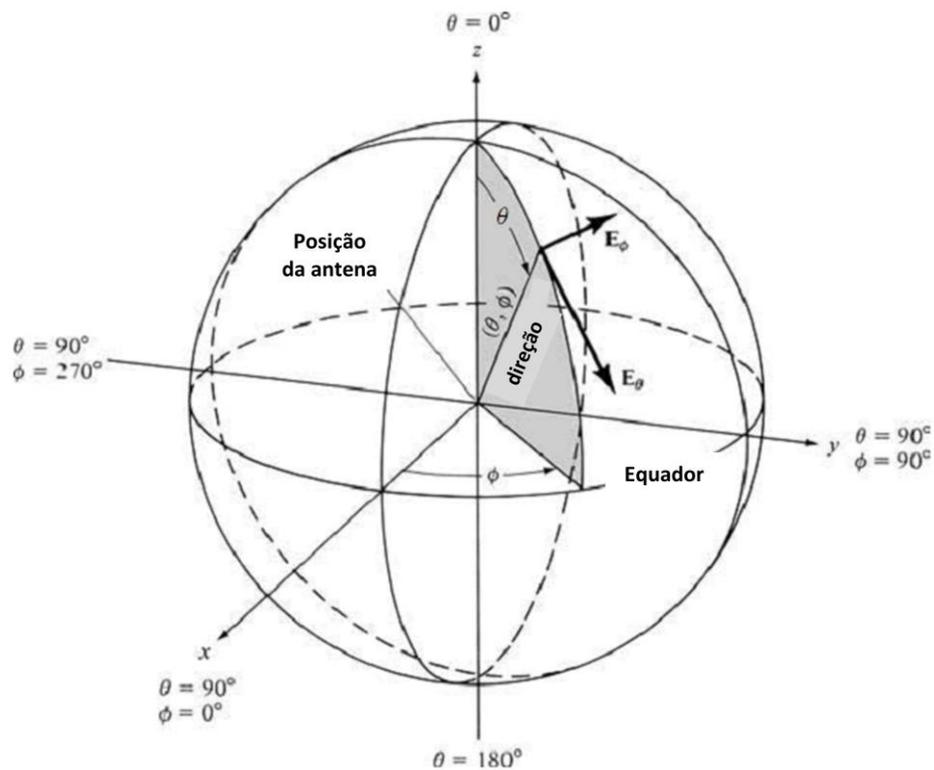


Figura 9 Coordenadas esféricas do diagrama de irradiação (BALANIS, 2005).

De modo a obter uma representação tridimensional do diagrama de irradiação é necessário no mínimo dois planos ortogonais. Tipicamente se escolhe os planos de elevação e de azimute. Na Figura 9, o plano de elevação é formado mantendo-se φ constante em 90° e variando-se θ de 0° a 360° (uma volta completa). Em contrapartida, para o plano de azimute faz-se θ constante em 90° e varia-se φ de 0° a 360° .

O diagrama de uma antena pode ser medida em modo de transmissão ou de recepção, de acordo com a aplicação. Todavia pode-se utilizar qualquer um destes modos na maioria das vezes, pois grande parte das antenas são elementos radiadores recíprocos, ou seja, operam como transmissoras e receptoras na mesma aplicação. Os valores medidos são normalmente normalizados em relação ao seu valor máximo. Adicionalmente, a escala em decibéis é escolhida por representar mais adequadamente valores medidos muito baixos (BALANIS, 2005).

3 MÉTODO FDTD

O método FDTD, desde a sua introdução por (YEE, 1966), vem alcançando uma popularidade crescente. Pertencente à classe de métodos numéricos que utiliza a discretização no espaço e no tempo, este método resolve as equações de Maxwell na sua forma diferencial aproximando as derivadas parciais do espaço e do tempo por diferenças finitas centrais. Os campos elétricos e magnéticos são calculados ao longo do espaço discretizado, cujos valores são atualizados a cada intervalo de tempo.

Neste capítulo são desenvolvidas as expressões para os cálculos das componentes vetoriais dos campos elétrico e magnético discretizados no tempo e no espaço, tanto na região de estudo quanto nas bordas absorvedoras. A formulação é realizada de acordo com o apresentado em (TAFLOVE, 1995), que parte das equações de Maxwell para chegar a um conjunto de equações que formam a base do algoritmo FDTD, possibilitando a análise da interação eletromagnética no espaço tridimensional.

3.1 FORMULAÇÃO DOS CAMPOS

Considerando uma região do espaço sem fontes de corrente magnética ou elétrica, porém com a possibilidade de haver materiais que absorvam os campos de elétricos e magnéticos, parte-se das equações de Maxwell no domínio do tempo, especificamente da forma diferencial da Lei de Faraday e da Lei de Ampere, dadas respectivamente por

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{M} \quad (8)$$

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J} \quad (9)$$

onde os termos de (8) e (9) são definidos como

\vec{B} : densidade de fluxo magnética (Wb/m²)

\vec{E} : campo elétrico (V/m)

\vec{M} : densidade de corrente magnética equivalente (V/m²)

\vec{D} : densidade de fluxo elétrico (C/m²)

\vec{H} : campo magnético (A/m)

\vec{J} : densidade de corrente elétrica (A/ m²)

Em materiais lineares, isotrópicos e não dispersivos, pode-se utilizar as seguintes relações:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (10)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (11)$$

onde os termos de (10) e (11) são definidos como:

μ : permeabilidade magnética (H/m)

μ_0 : permeabilidade magnética no espaço livre ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)

μ_r : permeabilidade magnética relativa (escalar adimensional)

ε : permissividade elétrica (F/m)

ε_0 : permissividade elétrica no espaço livre ($8,854 \times 10^{-12}$ F/m)

ε_r : permissividade elétrica relativa (escalar adimensional)

Observa-se que \vec{M} e \vec{J} nas Equações (8) e (9) podem agir respectivamente como fontes independentes de campos magnéticos e elétricos, representados pelos termos \vec{M}_{fonte} e \vec{J}_{fonte} . Adicionando-se o efeito de perda dos campos magnético e elétrico convertidos em calor pelos materiais e expresso pela condutividade, obtém-se:

$$\vec{M} = \vec{M}_{fonte} + \sigma^* \vec{H} \quad (12)$$

$$\vec{J} = \vec{J}_{fonte} + \sigma \vec{E} \quad (13)$$

onde os termos de (12) e (13) são definidos como

σ : condutividade elétrica (S/m)

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

Substituindo (10), (11), (12) e (13) em (8) e (9), as equações rotacionais de Maxwell são obtidas:

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{1}{\mu} (\vec{M}_{fonte} + \sigma^* \vec{H}) \quad (14)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{1}{\varepsilon} (\vec{J}_{fonte} + \sigma \vec{E}) \quad (15)$$

Reescrevendo os operadores rotacionais de (14) e (15) na forma de componentes vetoriais em coordenadas cartesianas, resultam as seguintes seis equações escalares:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - (M_{source} + \sigma^* H_x) \right] \quad (16)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - (M_{source} + \sigma^* H_y) \right] \quad (17)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{source} + \sigma^* H_z) \right] \quad (18)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - (J_{source} + \sigma E_x) \right] \quad (19)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{source} + \sigma E_y) \right] \quad (20)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{source} + \sigma E_z) \right] \quad (21)$$

Em um espaço tridimensional, o algoritmo desenvolvido por (YEE, 1966) posiciona as componentes vetoriais E_x , E_y , E_z , H_x , H_y e H_z das equações (16) a (21) de forma que cada componente de \vec{E} é cercada por quatro componentes circulares de \vec{H} e cada componente de \vec{H} é cercada por quatro componentes circulares de \vec{E} , permitindo assim, a aplicação das Leis de Faraday e Ampere na forma pontual. Tal configuração dos campos \vec{E} e \vec{H} formam a chamada célula de Yee, ilustrada na Figura 10.

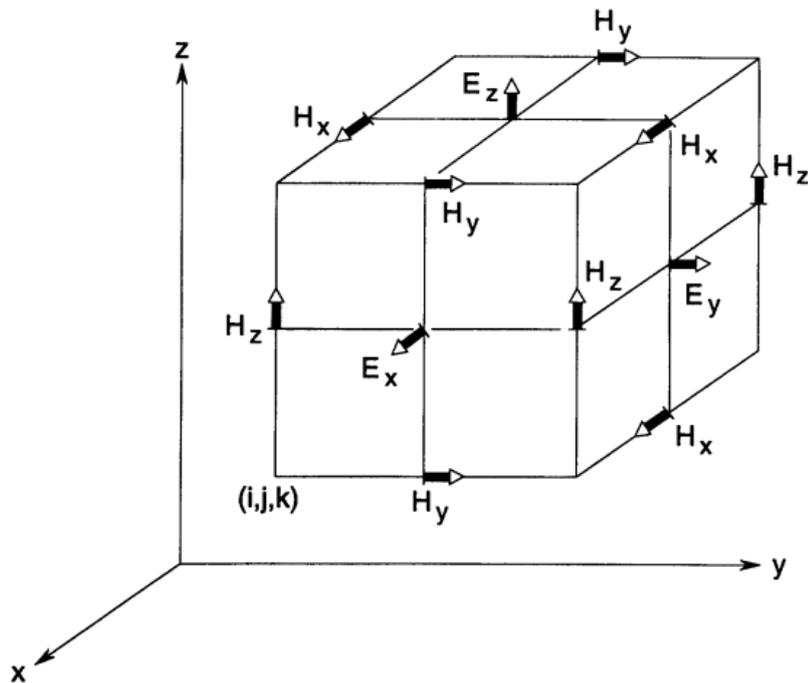


Figura 10 Componentes vetoriais do campo elétrico e magnético da célula de Yee (TAFLOVE, 1995).

Adicionalmente, Yee aproximou as derivadas parciais do tempo e do espaço das equações (16) a (21) por diferenças finitas centrais. Supondo uma função u qualquer expressa no espaço $(x-y-z)$ e tempo t

$$u_{i,j,k}^n = u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (22)$$

e considerando números inteiros os termos i, j, k e n da equação (22), em uma malha formada por células de Yee, $\Delta x, \Delta y$ e Δz são respectivamente as arestas de cada célula nas coordenadas x, y e z , cuja unidade de intervalo de tempo é dado por Δt . Aplicando a aproximação por diferenças centrais para uma das variáveis dependentes da função, a coordenada x por exemplo, tem-se a derivada parcial expressa por

$$\frac{\partial u_{i,j,k}^n}{\partial x} = \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \quad (23)$$

Para um domínio no qual não há fontes independentes de corrente magnética e elétrica ($\vec{M}_{fonte} = \vec{J}_{fonte} = 0$), aplicando a aproximação por diferenças centrais no campo E_x , dado

pela equação (23), cuja componente vetorial $E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n$ está apontando para fora da face frontal da célula de Yee da Figura 10, obtém-se

$$\begin{aligned}
& \frac{E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} \\
&= \frac{1}{\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \\
& \cdot \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} \right. \\
& \left. - \sigma_{i,j+1/2,k+1/2} \cdot E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \right)
\end{aligned} \tag{24}$$

Observa-se que no lado direito da equação (24) o termo do campo elétrico E_x está expresso com um índice de tempo diferente dos termos situados no lado esquerdo da equação. Para resolver esta diferença, aproxima-se E_x , expresso no intervalo n , pela média aritmética dos valores deste campo nos intervalos $n+1/2$ e $n-1/2$.

$$E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n = \frac{E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} + E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2}}{2} \tag{25}$$

Rearranjando os termos de forma a obter uma expressão explícita, o cálculo para o campo E_x é expresso por:

$$\begin{aligned}
& E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} \\
&= C_a|_{i,j+1/2,k+1/2} E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} \\
&+ C_b|_{i,j+1/2,k+1/2} \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} \right. \\
& \left. - \frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} \right)
\end{aligned} \tag{26}$$

onde os coeficientes C_a e C_b dependem das propriedades do meio, como a condutividade e a permissividade, e são dados por

$$C_a|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \quad (27)$$

$$C_b|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \quad (28)$$

Aplicando o mesmo raciocínio para os demais campos nas equações de (17) a (21), obtém-se

$$\begin{aligned} E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2} &= C_a|_{i-1/2,j+1,k+1/2} E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n-1/2} \\ &+ C_b|_{i-1/2,j+1,k+1/2} \left(\frac{H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n - H_x|_{i-1/2,j+1,k}^n}{\Delta z} - \frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i-1,j+1,k+1/2}^n}{\Delta x} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} &= C_a|_{i-1/2,j+1/2,k+1} E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n-1/2} \\ &+ C_b|_{i-1/2,j+1/2,k+1} \left(\frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i-1,j+1/2,k+1}^n}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n - H_x|_{i-1/2,j,k+1}^n}{\Delta y} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^{n+1} &= D_a|_{i-1/2,j+1,k+1} H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n \\ &+ D_b|_{i-1/2,j+1,k+1} \left(\frac{E_y|_{i-1/2,j+1,k+3/2}^{n+1/2} - E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i-1/2,j+3/2,k+1}^{n+1/2} - E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned}
H_y|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1} &= D_a|_{i,j+1/2,k+1} H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n \\
&+ D_b|_{i,j+1/2,k+1} \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} - E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2}}{\Delta x} \right. \\
&\quad \left. - \frac{E_x|_{i,j+1/2,k+3/2}^{n+1/2} - E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right)
\end{aligned} \tag{32}$$

$$\begin{aligned}
H_z|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1} &= D_a|_{i,j+1,k+1/2} H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n \\
&+ D_b|_{i,j+1,k+1/2} \left(\frac{E_x|_{i,j+3/2,k+1/2}^{n+1/2} - E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} \right. \\
&\quad \left. - \frac{E_y|_{i+1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2} - E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x} \right)
\end{aligned} \tag{33}$$

onde os coeficientes D_a e D_b dependem das propriedades do meio, como a perda magnética equivalente e a permeabilidade, e são dados por

$$D_a|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\sigma^*_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) / \left(1 + \frac{\sigma^*_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) \tag{34}$$

$$D_b|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \right) / \left(1 + \frac{\sigma^*_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) \tag{35}$$

3.2 ESTABILIDADE

O critério de estabilidade está limitado à relação entre o passo de tempo e o espaçamento entre as células. Em um domínio tridimensional, sendo as dimensões das células dadas por Δx , Δy e Δz , o passo do tempo que atende ao critério de Courant (TAFLOVE, 1995) é dado por

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \tag{36}$$

Esta equação implica que à medida que se utiliza células menores, menor será o valor máximo do passo de tempo Δt . Logo, para um mesmo intervalo de tempo a ser simulado, um

número maior de iterações do algoritmo é necessário, conseqüentemente aumentando a duração da simulação. Se a condição de estabilidade não for respeitada, utilizando Δt maior que o limite imposto em (36), as ondas presentes na malha apresentarão rápida oscilação e crescerão exponencialmente a cada Δt , dando origem à instabilidade numérica.

Ressalta-se que outros fatores além da equação (36) podem influenciar a estabilidade do método, como materiais não lineares, malhas não uniformes e regiões de contorno absorvedoras (ELSHARBENI et al., 2008).

3.3 EXATIDÃO

Para um modelamento exato da onda propagante, procura-se representá-la sem nenhuma dispersão, pois neste caso a forma de onda não apresentará distorções mesmo após propagar por grandes distâncias no domínio. A dispersão da onda propagante é definida como a variação do comprimento de onda λ com a frequência f . Esta relação é geralmente representada pela variação do número de onda $k = 2\pi / \lambda$ pela frequência angular $\omega = 2\pi f$. Para o caso unidimensional, uma onda senoidal na forma fasorial é expressa por

$$u(x, t) = e^{j(\omega t - kx)} \quad (37)$$

onde $u(x, t)$ é a solução da equação da onda escalar para uma dimensão

$$\frac{\partial u^2}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial u^2}{\partial x^2} \quad (38)$$

Então a relação de dispersão é dada por (TAFLOVE, 1995) quando o meio for o vácuo

$$k = \pm \frac{\omega}{c} \quad (39)$$

Logo a velocidade de fase v_p é expressa por

$$v_p \equiv \frac{\omega}{k} = \pm c \quad (40)$$

Neste caso a velocidade de fase é igual a c e independente da frequência, ou seja, não haverá dispersão e a forma de onda será mantida independentemente da distância percorrida. Porém, no método FDTD, ao aplicar a aproximação por diferenças finitas na equação de onda escalar em (38), obtém-se a seguinte relação numérica de dispersão (TAFLOVE, 1995):

$$\tilde{k} = \frac{1}{\Delta x} \cos^{-1} \left\{ 1 + \left(\frac{\Delta x}{c\Delta t} \right)^2 [\cos(\omega\Delta t) - 1] \right\} \quad (41)$$

onde \tilde{k} é o valor numérico do número de onda. Para os casos em que $\tilde{k} \neq \omega/c$ na equação (41), tem-se através da equação (39) que $\tilde{k} \neq k$, ou seja, o valor do número da onda utilizado nos cálculos do algoritmo é diferente do valor físico. Neste caso as componentes espectrais das ondas irão se propagar com diferentes velocidades, dadas por $v_p = \omega/\tilde{k}$, interferindo umas nas outras com fases diferentes, causando erros de exatidão na amplitude resultante. Visando a obter a solução exata, faz-se $\Delta t \rightarrow 0$ e $\Delta x \rightarrow 0$ na equação (41), que se reduz a $\tilde{k} = \omega/c = k$. Consequentemente, à medida que se aumenta o número de amostras no tempo e no espaço, o erro de dispersão é reduzido.

Analisando agora o caso tridimensional, cujos termos k e \tilde{k} são expandidos para k_x , k_y , k_z e \tilde{k}_x , \tilde{k}_y , \tilde{k}_z respectivamente, a relação da dispersão numérica é dada por (TAFLOVE, 1995):

$$\left[\frac{1}{c\Delta t} \sin \left(\frac{\omega\Delta t}{2} \right) \right]^2 = \left[\frac{1}{\Delta x} \sin \left(\frac{\tilde{k}_x\Delta x}{2} \right) \right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta y} \sin \left(\frac{\tilde{k}_y\Delta y}{2} \right) \right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta z} \sin \left(\frac{\tilde{k}_z\Delta z}{2} \right) \right]^2 \quad (42)$$

o que difere do caso ideal, no qual a dispersão de uma onda plana física no vácuo corresponde a

$$\left[\frac{\omega}{c} \right]^2 = [k_x]^2 + [k_y]^2 + [k_z]^2 \quad (43)$$

Análogo ao caso unidimensional, fazendo-se $\Delta t \rightarrow 0$, $\Delta x \rightarrow 0$, $\Delta y \rightarrow 0$, e $\Delta z \rightarrow 0$ a equação (42) reduz-se a (43) gerando resultados numéricos exatos. Porém a implementação do algoritmo sob esta condição faz o tempo de simulação tender ao infinito, como indica a

condição de Courant em (36). Uma regra que contrabalança estes efeitos consiste em utilizar uma amostragem de no mínimo 10 pontos por comprimento de onda (SULLIVAN, 2000), enquanto que o valor do passo do algoritmo Δt será escolhido de forma a atender a condição de Courant em (36).

3.4 CONDIÇÕES DE FRONTEIRA

Em determinadas simulações é desejado domínio de dimensão infinita, o que é inviável computacionalmente, pois exige memória infinita. A região de interesse sempre será truncada, de modo que é necessário investigar as interações eletromagnéticas nas fronteiras da malha e qual o seu impacto no desempenho da simulação.

O método do FDTD estabelece que os campos E e H discretizados no espaço estejam intercalados de acordo com o modelo de célula de Yee ilustrado na Figura 10. Dessa forma a malha irá apresentar na sua extremidade uma componente de campo elétrico ou de campo magnético. Como nas bordas, as componentes de campo elétrico não estão cercadas por quatro campos magnéticos, nem as componentes de campo magnético por quatro campos elétricos, as Equações (26) e (29) a (33) não poderão ser aplicadas, de forma que estas componentes na fronteira não serão computadas pelo método.

A título de exemplo considera-se o cenário unidimensional da Figura 11, no qual os campos E_x e H_y propagam-se no eixo z . Considerando que seus respectivos valores iniciais de campo são nulos, como seus futuros valores não serão atualizados pelo método, eles se manterão nulos durante toda a execução do algoritmo. Este cenário descreve exatamente a condição de um condutor elétrico perfeito (PEC: Perfect Electric Conductor) na fronteira da esquerda e um condutor magnético perfeito na fronteira da direita (PMC: Perfect Magnetic Conductor) no qual os campos tangenciais E_x e H_y respectivamente são sempre nulos. Ambas

as condições de fronteira resultam em uma reflexão total da onda incidente, como indica o resultado da simulação na Figura 12, o que inviabiliza a simulação de um espaço infinito.

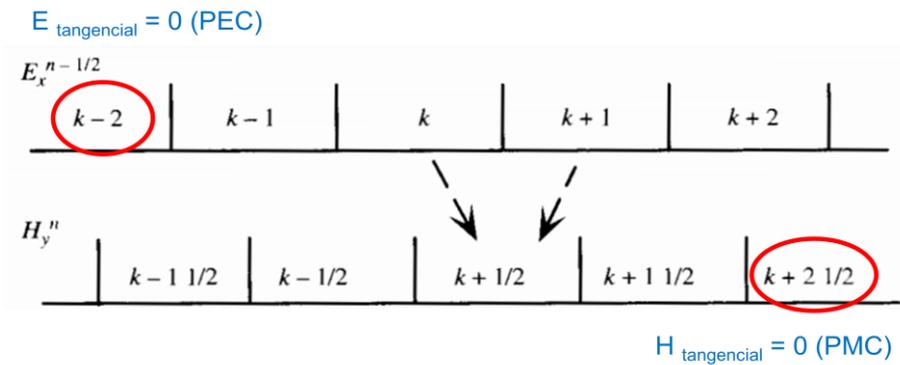


Figura 11 Condições de fronteira sem bordas absorvedoras (SULLIVAN, 2000).

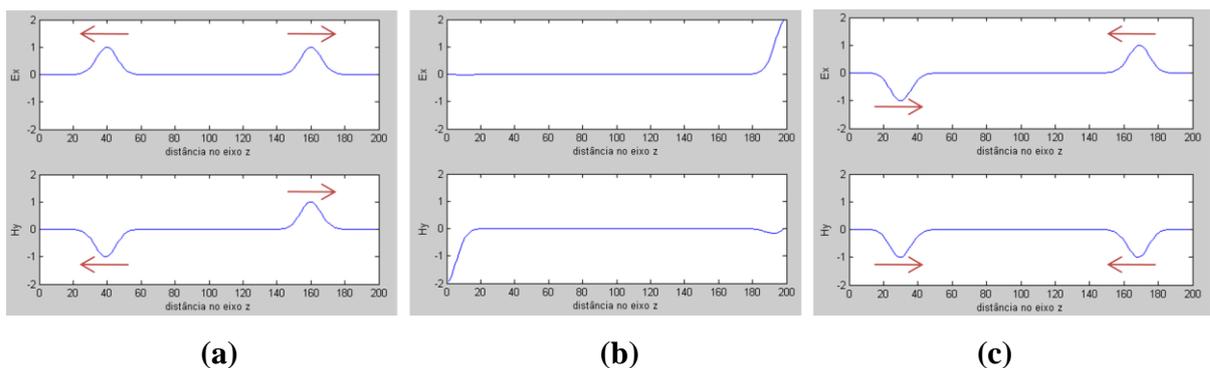


Figura 12 Reflexão total nas fronteiras: passo do algoritmo antes (a), durante (b) e depois (c) dos pulsos incidirem nas extremidades PEC e PMC, à esquerda e direita respectivamente.

A solução para simular uma região sem fronteiras em uma malha truncada consiste na utilização de uma borda artificial que irá absorver toda a onda incidente, evitando que esta seja refletida de volta para o domínio. Neste trabalho foi utilizado a PML devido à sua eficiência e fácil implementação no algoritmo FDTD, pois seus parâmetros independem da polarização, frequência e ângulo de incidência da onda incidente e não exigem adaptações significativas para fazer fronteira com diferentes meios (SULLIVAN, 2000).

3.4.1 Borda Absorvedora PML

Considere-se a onda plana arbitrariamente polarizada propagando-se no eixo x em direção à fronteira do domínio. Partindo de um meio isotrópico, representado pelo meio A, irá eventualmente incidir com o meio B, caracterizado como a borda absorvedora. Para que o meio B absorva a onda incidente completamente, evitando que ela seja refletida de volta para o meio A, (BÈRENGER, 1994) partiu do conceito de que a fração que é refletida depende das impedâncias intrínsecas dos dois meios, respectivamente η_A e η_B .

$$\Gamma = \frac{\eta_A - \eta_B}{\eta_A + \eta_B}, \quad (44)$$

onde as impedâncias intrínsecas dependem da constante dielétrica ε e da permeabilidade μ do seu respectivo meio,

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (45)$$

Para não haver reflexão da onda incidente, a impedância intrínseca do meio A com a borda deve ser a mesma, $\eta_A = \eta_B$, logo $\Gamma = 0$ em (44). Também se deve fazer constantes as impedâncias intrínsecas ao longo do eixo x da borda absorvedora de forma a prover um contínuo casamento perfeito de impedância. Tal meio é conhecido como PML (Perfectly Matched Layers). Adicionalmente, para que a onda não continue propagando ao longo da borda, ela deve ser atenuada. Segundo (SACKS et al., 1995), acrescenta-se o termo imaginário da condutividade em ε_r e μ_r , que agora são números complexos ε_r^* e μ_r^* , dados por

$$\varepsilon_r^* = \varepsilon_r + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon_0} \quad (46)$$

$$\mu_r^* = \mu_r + \frac{\sigma^*}{j\omega\mu_0} \quad (47)$$

no qual a seleção dos seguintes parâmetros deve satisfazer as condições

$$\varepsilon_r = \mu_r = 1 \quad (48)$$

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (49)$$

Com as condições (48) e (49) atendidas, tem-se que $\mu_r^* / \varepsilon_r^* = 1$. Assim a impedância intrínseca do meio B resulta em

$$\eta_B = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r^*}{\varepsilon_0 \varepsilon_r^*}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \eta_A \quad (50)$$

ou seja, as impedâncias dos dois meios são iguais e a impedância da PML se manterá constante ao longo da profundidade.

Os valores de σ e σ^* devem crescer ao longo da profundidade da PML. A graduação deste crescimento deve atender às seguintes condições:

- lento no início da borda PML, para evitar o máximo possível reflexões espúrias de volta para o meio;
- rápido no fim da borda PML, de forma a atenuar a onda propagante o máximo possível.

Uma das variações que obteve mais sucesso, relatada em (TAFLOVE, 1995), propõe a seguinte graduação polinomial para o campo elétrico ao longo do eixo x

$$\sigma_{x(x)} = \sigma_{x_{max}} \left(\frac{x}{x_{total}} \right)^m \quad (51)$$

A mesma graduação descrita na equação (51) é aplicada às coordenadas y e z . Expressão similar é aplicada no cálculo da graduação da perda magnética equivalente σ^* para o cálculo do campo magnético na PML.

A Figura 13 ilustra a PML e a direção da sua graduação nas bordas do domínio, onde a extremidade das bordas é truncada por uma PEC ou PMC, de forma a anular os campos tangenciais e refletir os campos incidentes, que serão novamente atenuados no caminho de volta pela PML.

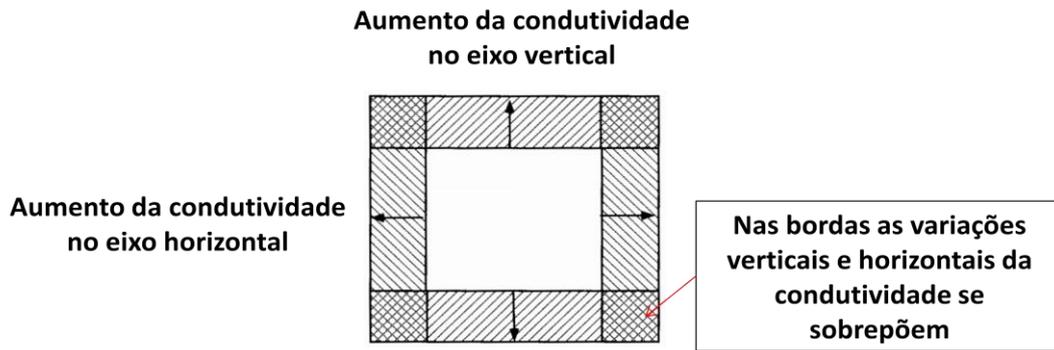


Figura 13 Sentido do aumento da variação dos parâmetros da PML nas bordas absorvedoras (SULLIVAN, 2000).

3.4.2 PML Uniaxial

Para a implementação da PML neste trabalho, foi escolhido um tipo especial, denominado PML uniaxial (SACKS et al., 1995) (UPML: Uniaxial Perfectly Matched Layer), que apresenta maior simplicidade que a PML originalmente proposta por (BÈRENGER, 1994) e a mesma eficiência (TAFLOVE, 1995).

Partindo novamente do caso unidimensional da Seção 3.4.1, onde uma onda se propaga no eixo x , porém considerando agora a região PML como uniaxial, a permeabilidade e permissividade deste meio serão representadas pelos seguintes tensores:

$$\bar{\epsilon} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix}, \quad \bar{\mu} = \begin{bmatrix} c & 0 & 0 \\ 0 & d & 0 \\ 0 & 0 & d \end{bmatrix} \quad (52)$$

onde $\epsilon_{yy} = \epsilon_{zz}$ e $\mu_{yy} = \mu_{zz}$, resultando em simetria rotacional ao longo da profundidade da borda no eixo x , o que caracteriza um meio anisotrópico uniaxial. A ausência de reflexão irá ocorrer quando $a = b^{-1}$ e $c = d^{-1}$ (TAFLOVE, 1995). Desta forma reescreve-se a equação (52) como

$$\bar{\epsilon} = \epsilon \bar{s}, \quad \bar{\mu} = \mu \bar{s}, \quad \bar{s} = \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \quad (53)$$

Expandindo o raciocínio para o cenário tridimensional, tem-se que o tensor diagonal \bar{s} é dado por

$$\bar{\bar{s}} = \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_y^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & s_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_z & 0 & 0 \\ 0 & s_z & 0 \\ 0 & 0 & s_z^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_x s_z}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} \quad (54)$$

A condição de reflexão nula é obtida para qualquer valor de s_x , s_y e s_z . Da mesma maneira que o caso da PML descrita na Seção 3.4.1, para atenuar a onda propagante ao longo da UPML atribui-se condutividade σ na determinação dos valores das componentes de $\bar{\bar{s}}$,

$$s_x = \kappa_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon} ; \quad s_y = \kappa_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\epsilon} ; \quad s_z = \kappa_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\epsilon} ; \quad (55)$$

onde κ é a parte real não unitária e σ_x , σ_y e σ_z representam a graduação da condutividade nas coordenadas x , y e z respectivamente.

Ao implementar a UPML, adicionalmente, além da graduação da condutividade polinomial dada por σ_x , σ_y e σ_z através de (51), deve-se também variar o valor de κ :

$$\kappa_{x(x)} = 1 + (\kappa_{x_{max}} - 1) \left(\frac{x}{x_{total}} \right)^m \quad (56)$$

A mesma graduação descrita na equação (56) é aplicada às coordenadas y e z .

3.4.3 Formulação da PML Uniaxial

A formulação da UPML aplicada no espaço discretizado do método FDTD parte inicialmente das equações de Maxwell no regime harmônico do tempo

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\bar{\bar{s}}\vec{E} \quad (57)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\bar{\bar{s}}\vec{H}, \quad (58)$$

Reescrevendo a Lei de Ampere na equação (57) através de suas componentes vetoriais, obtém-se

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \end{bmatrix} = j\omega\epsilon \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_x s_z}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} \quad (59)$$

Como as componentes de $\bar{\mathbf{s}}$ estão expressas em (59) no domínio da frequência, o produto $\bar{\mathbf{s}}\vec{E}$ corresponde a $\bar{\mathbf{s}} * \vec{E}$ no domínio do tempo. Para evitar a operação de convolução, que é computacionalmente intensiva, se expressa a relação destes termos através da densidade de fluxo, dada por

$$D_x = \epsilon \frac{s_z}{s_x} E_x; \quad D_y = \epsilon \frac{s_x}{s_y} E_y; \quad D_z = \epsilon \frac{s_y}{s_z} E_z \quad (60)$$

Logo, substituindo-se (60) e (55) em (59) obtém-se

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} \kappa_y & 0 & 0 \\ 0 & \kappa_z & 0 \\ 0 & 0 & \kappa_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} + \frac{1}{\epsilon} \begin{bmatrix} \sigma_y & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_z & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} \quad (61)$$

Aplicando a transformada inversa de Fourier, no qual $j\omega f(\omega) \rightarrow (\partial/\partial t)f(t)$, a equação (61)

no domínio do tempo resulta em

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \kappa_y & 0 & 0 \\ 0 & \kappa_z & 0 \\ 0 & 0 & \kappa_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} + \frac{1}{\epsilon} \begin{bmatrix} \sigma_y & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_z & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} \quad (62)$$

O sistema de equações em (62) é discretizado segundo a malha de Yee, ilustrada na Figura 10. Aplicando a aproximação por diferenças centrais nas derivadas parciais, a expressão para componente D_x fica

$$\begin{aligned} & \frac{\kappa_y}{\Delta t} \left(D_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - D_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} \right) + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}}{\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \cdot D_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \\ & = \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} \right) \end{aligned} \quad (63)$$

onde se aplica o mesmo procedimento de substituir o termo D_x no intervalo n pela média aritmética nos intervalos $n+1/2$ e $n-1/2$ através de (25). Reorganizando os termos de forma a obter uma expressão explícita para D_x , a equação (63) fica

$$\begin{aligned} & D_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} \\ & = F_a|_{i,j+1/2,k+1/2} D_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} \\ & + F_b|_{i,j+1/2,k+1/2} \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} \right) \end{aligned} \quad (64)$$

no qual os coeficientes F_a e F_b dependem dos parâmetros da UPML, como a condutividade e a permissividade, e são dados por:

$$F_a|_{i,j,k} = \left(\frac{\kappa_y}{\Delta t} - \frac{\sigma_{i,j,k}}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) / \left(\frac{\kappa_y}{\Delta t} + \frac{\sigma_{i,j,k}}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \quad (65)$$

$$F_b|_{i,j,k} = 1 / \left(\frac{\kappa_y}{\Delta t} + \frac{\sigma_{i,j,k}}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \quad (66)$$

Uma vez obtida a expressão (64) para calcular D_x , falta obter a expressão que calcula o campo E_x na UPML. Partindo da relação de densidade de fluxo, multiplica-se ambos os lados da equação de D_x em (60) por s_x , o que resulta em

$$s_x D_x = \varepsilon s_z E_x \quad \therefore \left(\kappa_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\varepsilon} \right) D_x = \varepsilon \left(\kappa_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\varepsilon} \right) E_x \quad (67)$$

Multiplicando ambos os lados por $j\omega$ e transformando para o domínio tempo, a equação (67) resulta em

$$\kappa_x \frac{\partial D_x}{\partial t} + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} D_x = \varepsilon \left(\kappa_z \frac{\partial E_x}{\partial t} + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} E_x \right) \quad (68)$$

Aproximando as derivadas centrais em (68) por diferenças centrais, seguindo a discretização do espaço e tempo do algoritmo de Yee descrito na Seção 3.1, obtém-se

$$\begin{aligned} & \frac{\kappa_y}{\Delta t} \left(D_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - D_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} \right) + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}}{\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \cdot D_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^n \\ &= \frac{\kappa_z}{\Delta t} \left(E_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - E_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} \right) + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}}{\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \\ & \cdot E_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^n \end{aligned} \quad (69)$$

onde se repete o procedimento de substituir os termos D_x e E_x no intervalo n pelas suas média aritmética nos intervalos $n+1/2$ e $n-1/2$ através de (25). Reorganizando os termos de forma a obter uma expressão explícita para E_x , a equação (69) fica

$$\begin{aligned} & E_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} \\ &= G_1 |_{i,j+1/2,k+1/2} \cdot E_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} \\ &+ G_2 |_{i,j+1/2,k+1/2} \left(G_3 |_{i,j+1/2,k+1/2} \cdot D_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} \right. \\ & \left. - G_4 |_{i,j+1/2,k+1/2} \cdot D_x |_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} \right) \end{aligned} \quad (70)$$

onde os coeficientes G_1 , G_2 , G_3 e G_4 são definidos como

$$G_1 |_{i,j,k} = G_4 |_{i,j,k} / G_3 |_{i,j,k} \quad (71)$$

$$G_2 |_{i,j,k} = 1 / \varepsilon_{i,j,k} \Delta t G_3 |_{i,j,k} \quad (72)$$

$$G_3 |_{i,j,k} = \Delta t \left(\frac{\kappa_y}{\Delta t} + \frac{\sigma_{i,j,k}}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \quad (73)$$

$$G_4 |_{i,j,k} = \Delta t \left(\frac{\kappa_y}{\Delta t} - \frac{\sigma_{i,j,k}}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \quad (74)$$

Aplicando o mesmo raciocínio para os demais componentes da densidade de fluxo em (60), obtém-se a formulação para o cálculo dos campos E_y e E_z como

$$\begin{aligned}
E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2} &= G_1|_{i-1/2,j+1,k+1/2} \cdot E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n-1/2} \\
&+ G_2|_{i-1/2,j+1,k+1/2} \left(G_3|_{i-1/2,j+1,k+1/2} \cdot D_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n-1/2} \right. \\
&\left. - G_4|_{i-1/2,j+1,k+1/2} \cdot D_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2} \right)
\end{aligned} \tag{75}$$

$$\begin{aligned}
E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} &= G_1|_{i-1/2,j+1/2,k+1} \cdot E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n-1/2} \\
&+ G_2|_{i-1/2,j+1/2,k+1} \left(G_3|_{i-1/2,j+1/2,k+1} \cdot D_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n-1/2} \right. \\
&\left. - G_4|_{i-1/2,j+1/2,k+1} \cdot D_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} \right)
\end{aligned} \tag{76}$$

onde os valores das suas respectivas densidade de fluxo são dados por

$$\begin{aligned}
D_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2} &= F_a|_{i-1/2,j+1,k+1/2} \cdot D_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n-1/2} \\
&+ F_b|_{i-1/2,j+1,k+1/2} \left(\frac{H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n - H_x|_{i-1/2,j+1,k}^n}{\Delta z} \right. \\
&\left. - \frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i-1,j+1,k+1/2}^n}{\Delta x} \right)
\end{aligned} \tag{77}$$

$$\begin{aligned}
D_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} &= F_a|_{i-1/2,j+1/2,k+1} \cdot D_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n-1/2} \\
&+ F_b|_{i-1/2,j+1/2,k+1} \left(\frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i-1,j+1/2,k+1}^n}{\Delta x} \right. \\
&\left. - \frac{H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n - H_x|_{i-1/2,j,k+1}^n}{\Delta y} \right)
\end{aligned} \tag{78}$$

Agora, para obter as expressões explícitas das componentes do campo magnético discretizados no algoritmo de Yee, parte-se da Lei de Faraday em (58), onde a relação entre $\bar{\mathbf{s}}$ e \vec{H} é obtida através da densidade de fluxo magnético

$$B_x = \mu \frac{S_z}{S_x} H_x; \quad B_y = \mu \frac{S_x}{S_y} H_y; \quad B_z = \mu \frac{S_y}{S_z} H_z \quad (79)$$

O raciocínio desenvolvido para obter as expressões (70), (75) e (76) para os campos elétricos é utilizado analogamente para os campos magnéticos. Desta forma, para as componentes do campo magnético H_x , H_y e H_z obtém-se

$$\begin{aligned} H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^{n+1} &= G_1|_{i-1/2,j+1,k+1} \cdot H_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n \\ &+ G_2|_{i-1/2,j+1,k+1} (G_3|_{i-1/2,j+1,k+1} \cdot B_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n \\ &- G_4|_{i-1/2,j+1,k+1} \cdot B_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^{n+1}) \end{aligned} \quad (80)$$

$$\begin{aligned} H_y|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1} &= G_1|_{i,j+1/2,k+1} \cdot H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n \\ &+ G_2|_{i,j+1/2,k+1} (G_3|_{i,j+1/2,k+1} \cdot B_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - G_4|_{i,j+1/2,k+1} \\ &\cdot B_y|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1}) \end{aligned} \quad (81)$$

$$\begin{aligned} H_z|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1} &= G_1|_{i,j+1,k+1/2} \cdot H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n \\ &+ G_2|_{i,j+1,k+1/2} (G_3|_{i,j+1,k+1/2} \cdot B_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - G_4|_{i,j+1,k+1/2} \\ &\cdot B_z|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1}) \end{aligned} \quad (82)$$

onde as densidades de fluxo magnético B_x , B_y e B_z são calculadas por

$$\begin{aligned} B_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^{n+1} &= F_a|_{i-1/2,j+1,k+1} \cdot B_x|_{i-1/2,j+1,k+1}^n \\ &+ F_b|_{i-1/2,j+1,k+1} \left(\frac{E_y|_{i-1/2,j+1,k+3/2}^{n+1/2} - E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right. \\ &\left. - \frac{E_z|_{i-1/2,j+3/2,k+1}^{n+1/2} - E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \end{aligned} \quad (83)$$

$$\begin{aligned}
B_y|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1} &= F_a|_{i,j+1/2,k+1} \cdot B_y|_{i,j+1/2,k+1}^n \\
&+ F_b|_{i,j+1/2,k+1} \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} - E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2}}{\Delta x} \right. \\
&\quad \left. - \frac{E_x|_{i,j+1/2,k+3/2}^{n+1/2} - E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right)
\end{aligned} \tag{84}$$

$$\begin{aligned}
B_z|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1} &= F_a|_{i,j+1,k+1/2} \cdot B_z|_{i,j+1,k+1/2}^n \\
&+ F_b|_{i,j+1,k+1/2} \left(\frac{E_x|_{i,j+3/2,k+1/2}^{n+1/2} - E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} \right. \\
&\quad \left. - \frac{E_y|_{i+1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2} - E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x} \right)
\end{aligned} \tag{85}$$

4 ALGORITMO FDTD

O projeto de uma antena PIFA é bastante complexo e dificultoso. Diferenças na ordem de milímetros nas dimensões da antena podem transladar a frequência de ressonância em centenas de MHz e reduzir para mais da metade a perda de retorno. Tal fato deve-se à sensibilidade pronunciada das características de operação da PIFA diante das mudanças de suas dimensões. Embora muitas das operações e características da PIFA sejam conhecidas, o seu projeto não está ainda completamente dominado, pois muitos métodos de projeto utilizam o processo de tentativa e erro até que a PIFA atenda satisfatoriamente às características de operação almejadas.

Após apresentar os princípios de funcionamento da PIFA e a descrição do método FDTD, no presente capítulo é apresentado o fluxograma do algoritmo fundamentado no método FDTD, no qual são descritas a funcionalidade e configurações de cada bloco. A seguir é realizada uma análise do desempenho da PIFA utilizando os resultados simulados obtidos com o algoritmo. Serão investigados os comportamentos da frequência de ressonância, perda de retorno e largura de banda, em função da variação de determinadas dimensões de uma PIFA com elemento irradiador retangular.

4.1 FLUXOGRAMA DO ALGORITMO

O algoritmo desenvolvido neste trabalho está representado na forma de fluxograma na Figura 14. A primeira etapa consiste em definir no início do algoritmo os valores iniciais como: constantes, tamanho e quantidade de células, graduação da UPML e passo de tempo. No bloco seguinte, se constrói as bordas UPML e a região de estudo, aonde também é definido os tipos de materiais que compõem a antena e sua geometria. Com o domínio de simulação preparado, começa-se o processo iterativo, no qual a cada passo do algoritmo os

valores de campo elétrico e magnético no domínio da simulação são atualizados até que se atinja o critério de parada. Finalmente os valores de campo elétrico e magnético obtidos durante a simulação são utilizados para caracterizar a perda de retorno da antena no domínio da frequência, onde as características de frequência de ressonância e largura de banda podem também ser observadas.

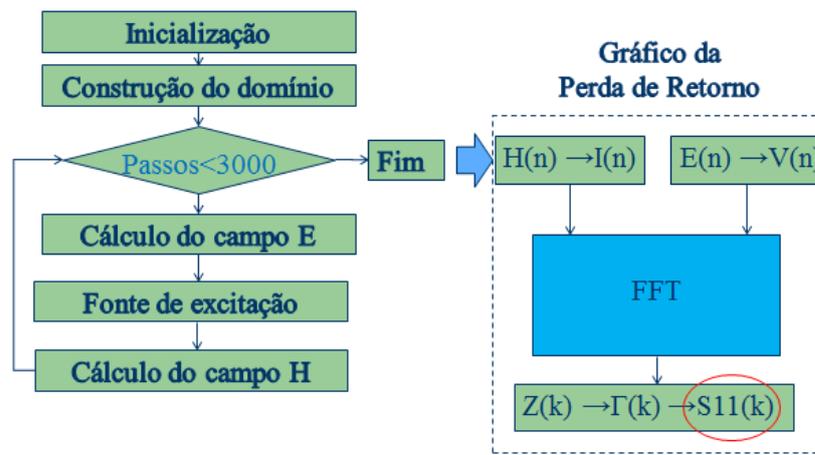


Figura 14 Fluxograma do algoritmo.

4.1.1 Inicialização

No início do algoritmo as seguintes etapas são realizadas:

- Atribuição dos valores das constantes.
- Tamanho e quantidade de células no domínio de simulação (Seção 4.1.2).
- Cálculo do passo do tempo (Seção 4.1.3).
- Cálculo dos parâmetros da borda UPML (Seção 4.1.2.2).
- Definição dos tipos de materiais que compõem a PIFA e o valor de suas propriedades eletromagnéticas.
- Iniciar todas as componentes de campo elétrico e magnético do domínio de simulação com o valor nulo.

4.1.2 Construção do Domínio

Após definir as configurações iniciais na Seção 4.1.1, o próximo passo é gerar o domínio de simulação. Nesta etapa o modelo da PIFA é construído ao atribuir a cada nó da malha o tipo de material que o compoe. Os demais nós que não correspondem à geometria da PIFA são considerados regiões de espaço livre. Por simplicidade de implementação do algoritmo FDTD, optou-se por utilizar uma malha de nós equidistantes. A definição das dimensões de cada célula segue a regra de apresentar uma amostragem no espaço de pelo menos 10 células por comprimento de onda. Este procedimento visa a obter exatidão satisfatória nos resultados, como discutido na Seção 3.3. Para uma malha de células cúbicas, as dimensões $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ devem atender à seguinte condição

$$\Delta \leq \frac{\lambda}{10} \quad (86)$$

Como neste trabalho, na Seção 4.1.6, é analisada a resposta da antena no domínio da frequência, a condição (86) é atendida quando se considera o comprimento de onda da maior frequência da faixa de interesse. Neste trabalho será avaliada a faixa de $0,5 \text{ GHz}$ a 2 GHz , logo o valor de 2 GHz será utilizado no cálculo de (86). Adicionalmente deve-se incluir a permissividade relativa do substrato ϵ_r . Nos experimentos simulados utilizou-se um valor máximo de $\epsilon_r = 10$ para o substrato. Dadas estas condições, o comprimento de onda mínimo no domínio é

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{10}} = 4,743 \cdot 10^{-2} \text{m} \quad (87)$$

Logo o tamanho máximo da célula, através de (86), é dado por

$$\Delta \leq \frac{4,743 \cdot 10^{-2}}{10} = 4,743 \cdot 10^{-3} \text{m} \quad (88)$$

Na Seção 4.2.2, para a análise paramétrica da PIFA, serão utilizadas variações geométricas da ordem de 1 mm . Assim, os programas em FDTD deste trabalho serão desenvolvidos com células de dimensões de 1 mm , atendendo à condição em (88).

4.1.2.1 Estruturas de Pequenas Dimensões

Em uma MSA a espessura da fita metálica é muito fina comparada ao comprimento de onda ($t \ll \lambda$) e pode ter dimensão da ordem de $0,1\text{ mm}$ (BALANIS, 2005). Se utilizar células desta dimensão, o tempo de simulação e a memória requerida crescerão significativamente, de modo que é necessário investigar uma solução para representar estruturas de dimensões pequenas em uma célula de Yee. Para esses casos, modela-se os materiais considerando as dimensões como infinitesimais, atribuindo apenas suas propriedades eletromagnéticas a determinados campos vetoriais da célula. Por exemplo, na Figura 15, no qual o plano (x - y) de modelamento da estrutura da MSA é ilustrado, observa-se que o elemento irradiador e o plano de terra contêm componentes do campo E_y , enquanto que para os campos E_x apenas as propriedades de outros materiais do domínio são necessárias (como as do substrato entre o elemento irradiador e terra e a do ar para campos acima do elemento irradiador). Para o caso especial de materiais PEC e PMC, uma alternativa mais simples em (SULLIVAN, 2000) é não incluir na definição do domínio as propriedades dos seus materiais e sim anular os valores dos seus campos tangenciais à estrutura a cada passo do algoritmo ($E_{tangencial} = 0$ para PEC e $H_{tangencial} = 0$ para PMC).

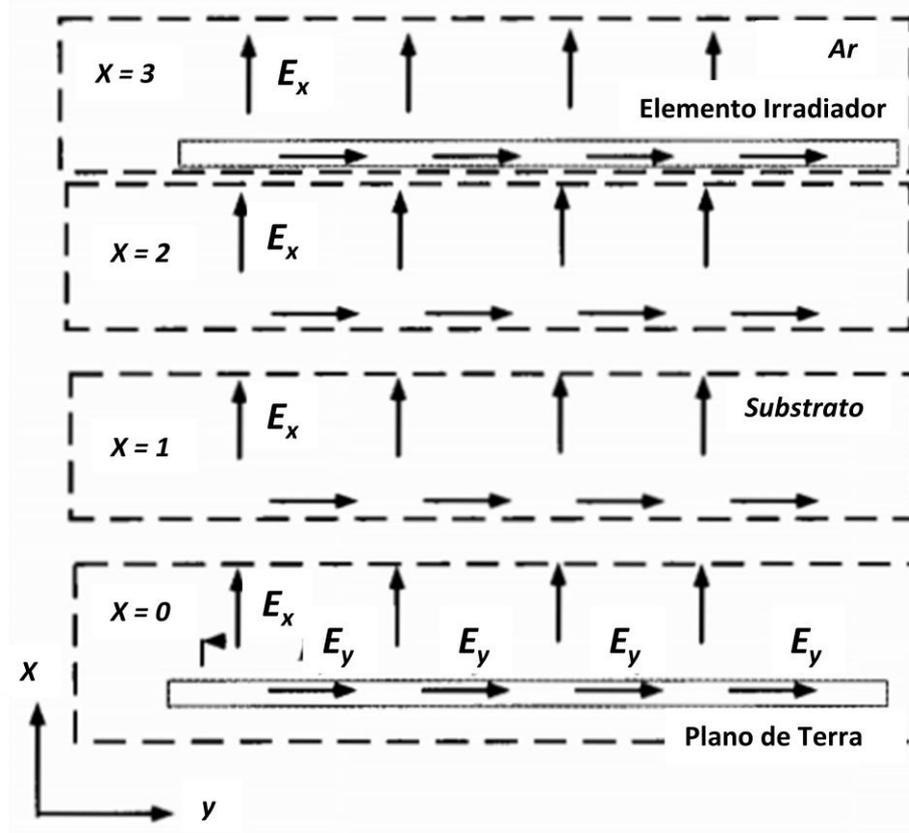


Figura 15 Posicionamento das componentes vetoriais do campo elétrico em uma estrutura de pequena dimensão (SULLIVAN, 2000).

4.1.2.2 Bordas Absorvedoras UPML

A atribuição das propriedades eletromagnéticas nas células que compõem a borda UPML é realizada através da gradação de $\sigma_{x(x)}$ e $\kappa_{x(x)}$, dado em (51) e (56) respectivamente. Como os campos elétricos e magnéticos estão intercalados e separados por uma distância de meia célula, para os coeficientes da UPML do campo elétrico, sendo i o intervalo discreto do espaço na direção x , tem-se que para $i = 1, 2, \dots, i_{total}$

$$\sigma_{x(i)} = \sigma_{x_{max}} \left(\frac{i}{i_{total}} \right)^m \quad (89)$$

$$\kappa_{x(i)} = 1 + (\kappa_{x_{max}} - 1) \left(\frac{i}{i_{total}} \right)^m \quad (90)$$

onde i_{total} é o número de células que compõem a profundidade da borda. Já para o campo magnético, desloca-se as equações (89) e (90) de meia célula, resultando em

$$\sigma_{x(i)} = \sigma_{x_{max}} \left(\frac{i - 0,5}{i_{total}} \right)^m \quad (91)$$

$$\kappa_{x(i)} = 1 + (\kappa_{x_{max}} - 1) \left(\frac{i - 0,5}{i_{total}} \right)^m \quad (92)$$

Segundo (TAFLOVE, 1995) a ordem do polinômio que obteve resultados satisfatórios na maioria das simulações varia na faixa de $3 \leq m \leq 4$. Para este trabalho o valor de $m = 4$ foi escolhido. Utilizou-se também a mesma gradação de σ e κ nas três dimensões, com valores de $\sigma_{x,max} = \sigma_{y,max} = \sigma_{z,max} = 50$ e $\kappa_{x,max} = \kappa_{y,max} = \kappa_{z,max} = 25$ como definido em (BULLA G. et al., 2006).

4.1.3 Passo do Algoritmo

Uma vez construído o domínio de simulação, o algoritmo entrará em processo iterativo. A cada passo do algoritmo, os valores dos campos elétrico ou magnético de cada nó do domínio da simulação são recalculados de acordo com a Seção 4.14 e 4.16 respectivamente. O critério de parada depende da aplicação visada pela simulação, que, para este trabalho, é atendida quando as ondas refletidas pela excitação de um pulso gaussiano (Seção 4.1.5) na entrada da PIFA entram em regime permanente, como discutido na Seção 4.1.7.

No método FDTD, o passo do algoritmo corresponde ao intervalo de tempo em que os novos valores dos campos serão recalculados. Em vista disto, é necessário escolher um valor adequado para este intervalo de modo a garantir a estabilidade do algoritmo (Seção 3.2). No caso de uma malha com células cúbicas, a condição de estabilidade em (36) é simplificada para

$$\Delta t \leq \frac{\Delta}{c\sqrt{3}} \quad (93)$$

Para o comprimento da célula de $\Delta = 1 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, definido anteriormente na Seção 4.1.1, o passo máximo do algoritmo é

$$\Delta t \leq \frac{1 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{3}} = 1,925 \cdot 10^{-12} \text{ s} \quad (94)$$

De forma a garantir que o algoritmo não calcule um valor maior do que (94) por erro de arredondamento, o que levaria à instabilidade do algoritmo, utilizou-se um passo de tempo 0,5 % menor, ou seja, $\Delta t = 1,915 \cdot 10^{-12} \text{ s}$.

4.1.4 Cálculo do Campo Elétrico

O cálculo de todos os nós de campo elétrico no domínio da simulação pode ser efetuado através das equações que calculam os campos elétrico na borda UPML, apresentadas na Seção 3.4.3, bastando que na região de estudo utilize-se $\kappa = 1$ e $\sigma = 0$. Todavia, de forma a agilizar a execução do algoritmo, optou-se por realizar os cálculos separados, uma vez que as equações derivadas da UPML apresentam maior número de operações que as equações na região de estudo anteriormente desenvolvidas na Seção 3.1. Logo, para a região da borda UPML utiliza-se a formulação dada por (70), (75) e (76), enquanto para a região de estudo se mantém a formulação correspondente a (26), (29) e (30).

4.1.5 Fonte de Excitação

A fonte de excitação é simulada ao atribuir um valor de campo elétrico a um determinado nó da malha do domínio de simulação, que deve ser atualizado a cada passo do algoritmo. A escolha do sinal de excitação depende da aplicação. Neste trabalho é analisada a reflexão no ponto de alimentação da antena, no domínio da frequência, de modo que o pulso

gaussiano é a excitação apropriada (além disso, com fonte Gaussiana tem-se um espectro maior de frequências). A tensão incidente V_{inc} , correspondente a um pulso gaussiano, é

$$V_{inc}(t) = V_0 e^{-\frac{[(t-t_a)/\tau_p]^2}{2}} \quad (95)$$

onde V_0 é o valor de pico do pulso, t_a é o tempo de atraso e τ_p é o tempo de decaimento. A transformada de Fourier deste sinal é dada por

$$V_{inc}(\omega) = \sqrt{2\pi}\tau_p V_0 e^{-\frac{[(t-t_a)/\tau_p]^2}{2}} \quad (96)$$

Diminuindo o valor de τ_p em (95) e (96), observa-se que quanto mais estreito o pulso no domínio do tempo mais larga será a banda alcançada no espectro. A FFT de um pulso gaussiano unitário ($V_0 = 1$) com $t_a = 105\Delta t$ e $\tau_p = 50\Delta t$, utilizado em (PEDRA, 2010), apresenta no espectro uma largura de banda adequada para este trabalho, pois nota-se pela Figura 16.b que a amplitude do pulso gaussiano caiu apenas pela metade praticamente em 2 GHz, que corresponde à frequência máxima de análise dos resultados.

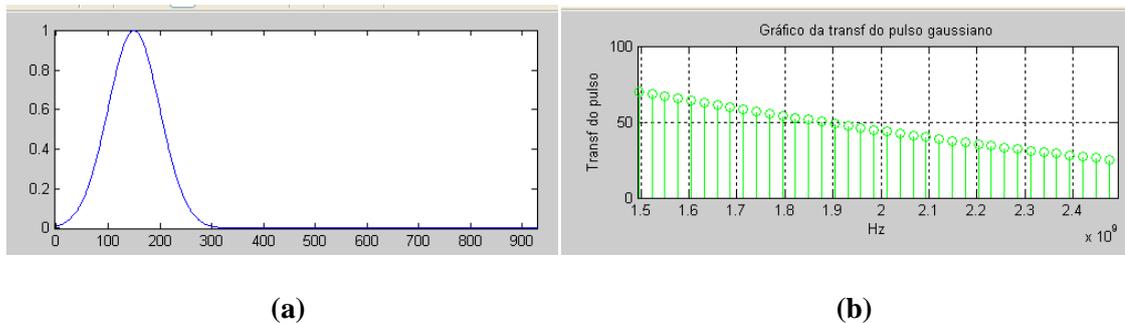


Figura 16 Pulso gaussiano no domínio do tempo (a) transformado para o domínio da frequência (b) onde se observa que para $f = 2$ GHz a amplitude decaiu apenas 50% .

No método FDTD, as fontes de excitação são classificadas como *hard* ou *soft* (SULLIVAN, 2000). Uma fonte *hard* atribui forçosamente um valor ao campo posicionado no ponto de alimentação, desconsiderando os valores calculados pelo método FDTD. Embora de simples aplicação, tal fonte impossibilita analisar as ondas refletidas. A solução é utilizar

uma fonte do tipo *soft* que expressa o campo no ponto de alimentação como a soma das ondas refletidas calculadas pelo FDTD nos pontos adjacentes da malha pelo valor atual da fonte de excitação. Para o caso do sinal de excitação aplicado no campo E_x , para o ponto de alimentação posicionado em $x = i_s \Delta x$, $y = j_s \Delta y$ e $z = k_s \Delta z$, tem-se então

$$E_x|_{i_s, j_s+1/2, k_s+1/2}^{n+1/2} = E_x|_{i_s, j_s+1/2, k_s+1/2}^{n+1/2} + \frac{V_{inc}(n\Delta t)}{\Delta x} \quad (97)$$

Para representar o cabo coaxial utilizou-se o modelo sugerido em (LUEBBERS, 1996), que consiste em uma fonte com resistência interna. Para a transmissão do sinal de excitação até o elemento irradiador, iniciando pelo ponto de alimentação em $E_x|_{i_s, j_s+1/2, k_s+1/2}^{n+1/2}$, onde i_s , j_s e k_s correspondem à posição de uma célula entre o elemento irradiador e o plano de terra, configurou-se as características de um material PEC para os campos E_x com $i_s \leq i < i_a$, onde $x = i_a \Delta x$ corresponde à posição x do elemento irradiador, formando assim um caminho para a corrente da fonte. Em um exemplo de aplicação deste modelo, a Figura 17 ilustra o modelamento do cabo coaxial para $i_s = 0$ e $i_a = 3$.

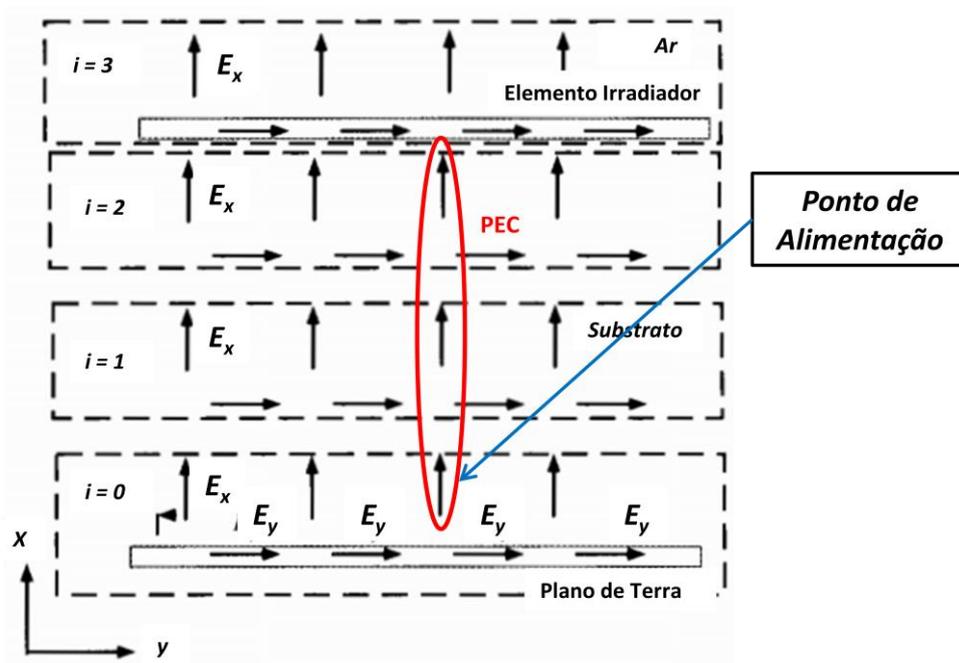


Figura 17 Modelamento do cabo coaxial como uma fonte com resistência interna em $i=1$ e um caminho para corrente de material PEC até o elemento irradiador em $i=2$.

4.1.6 Cálculo do Campo Magnético

Partindo do mesmo raciocínio aplicado no cálculo do campo elétrico na Seção 4.14, o valor do campo magnético dos nós que se encontram na região da borda UPML é calculado através de (70), (81) e (82), enquanto na região de estudo se utiliza as equações (26), (29) e (30).

4.1.7 Gráfico da Perda de Retorno

O gráfico da perda de retorno no domínio da frequência mostra as características de desempenho da antena quanto à ressonância e à largura de banda. A perda de retorno corresponde ao parâmetro de espalhamento S_{11} em dB, que relaciona os sinais de entrada e refletido na porta 1. No caso de simulação com antena, esse parâmetro normalmente é calculado no ponto de alimentação. Para calcular este parâmetro, escolheu-se a abordagem utilizada em (PEDRA, 2010). No caso, determina-se a tensão V no ponto onde é aplicado o sinal de excitação, E_x em (97)

$$V^{n+1/2} = E_x |_{i_s, j_s+1/2, k_s+1/2}^{n+1/2} \cdot \Delta x \quad (98)$$

complementada pela corrente I no ponto de alimentação, obtida a partir da Lei de Ampère,

$$I^{n+1} = (H_z |_{i_s, j_s+1, k_s+1/2}^n - H_z |_{i_s, j_s, k_s+1/2}^n) \Delta z \\ + (H_y |_{i_s, j_s+1/2, k_s+1}^n - H_y |_{i_s, j_s+1/2, k_s}^n) \Delta y \quad (99)$$

Os valores calculados V e I em cada passo do algoritmo devem ser armazenados até que ambos sinais convirjam para zero. Como indica o gráfico da Figura 18, no algoritmo implementado neste trabalho esta situação ocorre depois de cerca de 3000 passos.

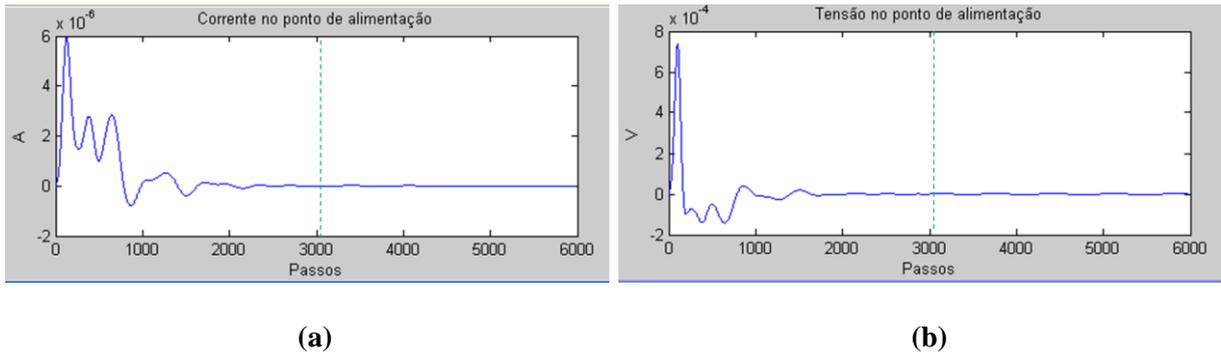


Figura 18 Sinal de corrente (a) e tensão (b) no ponto de alimentação praticamente em regime permanente após 3000 passos do algoritmo.

Os valores armazenados de V e I são transformados para o domínio da frequência através da FFT (Transformada Rápida de Fourier), no qual são preenchidos zeros até que se atenda o número mínimo de amostras com potência de base 2 (neste caso, para 3000 passos, necessita-se de no mínimo $2^{12} = 4096$ amostras, logo acrescenta-se 1096 zeros em V e I). A seguir calcula-se a impedância de entrada da antena no domínio da frequência pela Lei de Ohm: $Z_{ant}(\omega) = V(\omega)/I(\omega)$. Ressalta-se que a diferença no passo do tempo de $\frac{1}{2}$ entre V e I em (98) e (99) respectivamente não apresentará erro apreciável no cálculo da impedância, de maneira que não há necessidade de aplicar nenhuma correção (LUEBBERS, 1996). Agora, tendo como referência a impedância típica do cabo coaxial de $Z_0 = 50 \Omega$, através da equação (5) tem-se para o coeficiente de reflexão Γ na entrada da antena

$$\Gamma = \frac{|Z_{ant} - Z_0|}{|Z_{ant} + Z_0|} = \frac{|Z_{ant} - 50|}{|Z_{ant} + 50|} \quad (100)$$

A perda de retorno, expressa pelo parâmetro de espalhamento S_{11} através da equação (6), é repetida aqui por conveniência.

$$RL(dB) = 20 \log|\Gamma| \quad (101)$$

4.2 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

4.2.1 Escolha do Modelo da PIFA Tradicional

O modelo de PIFA de irradiador retangular é derivado de uma MSA projetada para operar na frequência de $1,786 \text{ GHz}$. Visando a obter a PIFA com a mesma frequência de operação que a MSA, introduz-se uma parede de curto-circuito na metade do comprimento do elemento irradiador. Este procedimento não altera substancialmente a frequência de ressonância da antena, pois esta passa a operar de meio comprimento de onda para um quarto de comprimento de onda, conforme discutido na Seção 2.4.1. As Figuras 19.a e 19.b ilustram a geometria da MSA e da PIFA resultante. As dimensões do modelo da MSA nas vistas superior e lateral estão apresentadas nas Figuras 19.c e 19.e, enquanto que a PIFA, nas Figuras 19.d e 19.f. Os parâmetros geométricos $L1 \times L2$ e $T1 \times T2$ correspondem às dimensões do elemento irradiador e do plano de terra respectivamente. A altura da camada de substrato dielétrico é dada por H . A distância do ponto de alimentação é expressa por F . Já a parede de curto-circuito, presente apenas na estrutura da PIFA na Figura 18.f, tem sua largura dada por Ws . Ressalta-se que os valores das dimensões da PIFA são os mesmos da MSA, exceto pelo comprimento $L1$, cujo valor cai para a metade devido à inserção da parede de curto-circuito na metade do comprimento do elemento irradiador.

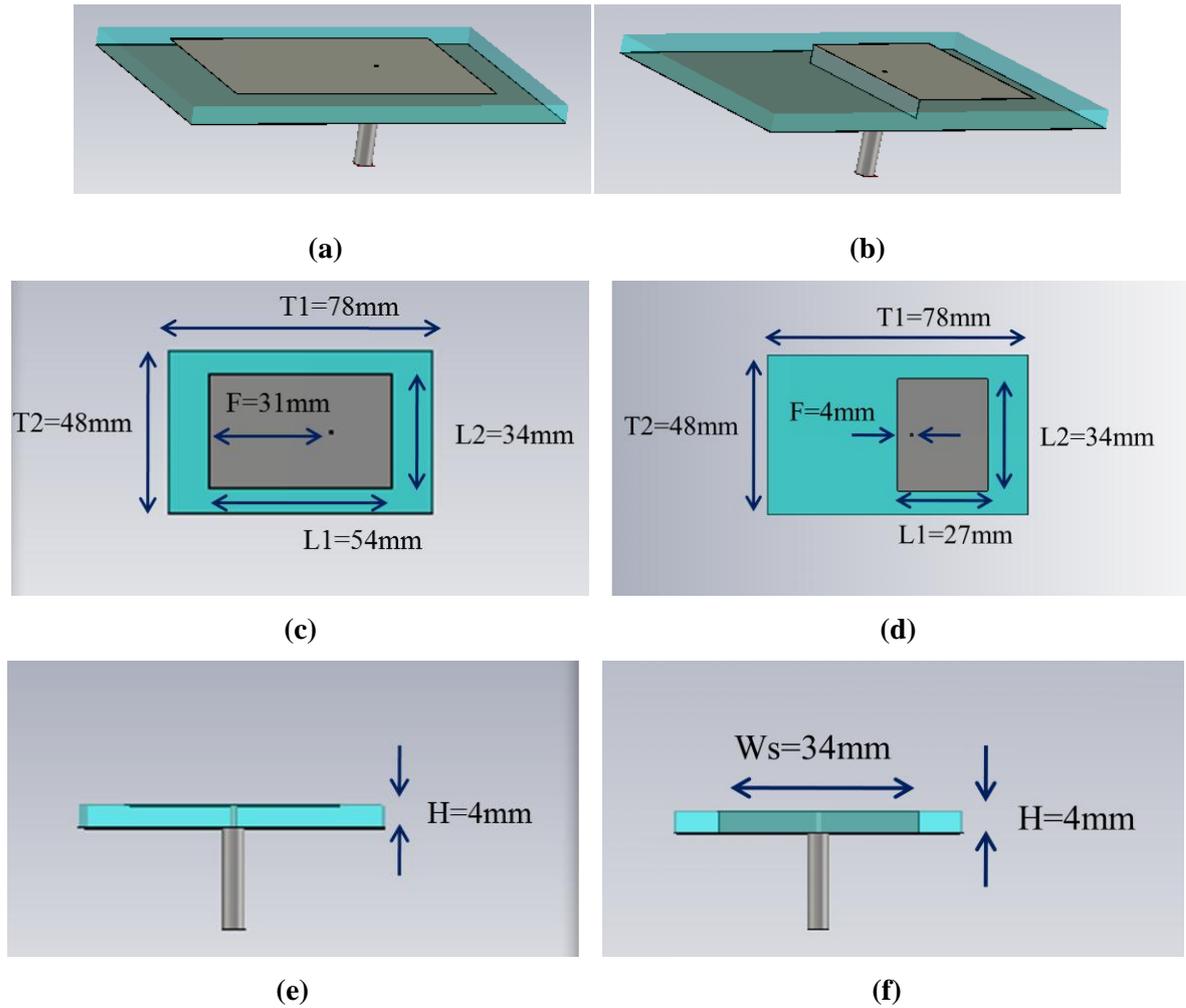


Figura 19 Geometria da (a) MSA e (b) PIFA com a inserção de uma placa de curto-circuito na metade do comprimento do elemento irradiador. Parâmetros geométricos da MSA em (c) vista frontal e (e) lateral e da PIFA em (d) vista frontal e (f) lateral.

Os gráficos da perda de retorno obtidos na simulação da MSA e PIFA constam da Figura 20.a a 20.b, onde se observa que a frequência de ressonância sofrendo uma pequena variação de $1,786\text{ GHz}$ para $1,702\text{ GHz}$. Tal redução é esperada, pois a altura da parede de curto-circuito passa a contribuir na geração da frequência de ressonância, como indicado pela equação (2). Outro ponto a destacar é a diferença no nível de S_{11} , maior na PIFA, em decorrência da redução do comprimento da MSA pela metade, alterando assim a impedância de entrada da antena, gerando neste caso uma perda de retorno maior. A solução para diminuir S_{11} é reposicionar o cabo de alimentação, como será visto na Seção 4.2.2.5.

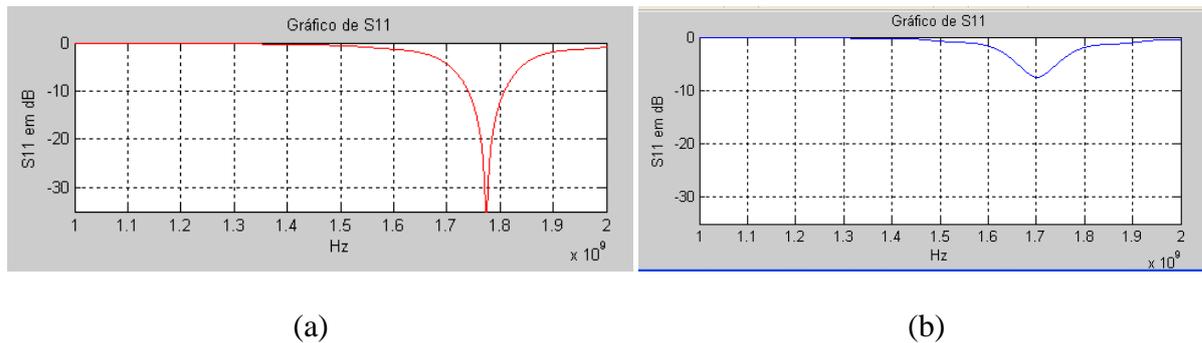


Figura 20 Gráfico da perda de retorno para (a) MSA e (b) PIFA apresentam praticamente a mesma frequência de ressonância.

4.2.2 Análise Paramétrica

Os gráficos de perda de retorno obtidos na simulação com o algoritmo de FDTD desenvolvido neste trabalho (item “a” das Figuras 21 a 27) apresentam boa concordância com os resultados do software CST Studio (item “b” das mesmas figuras), aqui considerado para efeito de comparação de resultados. O impacto nas características de desempenho da PIFA é investigado partindo do modelo da PIFA obtido na Seção 4.2.1. A parametrização é realizada variando apenas um parâmetro geométrico de interesse por vez, enquanto as demais dimensões são mantidas constantes de acordo com os valores indicados nas Figuras 19.d e 19.f. O tempo total de simulação para cada variação da parametrização depende do número de nós a ser calculado e da capacidade de processamento do computador. Para o modelo da PIFA tradicional apresentado na Seção 4.2.1, se utiliza uma malha dimensionada por $30 \times 60 \times 86 = 154.800$ células. Como cada célula apresenta seis nós (E_x, E_y, E_z, H_x, H_y e H_z), seguindo o modelo de Yee na Figura 10, o número total de nós no domínio da simulação é de 928.800. O tempo de simulação obtido é de aproximadamente 6 minutos, dado o computador com as seguintes características:

- Processador: Pentium® Dual T3400 @ 2,16 GHz 2,17 GHz.
- Memória RAM: 3 GB.
- Sistema operacional: Windows Vista 32 Bits.

4.2.2.1 Variação de $L1$

Uma parede de curto-circuito foi utilizada para verificar a variação da frequência de ressonância (f_r) em função de $L1$, cujo resultado na Figura 21 está de acordo com a equação (1), na qual é prevista o aumento de f_r ao diminuir o comprimento $L1$. O valor nominal de $L1$ é 27 mm , em torno do qual a variação paramétrica é investigada.

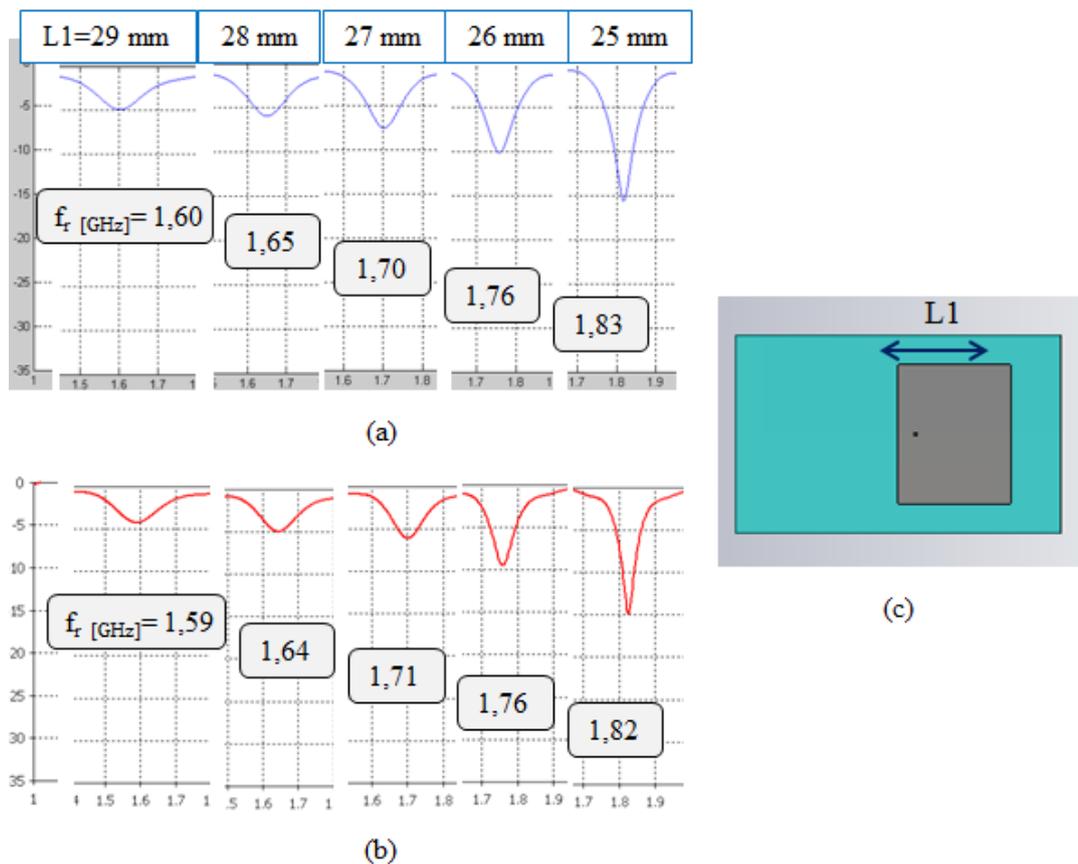


Figura 21 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação do (c) comprimento do elemento irradiador $L1$.

4.2.2.2 Variação de $L2$

Novamente utilizando uma parede de curto-circuito, observou-se que f_r praticamente não foi alterada, o que vai ao encontro da equação (1), na qual, para $L2 = Ws$, a f_r é determinada principalmente por $L1$ (na Figura 22, a cada 5 mm de redução, $L2$ aumentou levemente a f_r em aproximadamente 0,02 GHz na média, enquanto que na Figura 20, 1 mm de redução em $L1$ aumentou quatro vezes mais, ou seja, 0,08 GHz). O valor nominal é $L2 = 34$ mm.

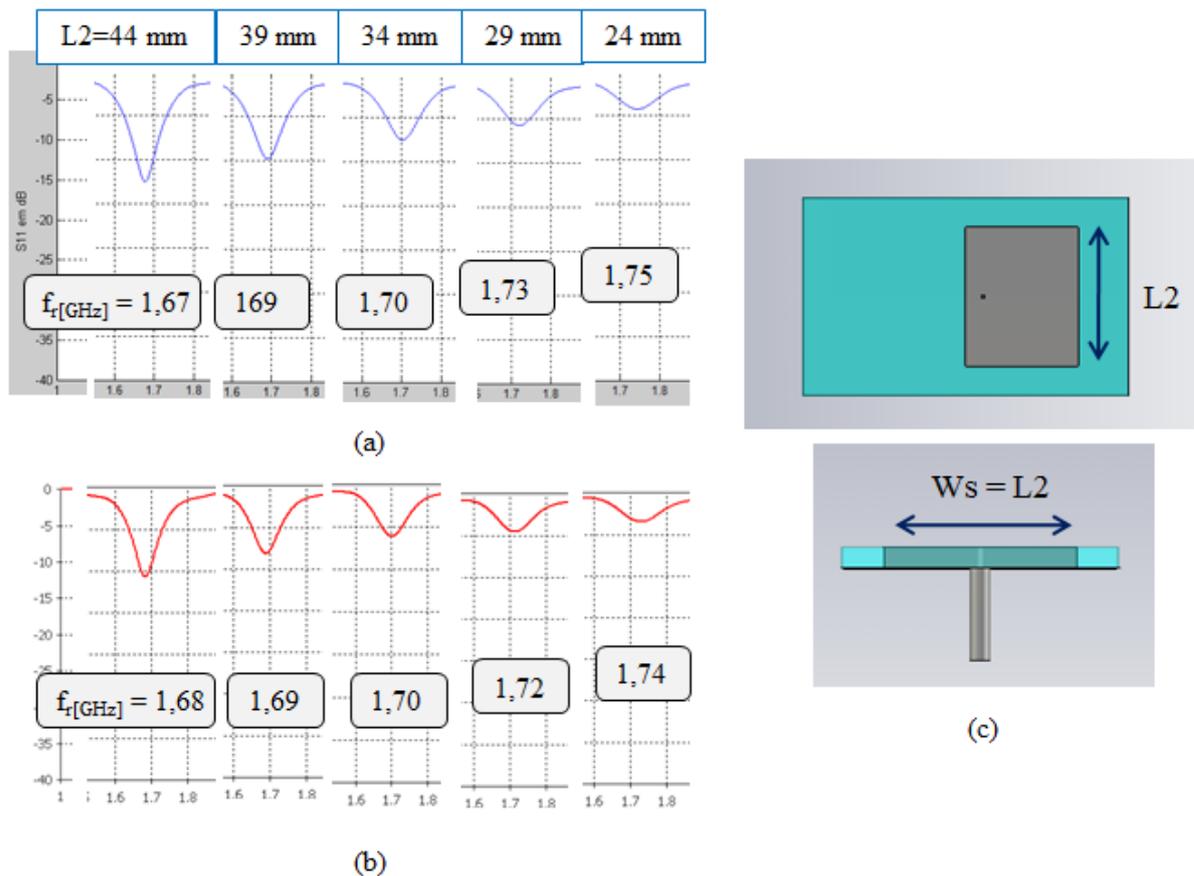


Figura 22 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) largura do elemento irradiador $L2$ para $Ws = L2$.

Realizando a simulação para a mesma variação de $L2$, porém reduzindo a largura da parede de curto-circuito pela metade ($Ws = L2/2$), observa-se na Figura 23 que a f_r aumenta em 0,05 GHz a cada redução de 5 mm de $L2$, o que corresponde a um deslocamento na

ressonância maior do que o dobro para o caso anterior da Figura 21, onde $W_s = L_2$. Tal resultado está de acordo com a equação (3), na qual a influência de L_2 na f_r cresce à medida que se reduz a largura da placa de curto-circuito W_s , conforme apresentado na Seção 2.4.1.

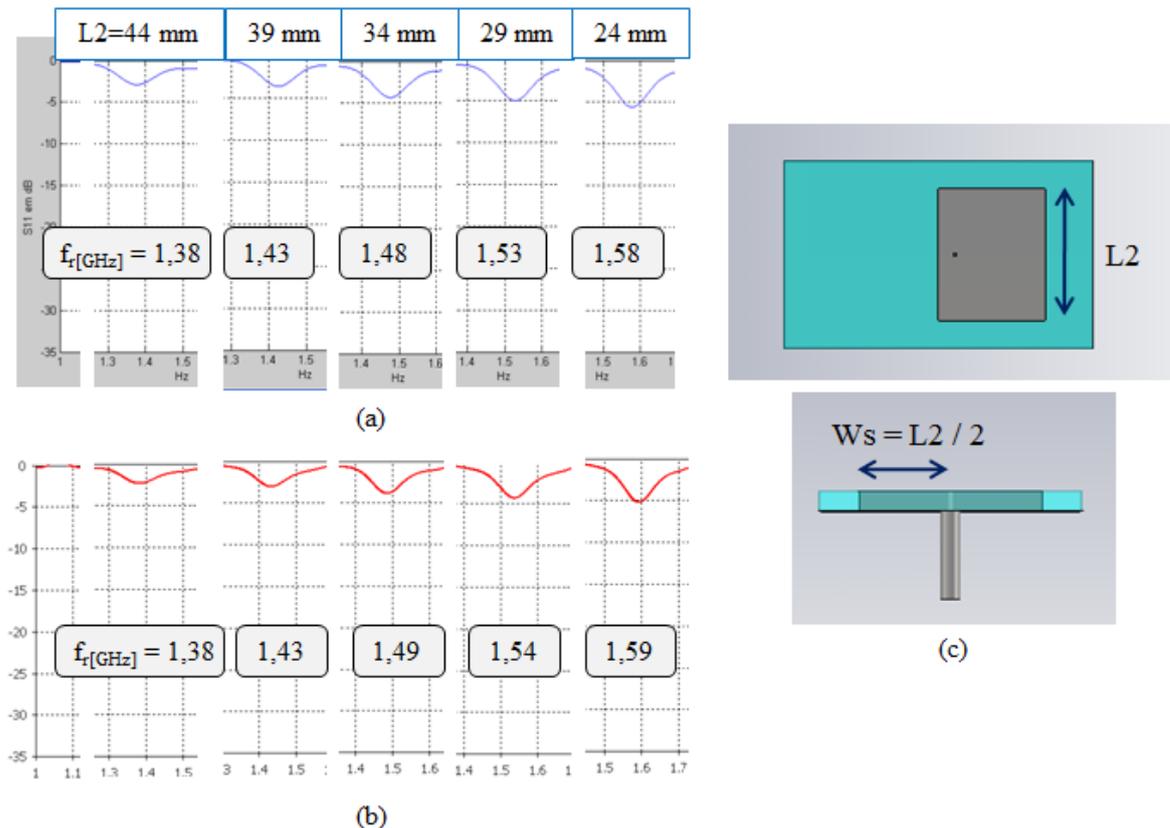


Figura 23 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) largura do elemento irradiador L_2 para $W_s = L_2/2$.

Observa-se também que as perdas de retorno entre as Figura 22.a e 23.a apresentam valores diferentes de S_{11} , embora se tenha utilizado a mesma posição do ponto de alimentação nas simulações. Esta diferença é decorrente da modificação da geometria da antena causada pela redução de W_s pela metade, alterando assim o valor da sua impedância de entrada, o que resultou para este caso em um casamento de impedâncias inferior. Novamente há a necessidade de refazer a posição de alimentação da antena.

4.2.2.3 Variação da Largura W_s

De acordo com o analisado na Seção 2.1, à medida que se diminui a largura da placa de curto-circuito, a redução de f_r é esperada, como ocorre na Figura 24. Tal consequência ocorre pelo mesmo motivo citado em 4.2.2.2, pois com a redução de W_s , cresce a influência de L_2 , causando um aumento no comprimento de ressonância dada pelo caminho médio das correntes de superfície. A consequência é a redução de f_r . O valor nominal é $W_s = 34 \text{ mm}$.

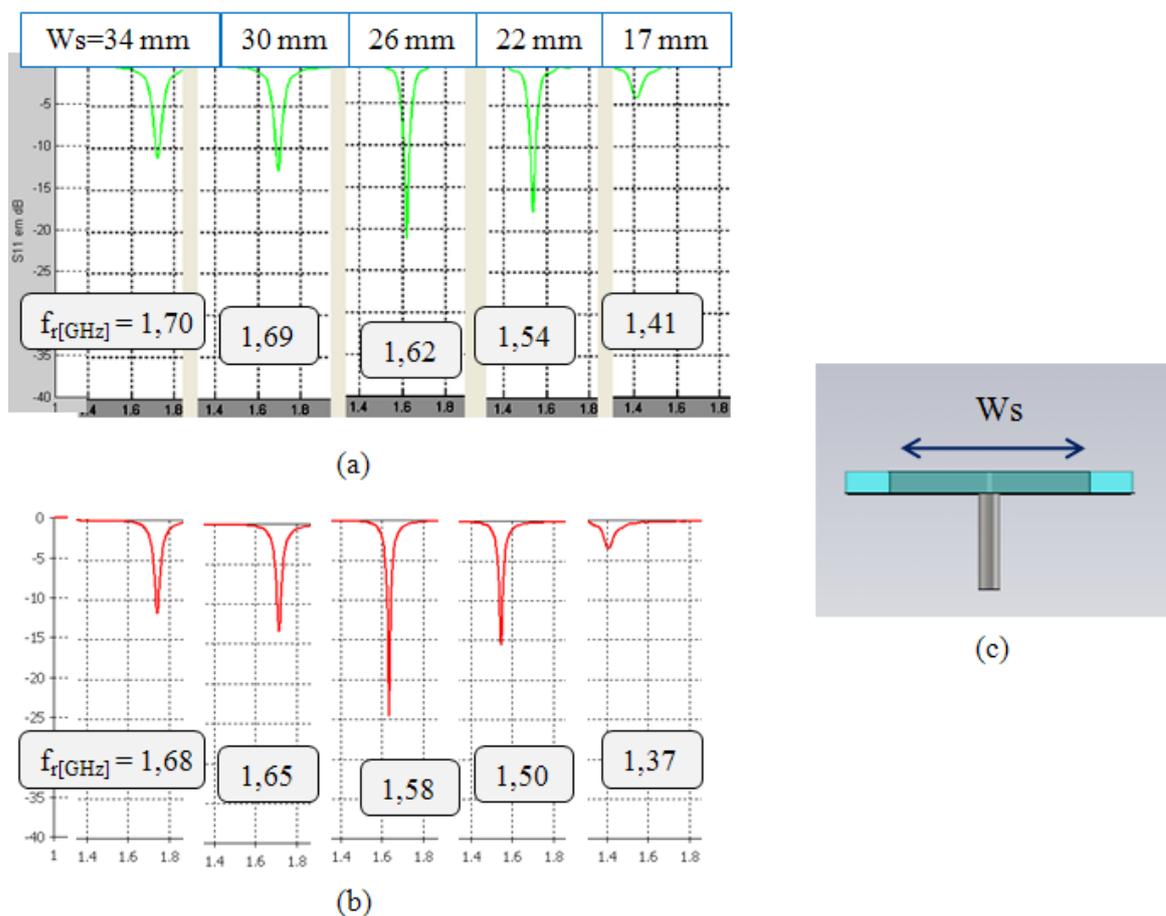


Figura 24 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) largura da placa de curto-circuito W_s .

4.2.2.4 Variação da Altura H

O aumento da altura do elemento irradiador aumenta a largura de banda das antenas de microfita de maneira geral, como discutido em (GARG, 2001). O crescimento dos valores de largura de banda apresentados na Figura 25 ilustram este comportamento, onde é escolhida a condição de $S_{11} < -6 \text{ dB}$ em vez de $S_{11} < -10 \text{ dB}$ na definição do valor da largura de banda para agregar o valor de $H = 4 \text{ mm}$ na comparação. O valor nominal é $H = 4 \text{ mm}$.

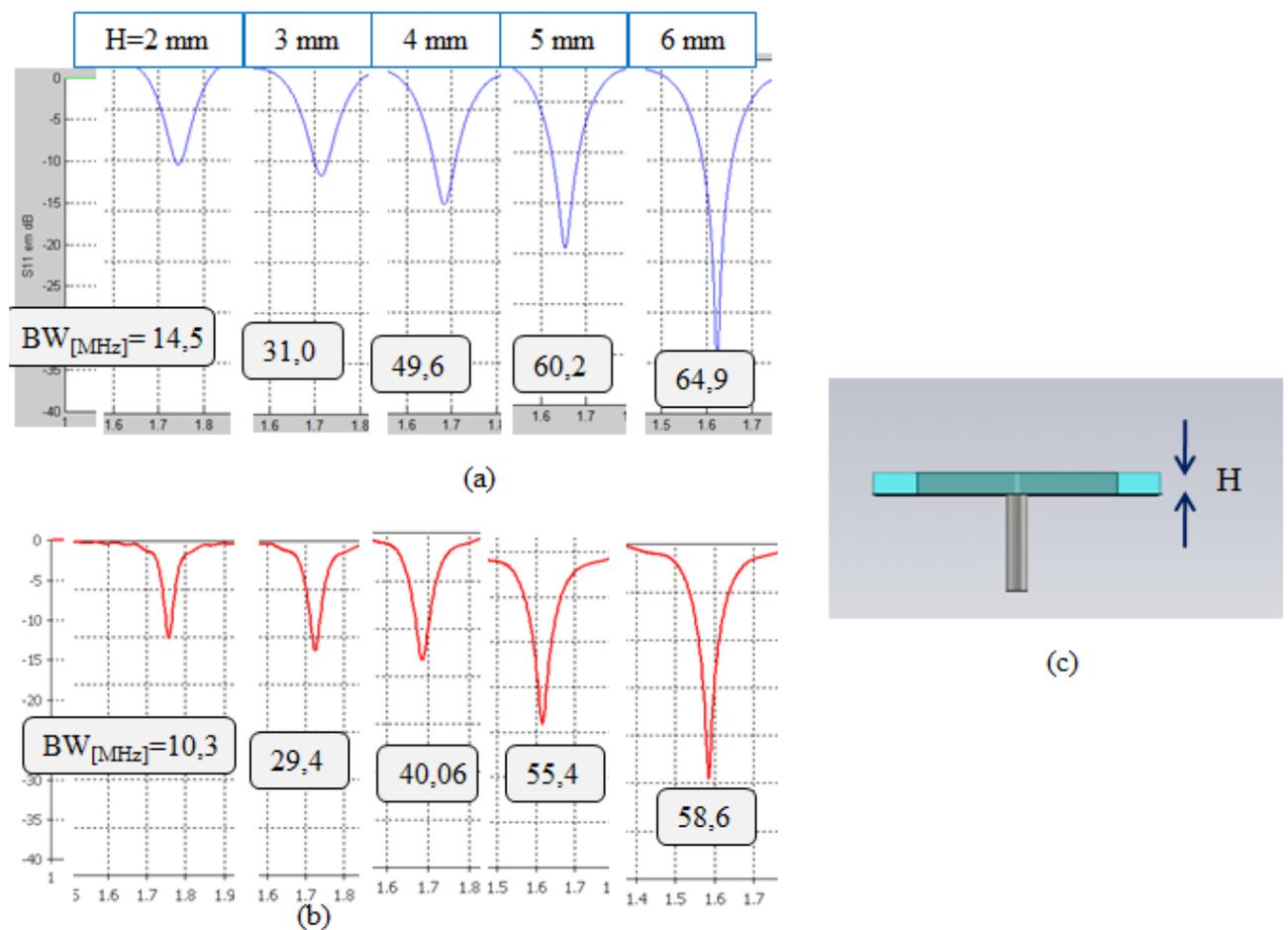


Figura 25 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) altura do elemento irradiador H .

4.2.2.5 Variação da Distância F

Os resultados simulados na Figura 26.a e 26.b indicam que à medida que se afasta da extremidade esquerda do elemento irradiador na Figura 26.c, onde encontra-se a parede de curto-circuito, a impedância da antena é alterada. Observa-se que o ponto ótimo para o casamento de impedância corresponde a $F = 3 \text{ mm}$. O valor nominal é $F = 4 \text{ mm}$.

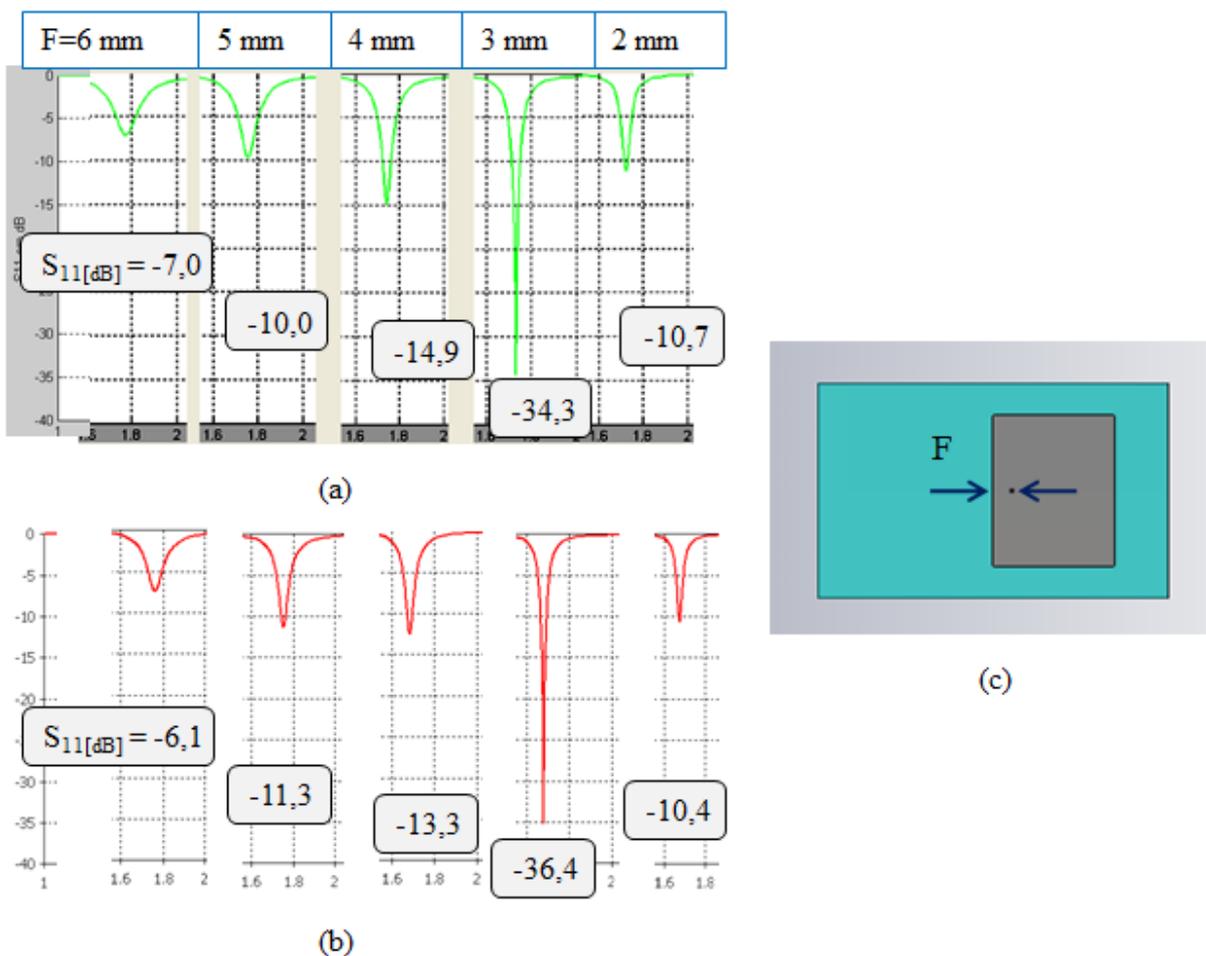


Figura 26 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) distância F entre a parede de curto-circuito e o ponto de alimentação.

4.2.2.6 Variação da Permeabilidade Relativa do Substrato ϵ_r

Segundo (GARG, 2001), uma das maneiras de reduzir a f_r da antena de microfita é utilizar substrato com permissividade relativa ϵ_r maior, de acordo com a equação (3). Tal comportamento é observado nos resultados da Figura 27. O valor nominal é $\epsilon_r = 2$.

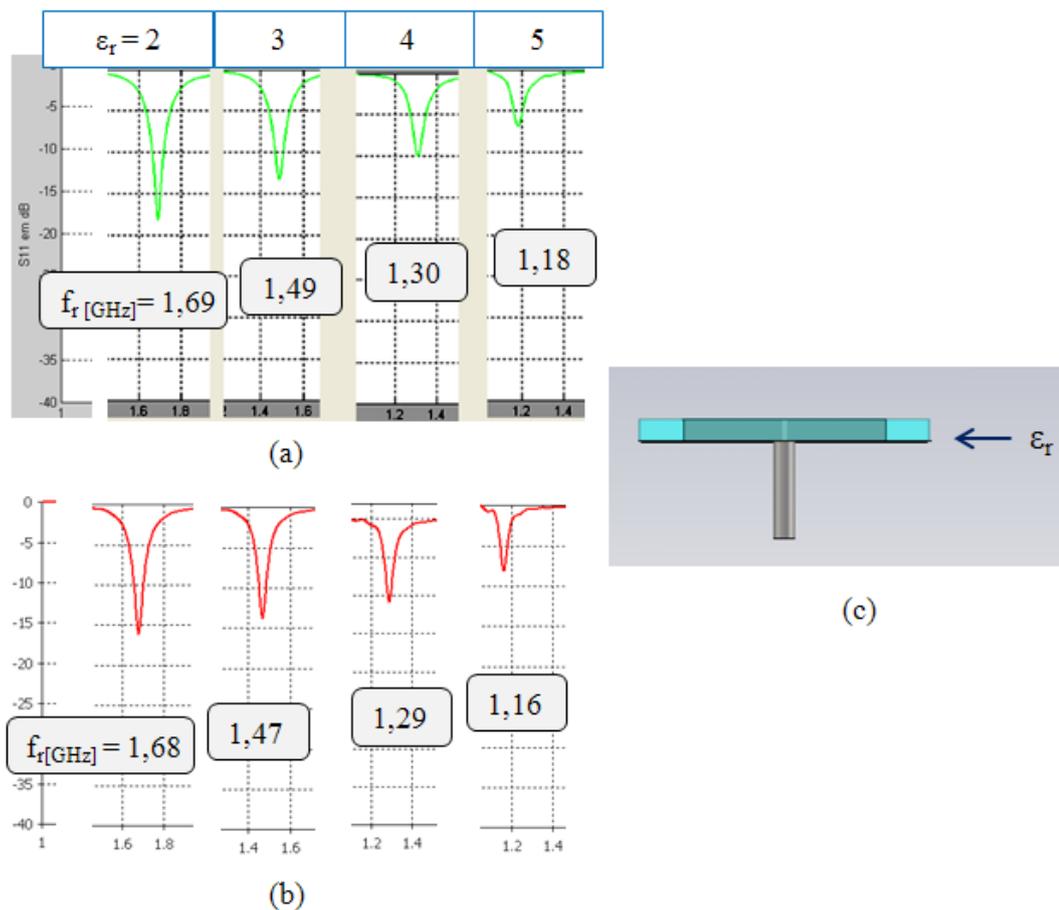


Figura 27 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD e no (b) CST Studio com a variação da (c) permissividade relativa do substrato ϵ_r .

De modo a quantificar a comparação o algoritmo desenvolvido e o software comercial, na Tabela 1 é apresentada a média da diferença entre os resultados e seu respectivo desvio padrão. Foram realizadas quarenta e sete simulações no total. Como referência, as perdas de retorno na frequência de ressonância e na largura de banda (com $S_{11} = -6$ dB e -10 dB, por serem típicas em especificações de projetos para antenas planares), são apresentadas.

Tabela 1 Taxas de diferença média e desvio padrão das características de desempenho da PIFA em 47 simulações comparadas aos resultados do software comercial CST Studio.

Características de desempenho	Diferença média (%)	Desvio padrão (%)
Frequência de ressonância	1,70	1,40
Perda de retorno na frequência de ressonância	10,33	5,44
Largura de banda (RL = -6 dB)	16,57	9,42
Largura de banda (RL = -10 dB)	9,50	8,96

Observa-se que dentre as características de desempenho a frequência de ressonância apresenta o valor com maior semelhança, com um erro médio abaixo de 2%, reforçando a confiabilidade do algoritmo proposto neste trabalho. Os valores de perda de retorno e largura de banda apresentaram taxas maiores, em torno de 10-20 %. Estas características de desempenho dependem do modelamento apropriado da malha no domínio da simulação, caso em que o software comercial é mais adequado por utilizar células de dimensões variáveis, que se adaptam ao tamanho das estruturas e geram resultados mais exatos. Relativo a esse tópico, o algoritmo implementado no trabalho utiliza malha de células equidistantes, o que limita a modelagem. Outro fator que pode influenciar na divergência dos resultados é o modelamento do cabo coaxial utilizado no algoritmo de FDTD, que utiliza células retangulares para representar uma estrutura inerentemente cilíndrica. No entanto, a comparação mais adequada para avaliar a exatidão do algoritmo, no que tange a desvios nos resultados, é a realizada com dados oriundos de medições nas antenas.

5 PROTÓTIPO DE UMA PIFA GSM-800 E GSM-1800

Visando a aplicação do algoritmo FDTD no desenvolvimento de um exemplo prático, inicialmente é utilizado como referência o projeto da PIFA com dupla ressonância (faixas do GSM 900, frequências de 880 a 960 MHz e GSM1800, de 1710 a 1880 MHz), operando com $S_{11} < -10$ dB. Uma modificação é feita nas frequências de operação desse projeto para comprovar a eficiência do algoritmo de FDTD, utilizando as faixas de 2,4 e 5,2 GHz, conforme consta na Seção 5.1. A seguir é analisado o modelo da PIFA com fenda em formato de L e plano de terra retangular, assim como é realizado o estudo da variação dos seus parâmetros geométricos utilizando o algoritmo de FDTD usado neste trabalho. A próxima análise refere-se à investigação do modelo de PIFA, em que se substitui o plano de terra retangular por um de formato T, onde novamente a análise paramétrica é realizada com o objetivo de aumentar a largura de banda das ressonâncias nas faixas de 900 e 1800 MHz. Os resultados simulados são comparados às medições realizadas no LACOM da UFRGS.

5.1 ESCOLHA DO PROTÓTIPO

O modelo escolhido para análise da PIFA com operação em duas frequências é o proposto por (HOSOE et al, 2003), que opera nas bandas WLAN de 2,4 e 5,2 GHz e tem sua geometria ilustrada na Figura 28.

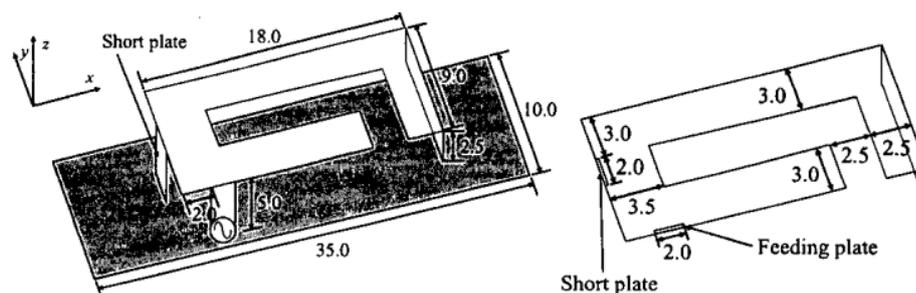


Figura 28 Geometria da PIFA com fenda em formato de L obtido em (HOSOE et al, 2003).

Os gráficos da perda de retorno apresentado em (HOSOE et al, 2003), na Figura 29.a, e o obtido utilizando o algoritmo desenvolvido neste trabalho, na Figura 29.b, apresentam resultados semelhantes, diferindo um pouco nas perdas de retorno referentes à frequência em $2,4\text{ GHz}$. Isto porque (HOSOE et al, 2003) utiliza uma técnica de alimentação diferente, substituindo o cabo coaxial por placa de alimentação com largura de 2 mm , conforme ilustrado na Figura 27.

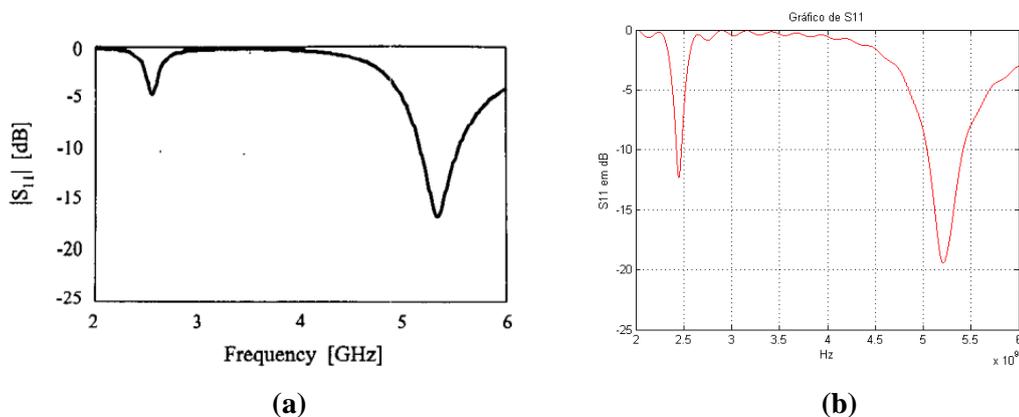


Figura 29 Gráfico da perda de retorno obtido em (a) (HOSOE et al, 2003) e no (b) algoritmo FDTD.

Verificada a concordância satisfatória entre (HOSOE et al, 2003) e o algoritmo para a PIFA com fenda em formato de L, esta é a seguir reformulado para operar em $0,9$ e $1,8\text{ GHz}$. Embora a geometria do elemento irradiador em formato de L em (HOSOE et al, 2003), na Figura 28.b, sugira uma dobradura no elemento irradiador que se estende $2,5\text{ mm}$ em direção ao plano de terra de modo a obter uma maior superfície de elemento irradiador para um mesmo volume ocupado pela antena, neste trabalho foi utilizado o elemento planar somente plano, ausente de dobraduras, por simplificação da análise paramétrica.

O modelo de PIFA com fenda em formato de L obtém a frequência de operação dupla principalmente através da circulação de corrente de excitação em dois caminhos distintos no elemento irradiador, denominados $D1$ e $D2$. Partindo do ponto de alimentação, a primeira

distância de ressonância $D1$ corresponde ao caminho percorrido pela corrente ao longo da parte superior do elemento irradiador, enquanto que $D2$ é dada pela parte inferior, como ilustrado na Figura 30.a e 30.b respectivamente. Como $D1 > D2$, a frequência de operação inferior f_1 é controlada por $D1$, ao passo que $D2$ responde pela frequência de operação superior f_2 .

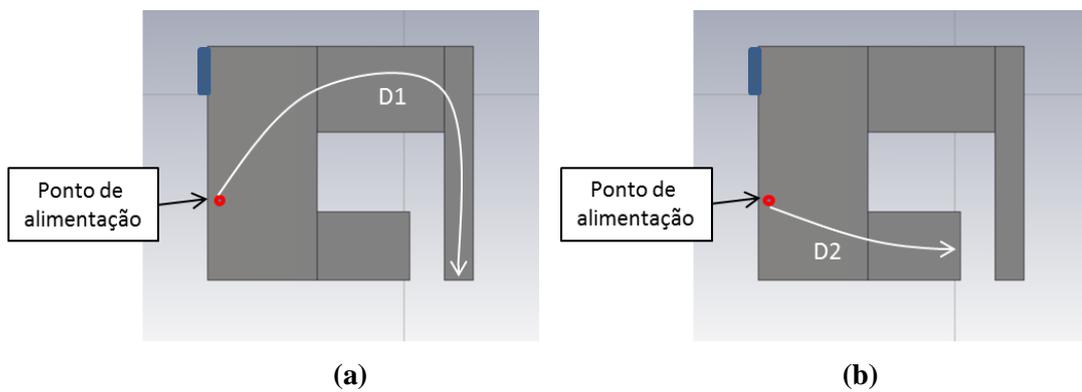


Figura 30 As duas distância de ressonância (a) $D1$ e (b) $D2$ do elemento irradiador da PIFA com fenda em formato de L.

A geometria do modelo da PIFA está ilustrada na Figura 31.a, cuja vista frontal e lateral encontram-se nas Figuras 30.a e 30.b respectivamente. As dimensões correspondem a $L1 = 27 \text{ mm}$, $L2 = 6 \text{ mm}$, $W1 = 40 \text{ mm}$, $W2 = 12 \text{ mm}$, $F1 = 11 \text{ mm}$, $F2 = 22 \text{ mm}$ e $F3 = 14 \text{ mm}$. A placa de curto-circuito tem largura de 1 mm e está posicionada na parte superior esquerda do elemento radiador. O ponto de alimentação está distanciado de 2 mm do lado esquerdo e 20 mm do lado inferior do elemento irradiador. A altura do elemento irradiador é de 9 mm . O canto inferior esquerdo do plano de terra está alinhado com o canto inferior esquerdo do elemento irradiador, como ilustrado na Figura 31.b. As dimensões do plano de terra correspondem a $T1 = 76 \text{ mm}$ e $T2 = 122 \text{ mm}$.

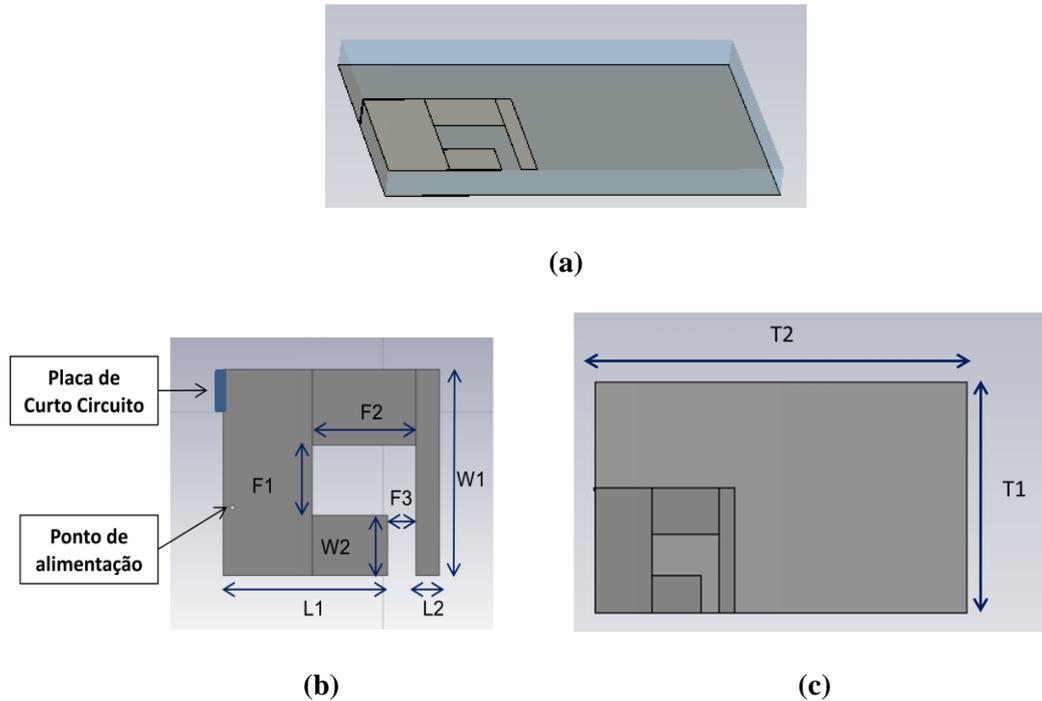


Figura 31 Dimensões da (a) PIFA de elemento irradiador retangular em (b) vista frontal e (c) lateral.

Os resultados da simulação deste modelo constam da Figura 32 e foram obtidos com o algoritmo apresentado neste trabalho: para $S_{11} < -10$ dB, largura de banda de 92 MHz (885 a 985 MHz) e 46 MHz (1775 a 1820 MHz) para as faixas de 900 e 1800 MHz, respectivamente, o que não atende às larguras de banda especificadas para GSM-900 e GSM-1800.

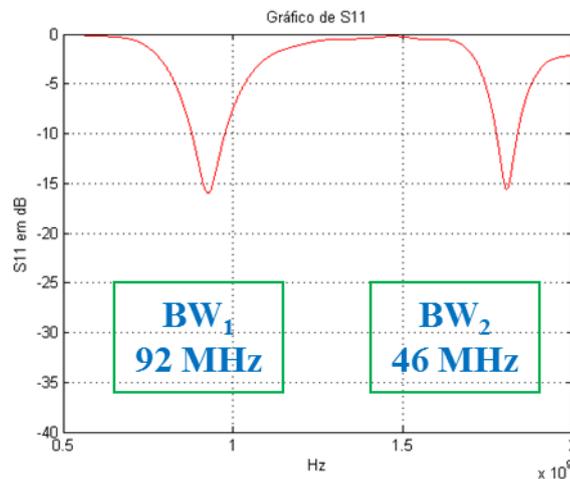


Figura 32 Gráfico de S_{11} com largura de banda de 92 MHz e 46 MHz, o que não atende às especificações de operação nas faixas de GSM-900 e GSM-1800.

5.2 ANÁLISE PARAMÉTRICA DO ELEMENTO IRRADIADOR COM PLANO DE TERRA RETANGULAR

A influência nas características de desempenho da PIFA ilustrada na Figura 31 é investigada. Os gráficos de S_{11} obtidos na simulação do algoritmo FDTD correspondem ao item “a” das Figuras 33 a 35.

O tempo total de cada variação da parametrização é de aproximadamente 15 minutos para o mesmo computador descrito na Seção 4.2.2, dado que o domínio de simulação apresenta $30 \times 96 \times 145 = 417.600$ células, o que equivale a 2.505.600 nós calculados a cada iteração do algoritmo.

5.2.1 Variação de $L1$

O aumento de $L1$ desloca a frequência f_2 da Figura 33.a, enquanto f_1 se mantém praticamente inalterada, indicando que as correntes ao longo do comprimento $D2$ da Figura 30.b influem na ressonância superior de $1,8 \text{ GHz}$. O valor nominal é $L1 = 27 \text{ mm}$.

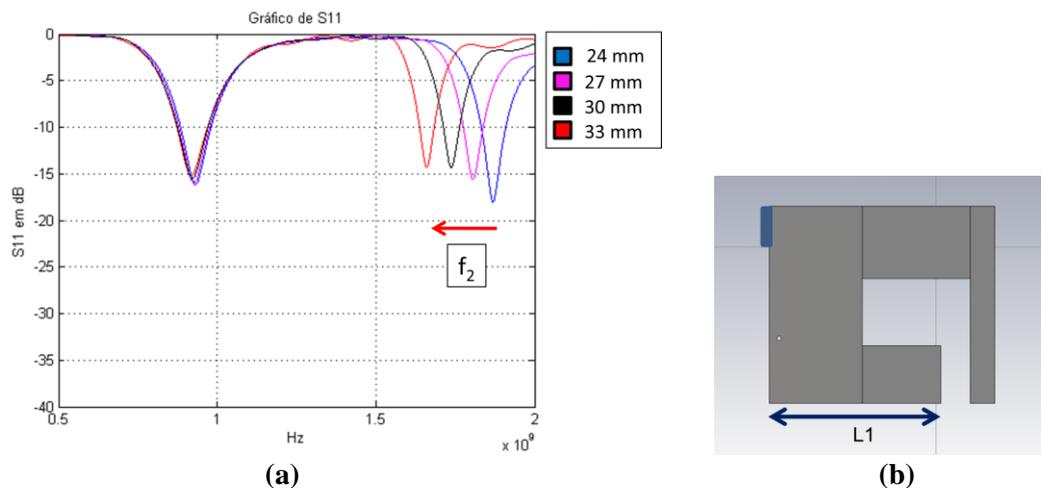


Figura 33 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com taxa de aumento de 3 mm do (b) comprimento do elemento irradiador $L1$ utilizado na variação.

5.2.2 Variação de $L2$

Analisando a Figura 34.a, infere-se que ao variar a largura $L2$ um deslocamento de aproximadamente duas vezes maior em f_1 é obtido em relação a f_2 . Tal comportamento confirma que o comprimento de $D1$ na Figura 30.a controla principalmente o valor de f_1 . O valor nominal é $L2 = 6 \text{ mm}$.

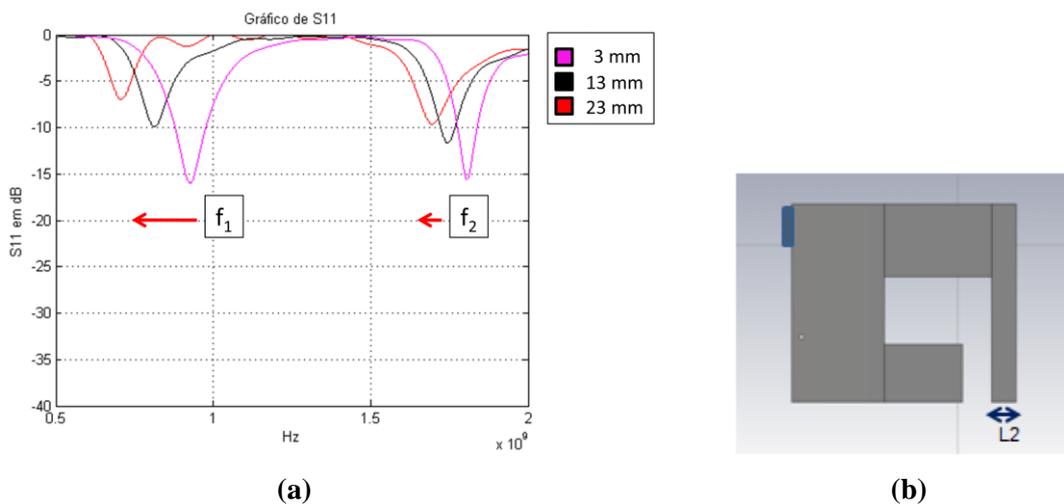


Figura 34 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com a taxa de aumento de 10 mm da (b) largura do elemento irradiador $L2$ utilizado na variação.

5.2.3 Variação do Ponto de Alimentação F

Intervalos de 12 mm foram utilizados para variar a posição do ponto de alimentação. Nota-se na Figura 35.a que o melhor casamento de impedâncias para f_1 e para f_2 ocorre em valores de F distintos, o que impossibilita um casamento ótimo para as duas frequências simultaneamente. O valor nominal é $F = 20 \text{ mm}$.

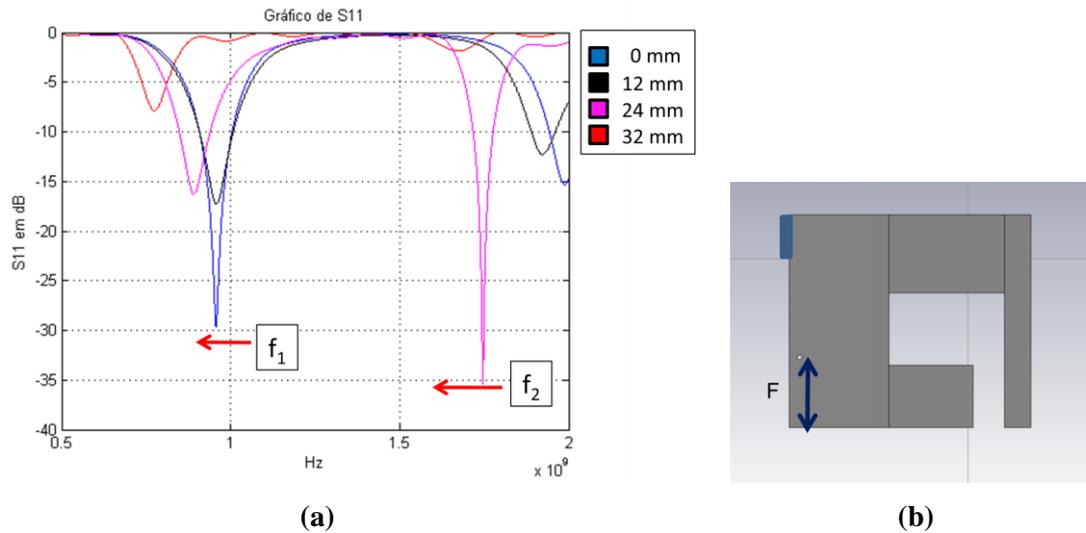


Figura 35 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 12 mm do (b) ponto de alimentação F resultando em casamentos de impedâncias ótimos de f_1 e f_2 em valores diferentes de F .

5.3 Plano de terra em formato T

Embora a análise paramétrica da Seção 5.2 forneça o entendimento necessário para controlar as duas frequências de ressonância, neste estudo não se observou algum parâmetro geométrico no elemento irradiador que aumentasse significativamente a largura de banda, de modo que o resultado ilustrado na Figura 32 pudesse atender à especificação de largura de banda requisitada pelo GSM-900 e GSM-1800. Decidiu-se então investigar técnicas que pudessem ser utilizadas em outros elementos da PIFA visando a aumentar a largura de banda. Escolheu-se o plano de terra em formato de T (WANG et al., 2004), que obteve com elemento irradiador retangular uma largura de banda maior que 16 %. Além disso, esta técnica é facilmente implementada no algoritmo FDTD devido à simplicidade da sua estrutura. A PIFA com o plano de terra proposto está ilustrada na Figura 36.a, cujas dimensões apresentadas na Figura 36.b correspondem a: $T_1 = 76 \text{ mm}$, $T_2 = 76 \text{ mm}$, $T_3 = 36 \text{ mm}$, $W_t = 10 \text{ mm}$ e $L_t = 10 \text{ mm}$. Em relação ao plano de terra, o elemento irradiador está posicionado em $x_a = 68 \text{ mm}$ e $y_a = 18 \text{ mm}$.

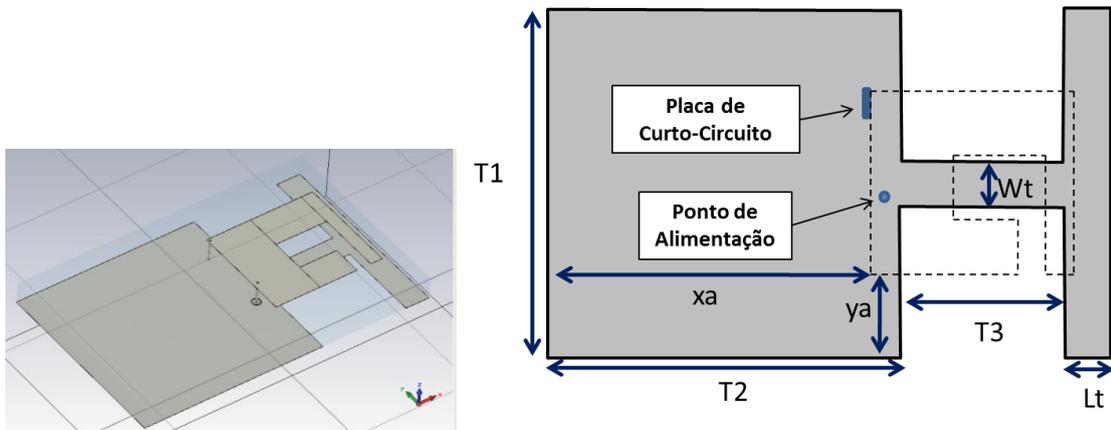


Figura 36 (a) Geometria da PIFA e com fenda em formato de L e plano de terra em formato de T e (b) seus parâmetros geométricos.

Na Figura 37 o gráfico de S_{11} traçado por uma linha contínua representa a simulação da PIFA com plano de terra retangular proposta na Seção 5.1, enquanto que a linha tracejada apresenta a resposta da mesma PIFA com o plano de terra em formato de T. Embora a frequência inferior de ressonância não apresente considerável aumento na largura de banda, observa-se que para o caso da frequência superior obtém-se um aumento significativo de largura de banda de aproximadamente 2 % sem realizar nenhuma otimização dos parâmetros geométricos do novo plano de terra. Outra consequência de interesse na Figura 37 consiste no deslocamento da primeira frequência de ressonância.

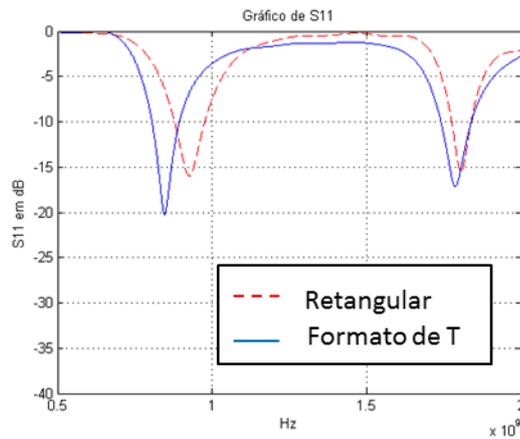


Figura 37 Simulação da perda de retorno da PIFA com fenda em formato de L com plano de terra retangular e em formato de T.

5.3.1 Análise Paramétrica do Plano de terra

Como o plano de terra proposto na Figura 36 apresenta dimensões de mesma ordem de valor do elemento irradiador, este não pode ser mais considerado infinito e é considerado como parte da antena, de modo que o estudo dos seus parâmetros geométricos se faz necessário. Esta análise concentra-se principalmente na característica de largura de banda, pois o deslocamento das frequências de ressonância pode ser corrigida com variações geométricas no plano irradiador (Seção 5.2.1 e 5.2.2 respectivamente) enquanto que a perda de retorno obtida pode ser diminuída com o posicionamento adequado do ponto de alimentação (Seção 5.2.3).

5.3.1.1 Variação de TI

O resultado da Figura 38.a infere que através da variação do comprimento TI pode-se obter valor adequado para a largura de banda nas duas faixas de frequência. À medida que TI é reduzido, a largura de banda inferior aumenta enquanto que a superior diminui.

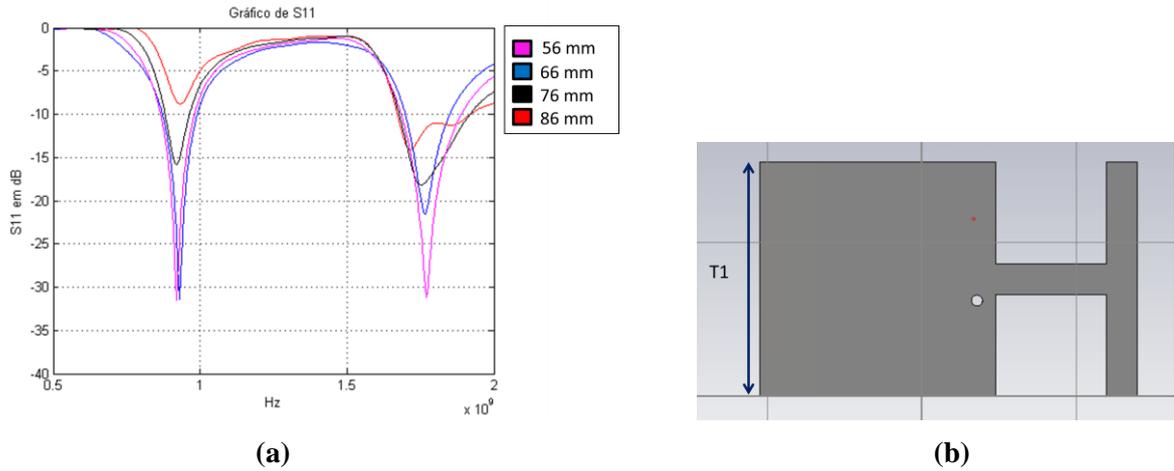


Figura 38 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 10 mm do (b) comprimento T_1 . Aumento da largura de banda superior e redução para a inferior ao diminuir T_1 .

5.3.1.2 Variação de T_2

Semelhante comportamento é observado para o parâmetro T_2 na Figura 39.a em comparação ao comprimento T_1 analisado na Seção 5.3.1.1. A redução de T_2 aumenta a largura de banda inferior enquanto diminui para a superior.

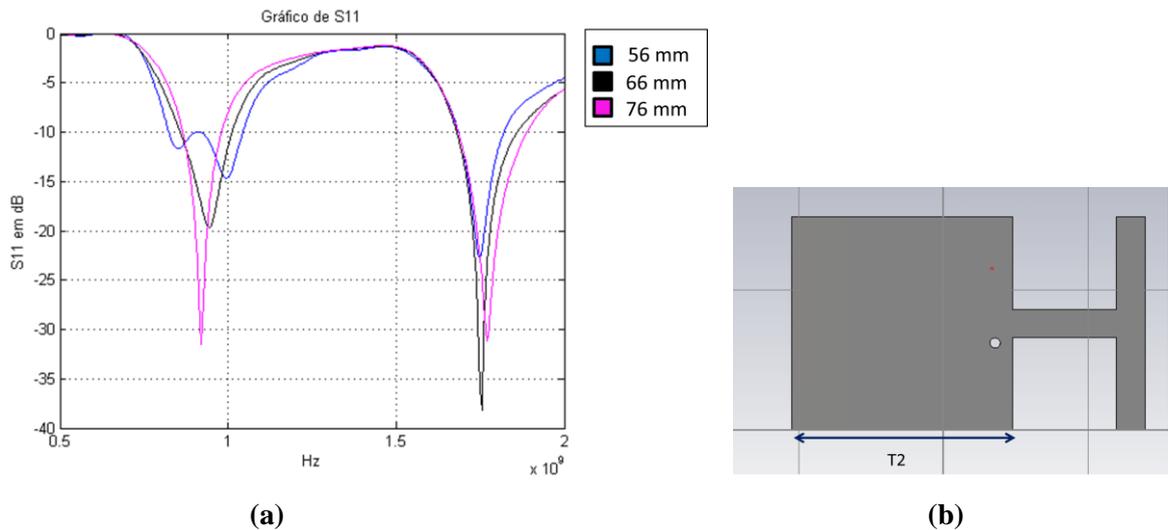
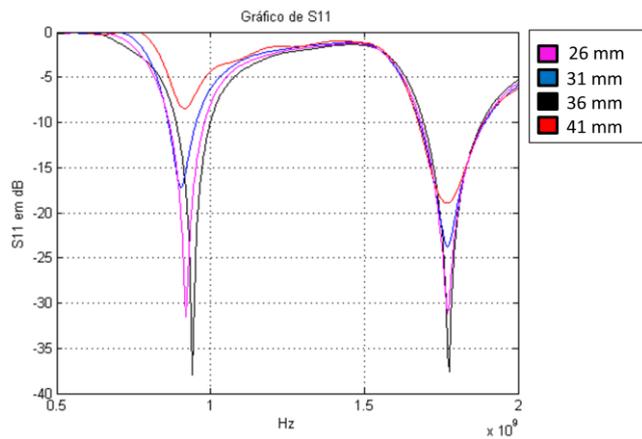


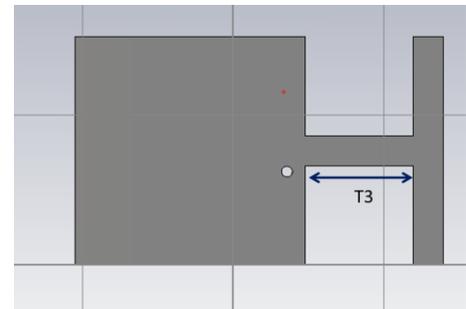
Figura 39 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 10 mm do (b) comprimento T_2 . Aumento da largura de banda inferior e redução para a superior ao diminuir T_2 .

5.3.1.3 Variação de $T3$

Observa-se na Figura 40.a um aumento na largura de banda inferior ao aumentar $T3$, até o limite de 36 mm , a partir do qual aumento significativo na largura de banda não é mais observado. Na banda superior, a largura de banda se mantém constante.



(a)



(b)

Figura 40 Gráfico da perda de retorno obtidas no (a) algoritmo FDTD com variação de 5 mm do (b) comprimento $T3$ resultando em aumento da largura de banda inferior.

5.3.1.4 Variação de Wt

A largura de banda obtida nas duas frequências de ressonância é reduzida à medida que se aumenta Wt . Tal efeito é visualizado mais claramente na banda superior na Figura 41.a.

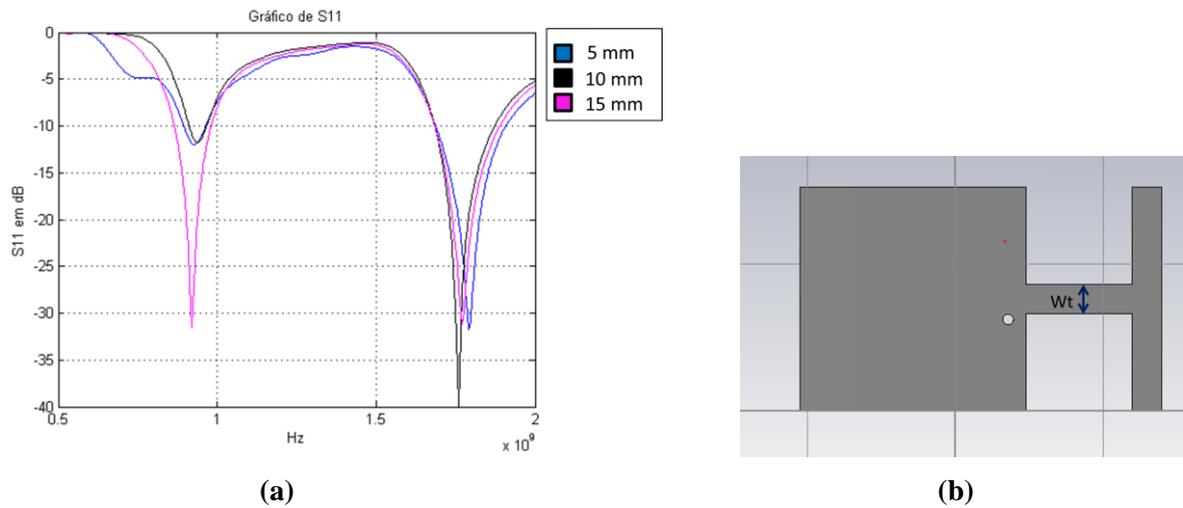


Figura 41 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de 5 mm da (b) largura Wt resultando em aumento na largura das duas bandas.

5.3.1.1 Variação de Lt

Analisando a Figura 42.a conclui-se que Lt deve apresentar um comprimento de pelo menos 10 mm para uma largura de banda ótima. Valores acima deste patamar não apresentam alterações significativas no desempenho da antena.

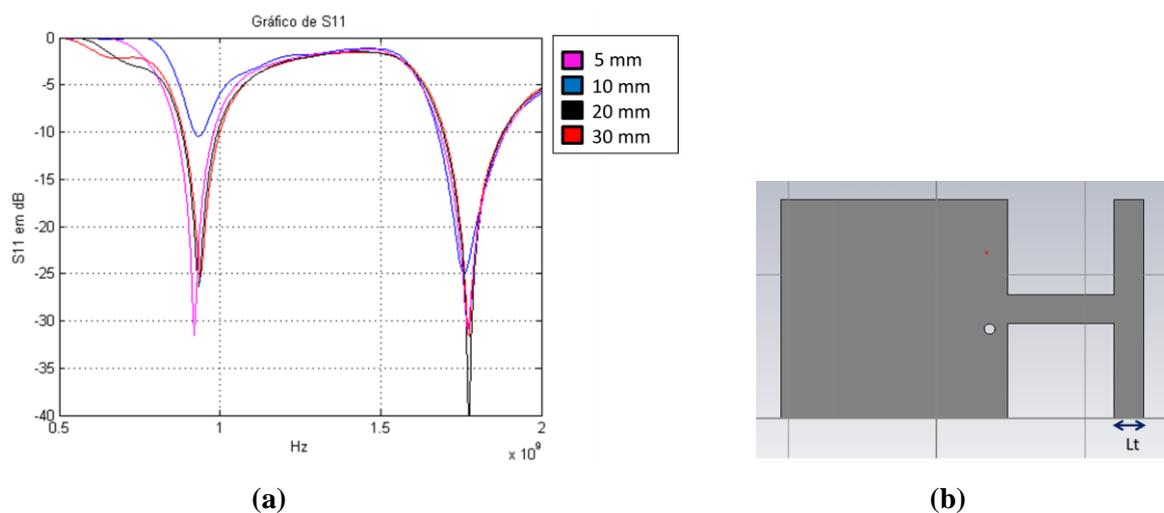


Figura 42 Gráfico da perda de retorno obtido no (a) algoritmo FDTD com variação de (b) Lt resultando em uma de largura de banda inferior máxima em $Lt = 10\text{ mm}$.

5.4 PROTÓTIPO

O dimensionamento do protótipo que atende aos requisitos necessários para a PIFA em operação nas bandas de GSM-900 e GSM-1800 é definido com base nos estudos dos parâmetros geométricos do elemento irradiador e do plano de terra nas Seções 5.2 e 5.3.1 respectivamente. As frequências de ressonância em 900 e 1800 MHz são obtidas através da escolha adequada dos comprimentos $L1$ e $L2$ do elemento irradiador, enquanto as dimensões do plano de terra $T1$ e $T2$ foram definidas de modo a fornecer a largura de banda requisitada nestas faixas. O posicionamento apropriado do ponto de alimentação F permite um bom casamento de impedância em ambas as frequências de ressonância.

As dimensões do elemento irradiador do protótipo são $L1 = 34 \text{ mm}$, $L2 = 4 \text{ mm}$, $W1 = 41 \text{ mm}$, $W2 = 12 \text{ mm}$, $F1 = 14 \text{ mm}$, $F2 = 22 \text{ mm}$ e $F3 = 7 \text{ mm}$. A altura do elemento irradiador é de 9 mm . A placa de curto-circuito tem largura de 1 mm e está posicionada na parte superior esquerda do elemento radiador. O ponto de alimentação está distanciado a 2 mm do lado esquerdo e 12 mm do lado inferior do elemento. Para o plano de terra utilizou-se as dimensões de: $T1 = 76 \text{ mm}$, $T2 = 76 \text{ mm}$, $T3 = 36 \text{ mm}$, $Wt = 10 \text{ mm}$ e $Lt = 10 \text{ mm}$. Em relação ao plano de terra, o elemento irradiador está posicionado em $x_a = 68 \text{ mm}$ e $y_a = 18 \text{ mm}$.

5.4.1 Simulação

O resultado da simulação do protótipo no algoritmo FDTD, ilustrado na Figura 43, indica que as faixas de frequência obtidas de 865–981 MHz e 1685-1889 MHz atendem à operação nas bandas de GSM-900 e GSM-1800. Obteve-se um bom casamento de impedância nas duas ressonâncias, ambas com uma perda de retorno menor do que -30 dB.

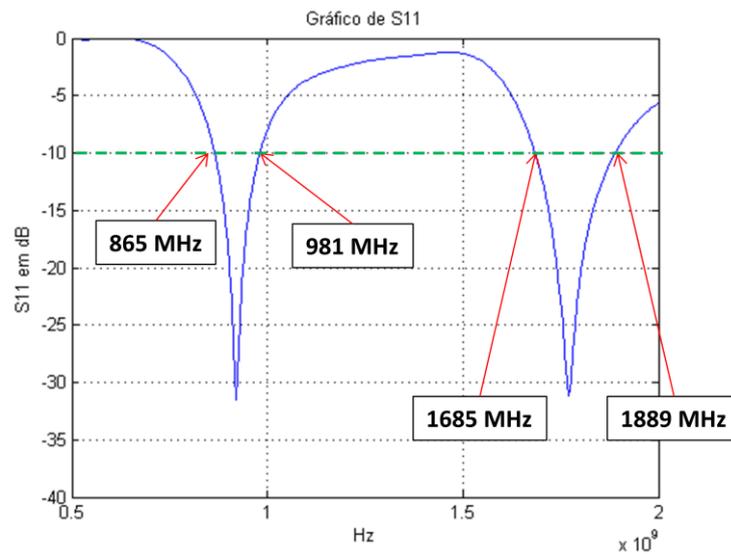


Figura 43 Simulação da perda de retorno do protótipo da PIFA com fenda em formato de L e plano de terra em formato de T.

5.4.2 Fabricação

Para a fabricação do plano de terra e o elemento irradiador do protótipo ilustrado na Figura 44 foi utilizada uma placa de cobre de espessura de 1 mm . Um conector SMA (SubMiniature version A) inserido no plano de terra recebe a alimentação via cabo coaxial. Um pino de diâmetro de $0,9\text{ mm}$ substituiu a placa de curto-circuito de 1 mm utilizada nas simulações, cujas extremidades foram soldadas ao plano de terra e elemento irradiador respectivamente.

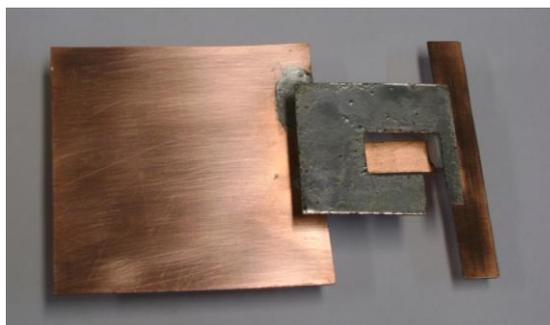


Figura 44 Protótipo da PIFA.

5.4.3 Medidas de Laboratório

As medidas realizadas em laboratório consistem na perda de retorno e do diagrama de irradiação. A perda de retorno medida é comparada com o resultado simulado previsto pelo algoritmo.

5.4.3.1 Perda de Retorno

Para obter a medição da perda de retorno do protótipo, o analisador de espectro Rohde&Schwarz FSH4 foi utilizado, como ilustra a Figura 45. Durante a medida deve-se evitar a proximidade com objetos metálicos e equipamentos possam gerar interferência eletromagnética. Outro cuidado que deve ser tomado é verificar se o cabo utilizado para conectar a antena ao analisador de espectro apresenta baixas perdas na frequência de operação.

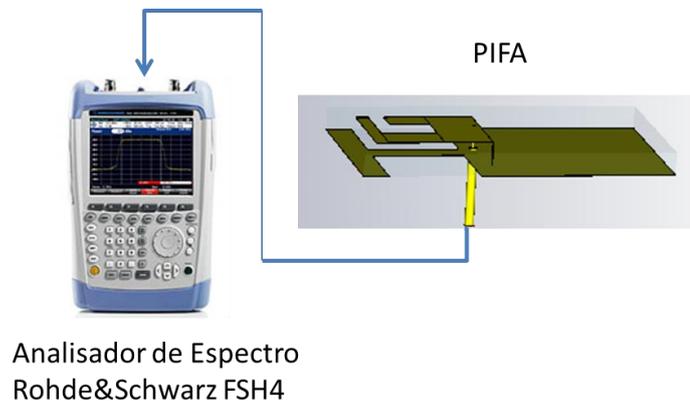


Figura 45 Configuração de bancada para a medição da perda de retorno do protótipo da PIFA.

A Figura 46.a ilustra o resultado da medição, onde a faixa de frequências entre as linhas rotuladas de M1 e M2 correspondem à banda GSM-900, enquanto que M3 e M4 indicam a banda GSM-1800. Observa-se que ambos intervalos são atendidos na operação da

antena para a $S_{11} < -10$ dB. As faixas de operação correspondentes são 866-1026,66 MHz e 1679,52-1951,42 MHz. A Figura 46.b ilustra a comparação com o resultado simulado, cujos valores numéricos estão dispostos na Tabela 2. Observa uma exatidão de aproximadamente 2 % entre as frequências de ressonância superior e inferior. O protótipo apresentou largura de banda maior que a prevista pela simulação e um casamento de impedância superior para frequência de operação superior de -42,45 dB. Em contrapartida, para a frequência de operação inferior, a perda de retorno ficou um pouco abaixo do esperado, porém ainda no patamar satisfatório de -25,19 dB. Ressalta-se estas discrepâncias são oriundas das imperfeições do protótipo devido à sua fabricação manual e os materiais com perdas utilizados, a citar o elemento irradiador de cobre modelado como PEC na simulação.

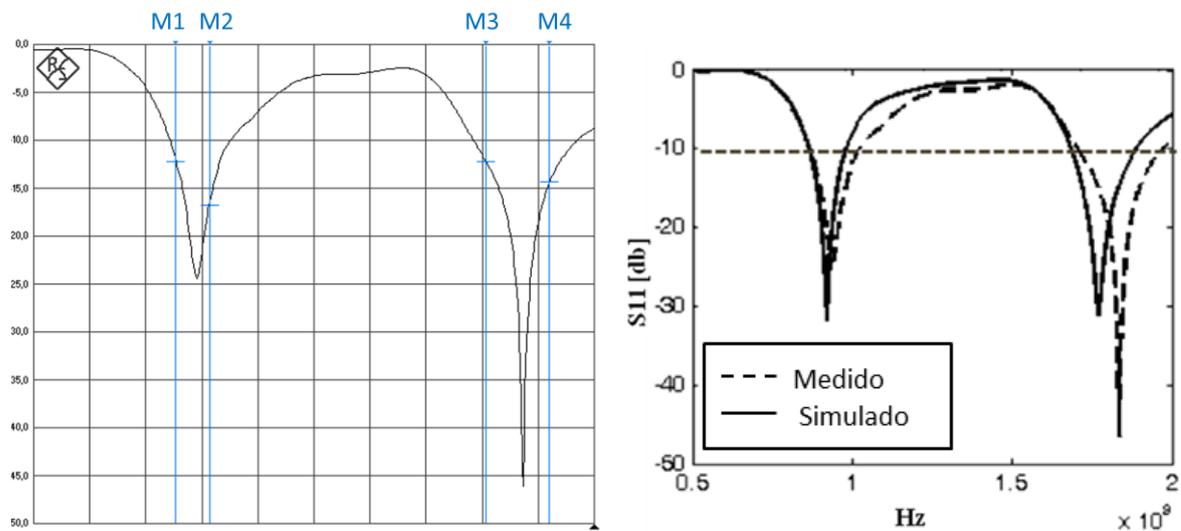


Figura 46 Gráfico da perda de retorno (a) medida no analisador de espectro e (b) comparada com o resultado simulado.

Tabela 2 Comparação entre os valores simulados e medidos do protótipo para as características de frequência de ressonância, perda de retorno e largura de banda.

Características de desempenho	Simulado		Medido	
	f1	f2	f1	f2
Frequência de ressonância (MHz)	919,12	1770	935,71	1807,14
Perda de retorno (dB)	-31,4	-31	-25,19	-42,45
Largura de banda (%)	12,62	11,53	17,17	15,05

5.4.3.2 Diagrama de Irradiação

A configuração espacial do diagrama de irradiação é dada pelas coordenadas esféricas indicadas na Figura 47, onde o ponto de origem coincide com o centro do elemento irradiador (plano x - z paralelo ao elemento irradiador).

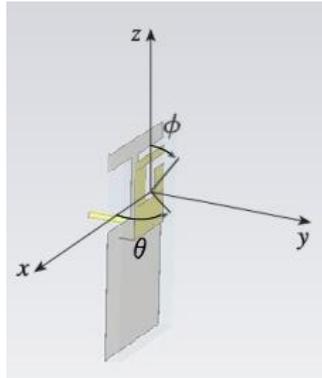


Figura 47 Configuração das coordenadas esféricas para obtenção do diagrama de irradiação.

A Figura 48 descreve a configuração dos equipamentos utilizados na mediação do diagrama de irradiação. A PIFA é escolhida como a antena receptora e está conectada ao analisador de espectro Rohde&Schwarz FSH4, que mede a potência recebida em dBm . Para a transmissão em 900 MHz foi escolhido um monopolo, enquanto que para 1800 MHz utilizou-se uma antena Yagi. O sinal de transmissão é gerado pelo gerador de sinais Rohde&Schwarz SM300.

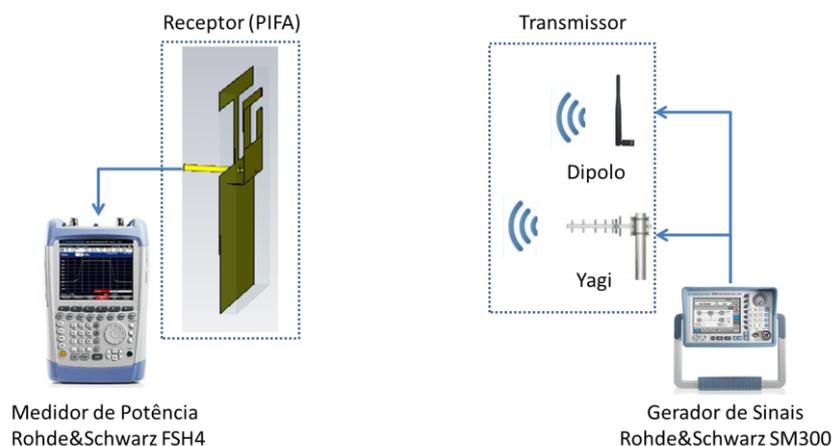


Figura 48 Configuração de bancada para a medição diagrama de irradiação.

Cada medição foi feita com um passo de giro de 10° . A distância r entre as antenas receptora e transmissora foi definida utilizando o critério para campo distante de $r \geq 10\lambda$.

Assim para a 900 MHz e 1800 MHz tem-se respectivamente

$$r_{900\text{ MHz}} \geq 10\lambda = 10 \frac{c}{f} = 10 \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = 3,33\text{ m} \quad (102)$$

$$r_{1800\text{ MHz}} \geq 10\lambda = 10 \frac{c}{f} = 10 \frac{3 \cdot 10^8}{1800 \cdot 10^6} = 1,67\text{ m} \quad (103)$$

Na construção dos gráficos polares dos diagramas de irradiação apresentados neste trabalho, considerou-se o ângulo de 0° , para as duas coordenadas angulares θ e φ , como sendo o eixo z .

5.4.3.2.1 Plano de Elevação

Na Figura 49 está ilustrado o posicionamento das antenas para o levantamento do diagrama de irradiação do plano de elevação que corresponde ao gráfico polar do plano (y, z) da PIFA em função de θ .

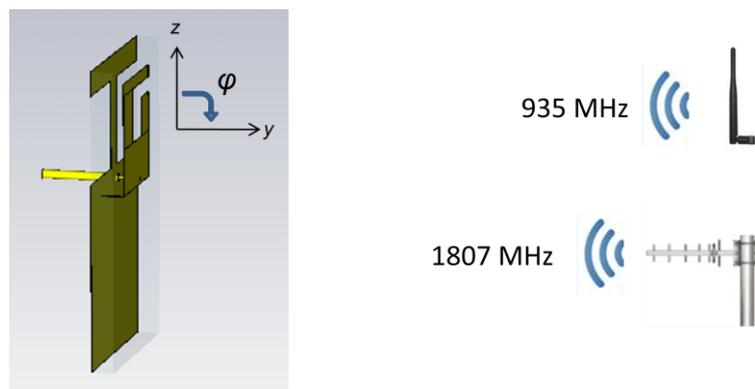


Figura 49 Configuração da medição do diagrama de irradiação do plano de elevação.

As Figuras 50.a e 50.b representam a irradiação medida no plano de elevação para as frequências de ressonância de 935 MHz e 1807 MHz . Observa-se que em certos ângulos do

diagrama polar ocorre uma redução brusca da irradiação, como observado em $\varphi = 60^\circ$ e 240° na Figura 50.a e em $\varphi = 120^\circ$ na Figura 50.b. Como visto na Seção 2.2, o efeito de franja que ocorre nas extremidades do elemento irradiador é o principal responsável pela irradiação da antena de microfita, de modo que a sua geometria influencia diretamente no diagrama de irradiação. Assim, infere-se que a irradiação não omnidirecional da Figura 50 é decorrente da assimetria do elemento irradiador com fenda em L. Este efeito é mais acentuado para a frequência de 1807 MHz porque o trajeto percorrido pela corrente de excitação ao longo do comprimento de ressonância $D2$ (Figura 30.b) que influi nesta frequência (Seção 5.2.1) está posicionada sobre uma das fenda do plano de terra em praticamente toda a sua extensão, como pode ser visto na Figura 35. Dessa forma as franjas, que se formam entre as bordas do elemento irradiador e plano de terra, apresentam comprimentos variáveis devido à presença da fenda, o que conseqüentemente gera uma radiação irregular.

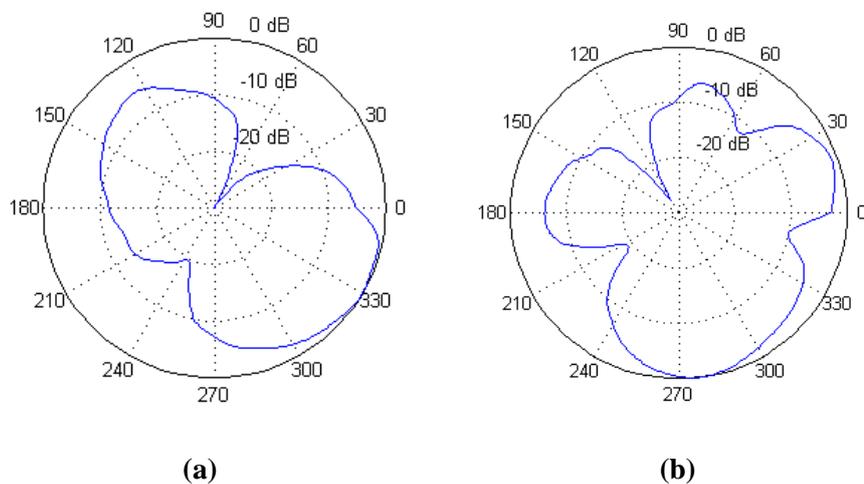


Figura 50 Diagrama de irradiação do plano de elevação para (a) 935 MHz e (b) 1807 MHz.

5.4.3.2.2 Plano de Azimute

Na Figura 51 está ilustrado o posicionamento das antenas para o levantamento do diagrama de irradiação do plano de azimute que corresponde ao plano (x, y) da PIFA.

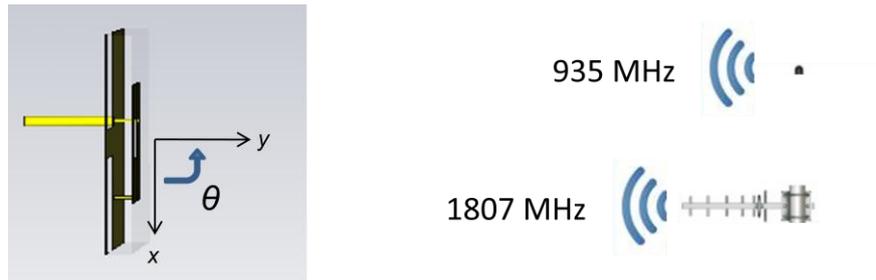


Figura 51 Configuração da medição do diagrama de irradiação do plano de azimute.

Nas Figuras 52.a e 52.b estão apresentadas a irradiação medida no plano de elevação para as frequências de ressonância de 935 MHz e 1807 MHz . Para $\theta = 150^\circ$ na Figura 52.a e para $\theta = 120^\circ$ na Figura 52.b. nota-se uma redução significativa na radiação da antena devido à geometria do seu elemento irradiador, como discutido na Seção 5.4.3.1.

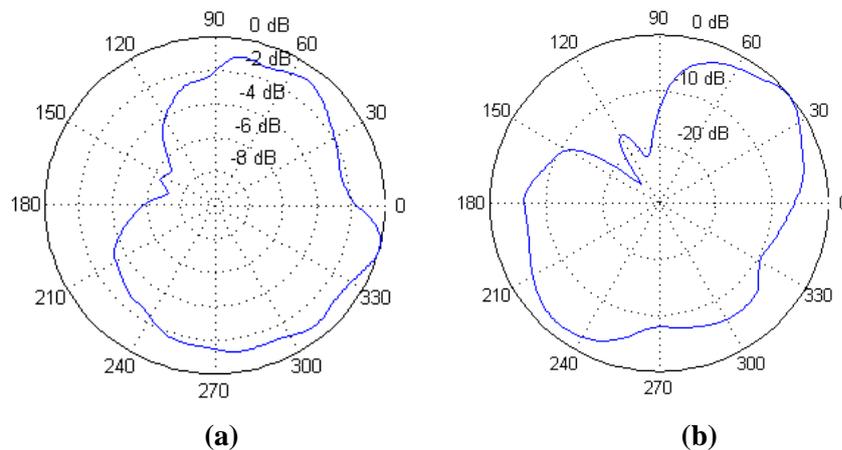


Figura 52 Diagrama de irradiação do plano de azimute para (a) 935 MHz e (b) 1807 MHz .

5.4.3.2.3 Polarização cruzada

Visando a verificar a operação em polarização dual, posicionou-se a PIFA deslocada de 90° em relação à antena transmissora. A configuração das medidas para a obtenção do diagrama de irradiação do plano de elevação e de azimute está ilustrada nas Figuras 53 e 54 respectivamente.

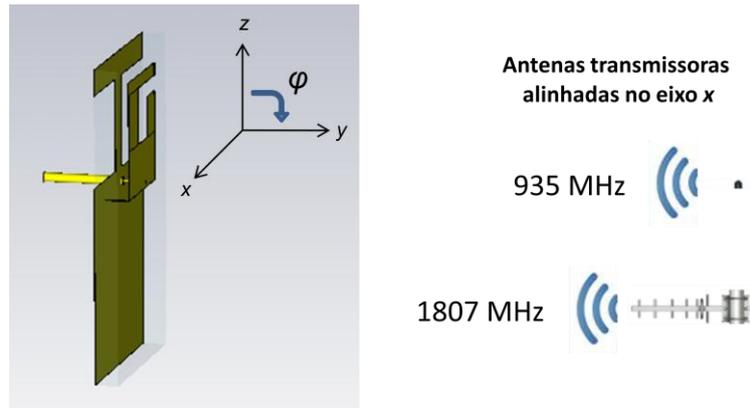


Figura 53 Configuração da medição do diagrama de irradiação de polarização cruzada do plano de elevação, onde as antenas transmissoras estão alinhadas a 90° em relação a PIFA.

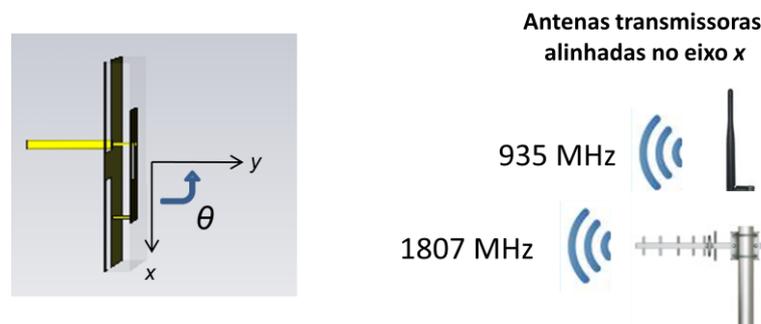


Figura 54 Configuração da medição do diagrama de irradiação de polarização cruzada do plano de azimute, onde as antenas transmissoras estão alinhadas a 90° em relação a PIFA.

O diagrama de irradiação de polarização cruzada, ilustrado na Figura 55, indica um padrão de radiação semelhante ao obtido para os casos de polarização direta, representados pela linha tracejada, obtidos nas medições das Seções 5.4.3.2.1 e 5.4.3.2.2. Para o plano de elevação, a redução na radiação é observada em $\varphi = 60^\circ$ e 270° na Figura 55.a e em $\varphi = 60^\circ$, 120° e 210° . Estes afundamentos são semelhantes aos observados na Figura 50. A mesma conclusão é inferida ao analisar o diagrama para o plano de azimute, onde se verifica que há redução na radiação próximo à $\theta = 120^\circ$ tanto para a polarização cruzada (Figura 55.c e 55.d) quanto para a medida com a mesma polarização (Figura 52).

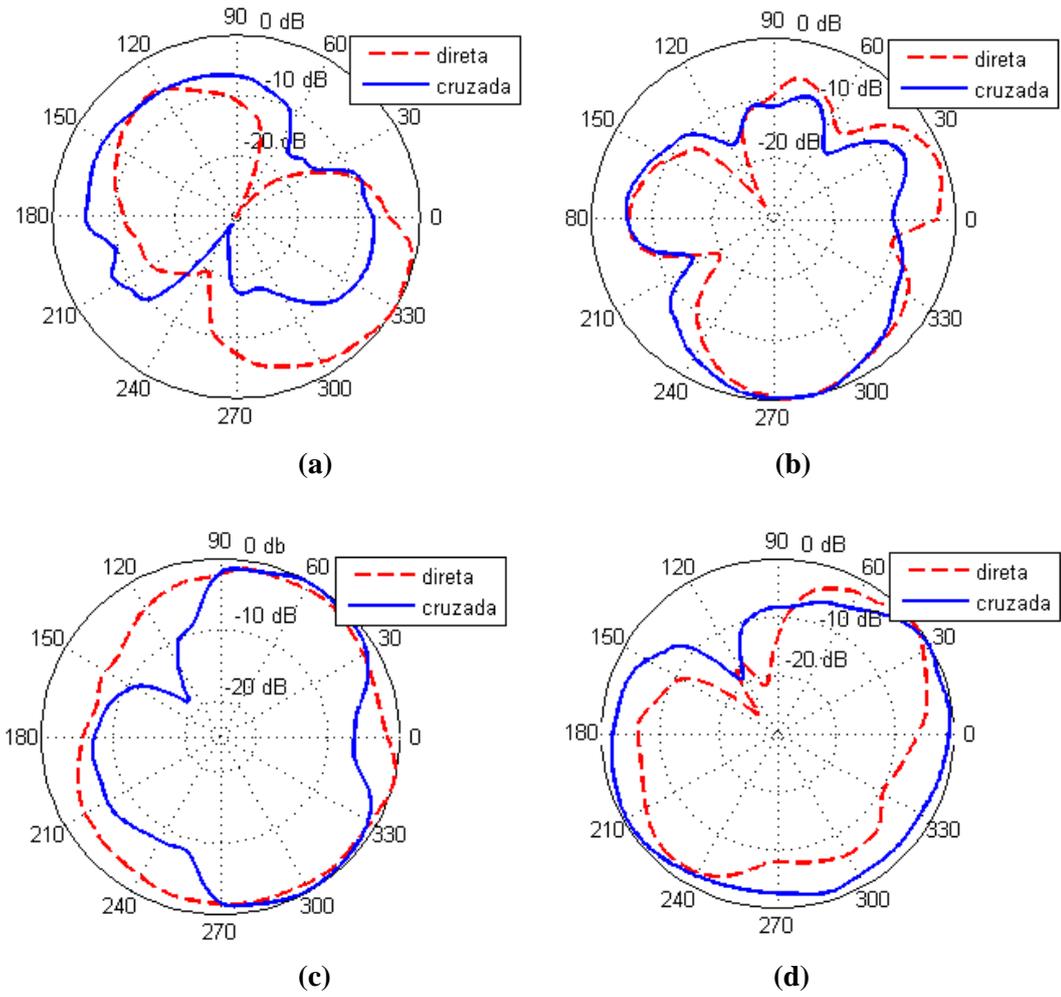


Figura 55 Diagrama de irradiação da polarização cruzada do plano de elevação para (a) 935 MHz e (b) 1807 MHz e do plano de azimute para (c) 935 MHz e (d) 1807 MHz.

6 CONCLUSÃO

O desenvolvimento de antenas de microfita é um tópico de expressiva relevância na atualidade. Desde o seu surgimento, diversas técnicas foram aplicadas em busca do aperfeiçoamento das suas características de operação, o que deu origem a novas configurações e geometrias mais complexas. Uma das variantes que alcançou grande popularidade nas últimas décadas é a PIFA, devido principalmente às suas dimensões reduzidas, sendo aplicada principalmente em dispositivos com antenas internas. Com o avanço da computação, surgiram ferramentas poderosas que vieram auxiliar o projeto destas estruturas radiantes, possibilitando a análise das suas características de operação através de métodos numéricos, dentre os quais o FDTD recebeu grande aceitação em diversas aplicações devido à sua simplicidade de implementação, aliada à robustez e exatidão. Tendo em vista este cenário, este trabalho buscou unir estas tendências ao implementar o algoritmo baseado no método FDTD para analisar as características de desempenho da PIFA, quanto à sua frequência de ressonância, largura de banda e perda de retorno.

Na primeira parte do trabalho, a análise da parametrização da geometria da PIFA de elemento irradiador e plano de terra retangulares é investigada. A partir dos resultados obtidos pelo algoritmo, identificou-se que a frequência de ressonância é determinada principalmente pelo comprimento do elemento irradiador ao utilizar uma parede de curto circuito. Porém, no caso em que se utiliza uma placa de curto-circuito, à medida que a largura desta placa é reduzida a largura do elemento irradiador começa a influenciar na frequência de ressonância. Outra maneira de se controlar a frequência de ressonância consiste em manter as dimensões do elemento irradiador fixas e variar a largura da placa de curto-circuito. Em relação à largura de banda, esta pode ser alterada ao variar a altura do elemento irradiador. Já a perda de retorno na frequência de ressonância pode ser diminuída ao posicionar adequadamente o ponto de alimentação, provendo assim um melhor casamento de impedância entre a fonte de

excitação e a antena. A diferença entre os resultados do algoritmo e um software comercial é avaliada. Obtém-se uma diferença média em torno de 2% para a frequência de ressonância, enquanto que os valores de largura de banda e perda de retorno apresentam diferenças de 10 a 20 %, o que são valores aceitáveis dado que estas características são difíceis de prever na prática, inclusive em simuladores comerciais.

Na segunda parte deste trabalho, o algoritmo é aplicado no desenvolvimento de projeto prático de uma PIFA com operação nas bandas de GSM-900 (880-960 MHz) e GSM-1800 (1710-1880 MHz). O modelo de elemento irradiador em formato de L é escolhido para a operação em frequência dupla. Os resultados obtidos pelo algoritmo indicam que a frequência de ressonância inferior f_1 é controlada principalmente pelo maior comprimento de ressonância D1 do elemento irradiador, enquanto que a frequência superior f_2 , pelo menor comprimento, dado por D2. Já a perda de retorno na frequência de ressonância depende do posicionamento do ponto de alimentação. No entanto não se obteve uma posição em que ambas ressonâncias apresentassem bom casamento de impedância. Além do mais, as larguras de banda resultantes em f_1 e f_2 não são suficientes para atender às bandas de GSM desejadas. Para atender estas especificações, utilizou-se o plano de terra em formato de T, que além de aumentar a largura de banda para o patamar necessário, propiciou um bom casamento de impedância em ambas frequências de ressonância, para as quais obteve-se uma perda de retorno menor do que -30 dB. Esta nova geometria do plano de terra consiste em uma parte retangular anexada a outra de formato em T. Através da variação do comprimento e da largura da parte retangular pode-se aumentar da largura de banda em f_1 às custas da redução em f_2 e vice-versa, possibilitando ao projetista adequar o valor da largura de banda nestas duas frequências de ressonância. Este estudo paramétrico propiciou a escolha apropriada das dimensões do protótipo que atendesse às bandas GSM-900 e GSM-1800, cujo resultado da simulação prevista pelo algoritmo apresenta concordância com as medidas de laboratório do protótipo.

Como possibilidade de expansão do algoritmo FDTD desenvolvido neste trabalho, a análise das demais características de desempenho da PIFA é sugerida, como por exemplo, o diagrama de irradiação e a eficiência da antena, que correspondem a importantes requisitos que devem ser atendidos no desenvolvimento de projetos de antenas em geral. Embora estas características de desempenho não estejam implementadas no algoritmo proposto, a medição do diagrama de irradiação foi realizada em laboratório. Observou-se que o protótipo apresentou um padrão irregular em decorrência da geometria assimétrica do elemento irradiador. Este efeito mostrou-se mais acentuado na frequência de *1800 MHz*, pois o comprimento D2, responsável pela radiação nesta frequência, está posicionada sobre a fenda do plano de terra em praticamente toda a sua extensão, apresentando franjas de comprimentos distintos na extremidade do elemento irradiador, o que resulta em um padrão de irradiação irregular. Já a eficiência do protótipo foi obtida em simulações de software comercial, prevendo um valor médio de 97 % ao longo da faixa de frequências das bandas de GSM-900 e GSM-1800.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BALANIS, C. **Antenna theory: analysis design**. New York: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 047166782X.

BÉRENGER, J., P. A perfectly matched layer for absorption of electromagnetic waves. **Journal of Computational Physics**, [s.l.], v.114, n.2, p.185-200, Mar.1994.

BOOTON, R. C. **Computational methods for electromagnetics and microwaves**. New York: John Wiley & Sons, 1992. ISBN 9780471528043.

BRAK, M. E.; ESSAAIDI M. Rigorous modeling of arbitrary conformal microstrip filters and spiral inductors using the FDTD method. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 39, n. 3, p. 216–221, Nov. 2003.

BULLA G. et al. Comparison of electromagnetic absorption characteristics in the head of adult and children for 1800 MHz and 850 MHz mobile phones. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS E OPTOELETRÔNICA, 12. Belo Horizonte, 2006. **Anais...** Belo Horizonte: Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica, 2006.

CAI, P.; et al. A microwave rectifying circuit using finite difference time domain algorithm, **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 53, n. 9, p. 2022–2025, Sept. 2011.

CAPELLETTI, G.; CARATELLI, D.; CICHETTI, R. A locally conformal FDTD analysis of a thin printed antenna for wideband wireless applications. **International Journal of Numerical Modelling: electronic networks, devices and fields**, Hoboken, v. 24, n. 3, p. 257–270, May/June 2011.

CHEN, J.; et al. Using linear and nonlinear predictors to improve the computational efficiency of the FDTD algorithm. **IEEE Transaction Microwave Theory Technologies**, Waterloo, v. 42, p. 1992-1997, Oct. 1994.

CHEN, J.; WANG J. A novel WCS-FDTD method with weakly conditional stability. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, Waterloo, v. 49, p. 419–426, 2007.

CST Studio: Disponível em: <<http://www.cst.com/>>. Acesso em 12 Jul. 2011.

ELSHARBENI, A.; DEMIR, V. **The finite-difference time-domain method for electromagnetic with Matlab Simulations**. North Caroline: Scitech, 2008. ISBN 9781891121715.

FEICK, R.; et al. PIFA input bandwidth enhancement by changing feed plate silhouette. **Electronicsletters**, Hannover, v. 40, p. 921-922, July 2004.

FUJIMOTO, K.; et al. **Small antennas**. New York: John Wiley & Sons, 1987. ISBN 0471914134.

GARG, R.; BHARTIA P. **Microstrip antennas design handbook**. London: Artech House, 2001. ISBN 0890065136.

GHIAMY, M.; SADEGHZADEH, R.A.; MOGHADDASI, M.N.; A comprehensive performance study of ABC's and PML's of FDTD method in planar micro-strip structures, In: ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE, 2007, Bangkok. **Proceedings...** [s.l.]: IEEE, 2007. ISBN 1424407494.

GRANDE, A.; et al. Stability and accuracy analysis of an extension of the FDTD method to incorporate magnetized ferrites. **International Journal of Numerical Modelling: electronic networks, devices and fields**, Hoboken, v. 22, n. 2, p. 109–127, March/April 2009.

HEDLIN, C. G.; HEDLIN, M. A. H.; WALKER K. Finite difference synthesis of infrasound propagation through a windy, viscous atmosphere: application to a bolide explosion detected by seismic networks. **Geophysical Journal International**, London, v. 185, n. 1, p. 305–320, April 2011.

HIGDON, R. L. Absorbing boundary conditions for difference approximations to the multi-dimensional wave equations. **Mathematics of Computation**, Ann Arbor, v. 47, p. 437-459, 1986.

HIRASAWA K.; HANEISHI M. **Analysis, design and measurements of small and low-profile antennas**. Boston: Artech House, 1992. ISBN 9780890064863.

HOSOE, T.; ITO, K. Dual-band planar inverted F antenna for laptop computers. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, v.3, p.87-90, June 2003. **Proceedings...** [s.l.]: IEEE, 2003. ISBN 0780378466.

KHOSHNIAT, A.; MOPIDEVI, H.S.; CETINER, B.A. Broadband capacitively fed tapered type PIFA with modified ground plane. **Electronicsletters**, Hannover, vol. 46, n.7, p. 474-476, April 2010.

LIU, S.; MO, J.; YUAN, N. Piecewise linear current density recursive convolution FDTD implementation for anisotropic magnetized plasmas implementation for anisotropic magnetized plasmas. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Taiwan, v. 14, p. 222-224, May, 2004.

LUEBBERS, R. J.; Langdom, H. S. A simple feed model that reduces time steps needed for FDTD antenna and microstrip calculations. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Waterloo, v.44, n.4, p.1000-1005, April 1996.

MALONEY, J. G.; SMITH, G. S.; SCOTT, W. R. Accurate computation of the radiation from simple antennas using the finite-difference time-domain method. **IEEE Transaction Microwave Theory Technologies**, Cleveland, v. 38, p. 849-857, July 1990.

- MUR, G. Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time domain electromagnetic field equations. **IEEE Transaction Electromagnetic Compatibility**, Hannover, v. 23, p. 377-382, 1981.
- OLLIKAINEN, J.; et al. Internal Dual-Band Patch Antenna for Mobile Phones, In : MILLENNIUM CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 2000, Davos, **Proceedings...** [s.l.]: IEEE, 2000. ISBN 9512273810.
- PEDRA, A. C. O. et al. Optimization of e-shaped patch antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v.52, n.7, p.1556-1561, July 2010.
- SACKS, Z. S.; et al. A perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Waterloo, v. 43, n. 12, p. 1460 - 1463, 1995.
- SADIKU, M. N. O. **Elementos de Magnetismo**. São Paulo: Bookman, 2004. ISBN 9788536302751.
- SULLIVAN, D. M. **Electromagnetic simulation using the FDTD method**. New York: IEEE Press, 2000. ISBN 0780347471.
- TAFLOVE, A. **Computational electrodynamics: the finite difference time domain method**. London: Artech House, 1995. ISBN 0890067929.
- TANG, W.; NAI, Y.; YU Z. Analysis of planar microwave circuits with lumped-elements by CN-FDTD. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 51, n. 1, p. 113–116, Jan. 2009.
- TEIXEIRA, F. L.; CHEW, W. C. Analytical derivation of a conformal perfectly matched absorber for electromagnetic waves. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 7, p. 231-236, 1997a.
- TEIXEIRA, F. L.; CHEW, W. C. PML-FDTD in cylindrical and spherical grids, **Microwave and Guided Wave Letters**, Hoboken, v. 7, p. 285-287, 1997b.
- TEIXEIRA, F. L.; CHEW, W. C.. General closed-form PML constitutive tensors to match arbitrary bianisotropic and dispersive linear media, **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, 1998.
- WANG, F.; et al. Enhanced-bandwidth PIFA with T-shaped ground plane. **Electronicsletters**, Hannover, vol. 40, n. 23, p. 1504-1505, 2004.
- WANG, H.; HUANG, Z.; WU X. Efficient SP-FDTD algorithm for solving oblique incident plane wave in dispersive materials. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 53, n. 9, p. 2123–2127, Sept. 2011.
- WATERHOUSE, R. B. **Printed antennas for wireless communications**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007. ISBN 9780470510698.

WONG, K.L. **Compact and broadband microstrip antennas**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2002. ISBN 0471417173.

WONG, K.L. **Planar antennas for wireless communications**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003. ISBN 0471266116.

XING, W. L. ; LI, L. S. Design of a Broadband and Multiband Planar Inverted-F Antenna. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS AND MOBILE COMPUTING, 2010, Shenzhen. **Proceedings...** [s.l.] IEEE, 2010, vol. 4, p. 90-94, May 2010. ISBN 9781424463275.

YEE, K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. **IEEE Transaction on Antennas and Propagation**, Provo, v. 14, p. 302–307, 1966.

YU, W.; MITTRA, R. A conformal FDTD algorithm for modeling perfectly conducting objects with curve-shaped surfaces and edges. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 27, n. 2, p. 136–138, Oct. 2000.

ZHENG, F.; CHEN, Z.; ZHANG J. A finite-difference time-domain method without the courant stability condition. **IEEE Microwave Guided Wave Letter**, Mesa, v. 9, p. 441–443, 1999.

APÊNDICE:

Código do algoritmo baseado no método FDTD para análise do parâmetro S_{11} da PIFA.

APÊNDICE: CÓDIGO DO ALGORITMO FDTD

```
//PIFA de elemento irradiador com fenda em L
// plano de terra em formato de T
// operação em GSM-900 e GSM-1800

#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>

//dimensão da região de estudo
#define lx 30
#define ly 96
#define lz 145

//parâmetros da PML (BULLA, 2006)
#define ncpmlxi 10
#define sigmaxxi 50
#define kappamaxxi 25

#define ncpmlxf 10
#define sigmaxxf 50
#define kappamaxxf 25

#define ncpmlyi 10
#define sigmaxyi 50
#define kappamaxyi 25

#define ncpmlyf 10
#define sigmaxyf 50
#define kappamaxyf 25

#define ncpmlzi 10
#define sigmaxzi 50
#define kappamaxzi 25

#define ncpmlzf 10
#define sigmaxzf 50
#define kappamaxzf 25

//ordem da variação da UPML
#define m 4

//resistência interna da fonte (cabo coaxial)
#define R 50

//número de materiais
#define mat 4
```

```

////////////////////////////////////
// na formulacao usada os materias sao associados as matrizes dominio
// cada campo possui sua matriz dominio
// assim podemos escolher um material para posicao de campo
int dominioex[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];
int dominioey[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];
int dominioez[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];
int dominiohx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-
1];
int dominiohy[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-
1];
int dominiohz[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];

//campos elétrico e magnético
float long exn[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],eyn[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],ezn[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];
float long hxn[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],hyn[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],hzn[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];

//densidade de fluxo elétrico e magnético
float long dxn1xi[ncpmlxi-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],dyn1xi[ncpmlxi][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],dzn1xi[ncpmlxi][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];
float long dxn1xf[ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],dyn1xf[ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],dzn1xf[ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];
float long dxn1yi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmlxi-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],dyn1yi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmlxi-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],dzn1yi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmlxi][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];
float long dxn1yf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmlxi-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],dyn1yf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmlxi-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],dzn1yf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmlxi-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];
float long dxn1zi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ncpmlzi],dyn1zi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ncpmlzi],dzn1zi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ncpmlzi];
float long dxn1zf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ncpmlzf-1],dyn1zf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ncpmlzf-1],dzn1zf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][ncpmlzf-1];
float long bxn1xi[ncpmlxi][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],byn1xi[ncpmlxi-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],bzn1xi[ncpmlxi-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];
float long bxn1xf[ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],byn1xf[ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],bzn1xf[ncpmlxf-1][ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];

```

```

float          long          bxn1yi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmyi-
1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],byn1yi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmyi][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],bzn1y
i[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmyi-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];
float          long          bxn1yf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmyf-
1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],byn1yf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmyf-
1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf],bzn1yf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ncpmyf-1][lz+ncpmlzi+ncpmlzf];
float          long          bxn1zi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmyi+ncpmyf-1][ncpmlzi-
1],byn1zi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmyi+ncpmyf-1][ncpmlzi-
1],bzn1zi[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmyi+ncpmyf-1][ncpmlzi];
float          long          bxn1zf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmyi+ncpmyf-1][ncpmlzf-
1],byn1zf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmyi+ncpmyf-1][ncpmlzf-
1],bzn1zf[lx+ncpmlxi+ncpmlxf][ly+ncpmyi+ncpmyf-1][ncpmlzf-1];

int main()
{

int n,N,i,j,k,p,fx,fy,fz,ec,cx,cy,lc,r1,r2,lt,wt,et,l,w,h,pix,piy,piz,xa,ya,za,dl;
int *d;
int aux1,aux2;

float long prop[mat][4];
float long faux,fonte;

//vetores que armazenam a variaçao da UPML
float long sigexi[ncpmlxi],sigeyi[ncpmyi],sigezi[ncpmlzi];
float long sighxi[ncpmlxi-1],sighyi[ncpmyi-1],sighzi[ncpmlzi-1];
float long kappaexi[ncpmlxi],kappaeyi[ncpmyi];
float long kappaezi[ncpmlzi],kappahxi[ncpmlxi-1];
float long kappahyi[ncpmyi-1],kappahzi[ncpmlzi-1];

float long sigexf[ncpmlxf],sigeyf[ncpmyf],sigezf[ncpmlzf];
float long sighxf[ncpmlxf-1],sighyf[ncpmyf-1],sighzf[ncpmlzf-1];
float long kappaexf[ncpmlxf],kappaeyf[ncpmyf];
float long kappaezf[ncpmlzf],kappahxf[ncpmlxf-1];
float long kappahyf[ncpmyf-1],kappahzf[ncpmlzf-1];

float          long
sigex[lx+ncpmlxi+ncpmlxf],sigey[ly+ncpmyi+ncpmyf],sigez[lz+ncpmlzi+ncpmlzf];
float          long          sighx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1],sighy[ly+ncpmyi+ncpmyf-
1],sighz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];
float long kappaex[lx+ncpmlxi+ncpmlxf],kappaey[ly+ncpmyi+ncpmyf];
float long kappaez[lz+ncpmlzi+ncpmlzf],kappahx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1];
float long kappahy[ly+ncpmyi+ncpmyf-1],kappahz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];

float long f0,ca[mat],cb[mat],da[mat],db[mat];
float long e0,u0,pi,vl;

float long dx,dy,dz,dt,ctee,td,t0,t,g;
float long potencial,corrente,corrente1,fonte_gaussiana;

```

```

float                                                                 long
auex1[lx+ncpmlxi+ncpmlxf],auex2[lx+ncpmlxi+ncpmlxf],g3ex[lx+ncpmlxi+ncpmlxf],g4ex[l
x+ncpmlxi+ncpmlxf],g1ex[lx+ncpmlxi+ncpmlxf],g2ex[lx+ncpmlxi+ncpmlxf],f1ex[lx+ncpml
xi+ncpmlxf],f2ex[lx+ncpmlxi+ncpmlxf];

```

```

float      long      auhx1[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1],auhx2[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-
1],g3hx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1],g4hx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1],g1hx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-
1],g2hx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1],f1hx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1],f2hx[lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1];

```

```

float                                                                 long
auey1[ly+ncpmlyi+ncpmlyf],auey2[ly+ncpmlyi+ncpmlyf],g3ey[ly+ncpmlyi+ncpmlyf],g4ey[l
y+ncpmlyi+ncpmlyf],g1ey[ly+ncpmlyi+ncpmlyf],g2ey[ly+ncpmlyi+ncpmlyf],f1ey[ly+ncpml
yi+ncpmlyf],f2ey[ly+ncpmlyi+ncpmlyf];

```

```

float      long      auhy1[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1],auhy2[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-
1],g3hy[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1],g4hy[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1],g1hy[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-
1],g2hy[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1],f1hy[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1],f2hy[ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1];

```

```

float                                                                 long
auez1[lz+ncpmlzi+ncpmlzf],auez2[lz+ncpmlzi+ncpmlzf],g3ez[lz+ncpmlzi+ncpmlzf],g4ez[lz
+ncpmlzi+ncpmlzf],g1ez[lz+ncpmlzi+ncpmlzf],g2ez[lz+ncpmlzi+ncpmlzf],f1ez[lz+ncpmlzi+
ncpmlzf],f2ez[lz+ncpmlzi+ncpmlzf];

```

```

float      long      auhz1[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],auhz2[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-
1],g3hz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],g4hz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],g1hz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-
1],g2hz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],f1hz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1],f2hz[lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1];

```

```

//arquivos de saída para gera o gráfico S11
FILE *fp; //sinal de excitação da fonte
FILE *pot; //tensão refletida na entrada
FILE *corr; //corrente refletida na entrada

```

```

pot=fopen("potencial_mod_nov_aa","w");
corr=fopen("corrente_mod_nov_aa","w");
fp=fopen("fonte_mod_nov_aa","w");

```

```

printf("calculando constantes");

```

```

// constantes conhecidas
pi=2*acos(0);
e0=8.85418*pow(10,-12);
u0=4*pi*pow(10,-7);
vl=1/sqrt(e0*u0); //velocidade da luz

```

```

//tamanho da célula de Yee
dx = 0.001;
dy= 0.001;
dz= 0.001;

```

```

//Condição de Courant (fator de estabilidade numerica)
ctee=(float)995/1000;
//passo do tempo
dt=ctee/(vl*sqrt((1/dx)*(1/dx)+(1/dy)*(1/dy)+(1/dz)*(1/dz)));

```

```

// posicao central do dominio
fx=floor(lx/2);
fy=floor(ly/2);
fz=floor(lz/2);

printf("\n gerando constantes para a borda");
//calculo de parametros kappa e sigma para a UPML
for (i=0;i<ncpmlxi;i++){
    sigexi[ncpmlxi-1-i]=pow(((float)i/(ncpmlxi-1)),m)*sigmaxxi;
    kappaexi[ncpmlxi-1-i]=1+(kappamaxxi-1)*pow(((float)i/(ncpmlxi-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
    sighxi[ncpmlxi-i-2] =pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlxi-1)),m)*sigmaxxi;
    kappahxi[ncpmlxi-i-2]=1+(kappamaxxi-1)*pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlxi-
1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlxf;i++){
    sigexf[i]=pow(((float)i/(ncpmlxf-1)),m)*sigmaxxf;
    kappaexf[i]=1+(kappamaxxf-1)*pow(((float)i/(ncpmlxf-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlxf-1;i++){
    sighxf[i] =pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlxf-1)),m)*sigmaxxf;
    kappahxf[i]=1+(kappamaxxf-1)*pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlxf-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlyi;i++){
    sigeyi[ncpmlyi-1-i]=pow(((float)i/(ncpmlyi-1)),m)*sigmaxyi;
    kappaeyi[ncpmlyi-1-i]=1+(kappamaxyi-1)*pow(((float)i/(ncpmlyi-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlyi-1;i++){
    sighyi[ncpmlyi-i-2] =pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlyi-1)),m)*sigmaxyi;
    kappahyi[ncpmlyi-i-2]=1+(kappamaxyi-1)*pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlyi-
1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlyf;i++){
    sigeyf[i]=pow(((float)i/(ncpmlyf-1)),m)*sigmaxyf;
    kappaeyf[i]=1+(kappamaxyf-1)*pow(((float)i/(ncpmlyf-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlyf-1;i++){
    sighyf[i] =pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlyf-1)),m)*sigmaxyf;
    kappahyf[i]=1+(kappamaxyf-1)*pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlyf-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlzi;i++){
    sizezi[ncpmlzi-1-i]=pow(((float)i/(ncpmlzi-1)),m)*sigmaxzi;
    kappaezi[ncpmlzi-1-i]=1+(kappamaxzi-1)*pow(((float)i/(ncpmlzi-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlzi-1;i++){
    sighzi[ncpmlzi-i-2] =pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlzi-1)),m)*sigmaxzi;
    kappahzi[ncpmlzi-i-2]=1+(kappamaxzi-1)*pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlzi-
1)),m);
}

```

```

}
for (i=0;i<ncpmlzf;i++){
  sigzef[i]=pow(((float)i/(ncpmlzf-1)),m)*sigmaxzf;
  kappaezf[i]=1+(kappamaxzf-1)*pow(((float)i/(ncpmlzf-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlzf-1;i++){
  sighzf[i] =pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlzf-1)),m)*sigmaxzf;
  kappaahzf[i]=1+(kappamaxzf-1)*pow(((float)(i+(float)1/2)/(ncpmlzf-1)),m);
}
for (i=0;i<ncpmlxi;i++){
  sigex[i]=sigexi[i];
  kappaex[i]=kappaexi[i];
}
for(i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
  sigex[i]=0;
  kappaex[i]=1;
}
for(i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  sigex[i]=sigexf[i-lx-ncpmlxi];
  kappaex[i]=kappaexf[i-lx-ncpmlxi];
}
for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
  sighx[i]=sighxi[i];
  kappaahx[i]=kappaahxi[i];
}
for(i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
  sighx[i]=0;
  kappaahx[i]=1;
}
for(i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
  sighx[i]=sighxf[i-lx-ncpmlxi];
  kappaahx[i]=kappaahxf[i-lx-ncpmlxi];
}
for (i=0;i<ncpmlyi;i++){
  sigey[i]=sigeyi[i];
  kappaey[i]=kappaeyi[i];
}
for(i=ncpmlyi;i<ly+ncpmlyi;i++){
  sigey[i]=0;
  kappaey[i]=1;
}
for(i=ly+ncpmlyi;i<ly+ncpmlyi+ncpmlfy;i++){
  sigey[i]=sigeyf[i-ly-ncpmlyi];
  kappaey[i]=kappaeyf[i-ly-ncpmlyi];
}
for (i=0;i<ncpmlyi-1;i++){
  sighy[i]=sighyi[i];
  kappaahy[i]=kappaahyi[i];
}
for(i=ncpmlyi-1;i<ly+ncpmlyi;i++){

```

```

sighy[i]=0;
kappahy[i]=1;
}
for(i=ly+ncpmlzi;i<ly+ncpmlzi+ncpmlzf-1;i++){
sighy[i]=sighyf[i-ly-ncpmlzi];
kappahy[i]=kappahyf[i-ly-ncpmlzi];
}
for (i=0;i<ncpmlzi;i++){
sigez[i]=sigezi[i];
kappaez[i]=kappaezi[i];
}
for(i=ncpmlzi;i<lz+ncpmlzi;i++){
sigez[i]=0;
kappaez[i]=1;
}
for(i=lz+ncpmlzi;i<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;i++){
sigez[i]=sigezf[i-lz-ncpmlzi];
kappaez[i]=kappaezf[i-lz-ncpmlzi];
}
for (i=0;i<ncpmlzi-1;i++){
sighz[i]=sighzi[i];
kappahz[i]=kappahzi[i];
}
for(i=ncpmlzi-1;i<lz+ncpmlzi;i++){
sighz[i]=0;
kappahz[i]=1;
}
for(i=lz+ncpmlzi;i<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;i++){
sighz[i]=sighzf[i-lz-ncpmlzi];
kappahz[i]=kappahzf[i-lz-ncpmlzi];
}

// Matriz das propriedades dos materiais
printf("\n associando as propriedades");

//espaço livre
prop[0][0]=1*e0; // % eps do ar em Farads por m
prop[0][1]=0; // % sigx do ar em Siemens por m
prop[0][2]=1*u0; // % mu do ar em Henry por m
prop[0][3]=0; // % sigmag do ar em Siemens por m

//metal
prop[1][0]=1*e0; // % eps do metal em Farads por m
prop[1][1]=5.8*pow(10,7); // % sigx do metal em Siemens por m
prop[1][2]=1*u0; // % mu do metal em Henry por m
prop[1][3]=0; // % sigmag do metal em Siemens por m

//dielétrico
prop[2][0]=2.2*e0; // % eps do diel em Farads por m
prop[2][1]=0; // % sigx do diel em Siemens por m

```

```

prop[2][2]=1*u0;//% mu do diel em Henry por m
prop[2][3]=0;// % sigmag do diel em Siemens por m

//dielétrico 2 (opcional)
prop[3][0]=10*e0;// % eps do diel em Farads por m
prop[3][1]=0;// % sigx do diel em Siemens por m
prop[3][2]=1*u0;//% mu do diel em Henry por m
prop[3][3]=0;// % sigmag do diel em Siemens por m

printf("\n inicializando os campos");
//inicializacao dos campos com zero
for(i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
    for(j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
            exn[i][j][k]=0;
        }
    }
}
for(i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
    for(j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
            eyn[i][j][k]=0;
        }
    }
}
for(i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
    for(j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            ezn[i][j][k]=0;
        }
    }
}
for(i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
    for(j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            hxn[i][j][k]=0;
        }
    }
}
for(i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
    for(j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            hyn[i][j][j]=0;
        }
    }
}
for(i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
    for(j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
            hzn[i][j][k]=0;
        }
    }
}
for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
    for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            dxn1xi[i][j][k]=0;
        }
    }
}
for (i=0;i<ncpmlxi;i++){
    for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlfy-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            dyn1xi[i][j][k]=0;
        }
    }
}

```

```

    }}}
for (i=0;i<ncpmlxi;i++){
  for (j=1;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
      dzn1xi[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<ncpmlxf-1;i++){
  for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
      dxn1xf[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<ncpmlxf-1;i++){
  for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
      dyn1xf[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<ncpmlxf-1;i++){
  for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
      dzn1xf[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<lz+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  for (j=0;j<ncpmlyi-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
      dxn1yi[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<lz+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  for (j=0;j<ncpmlyi-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
      dyn1yi[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<lz+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  for (j=0;j<ncpmlyi;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
      dzn1yi[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<lz+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  for (j=0;j<ncpmlyf-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
      dxn1yf[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<lz+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  for (j=0;j<ncpmlyf-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
      dyn1yf[i][j][k]=0;
    }}
for (i=0;i<lz+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  for (j=0;j<ncpmlyf-1;j++){
    for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
      dzn1yf[i][j][k]=0;
    }}

```

```

    }}}
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<ncpmlzi;k++){
          dxn1zi[i][j][k]==0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=1;k<ncpmlzi;k++){
          dyn1zi[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<ncpmlzi;k++){
          dzn1zi[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<ncpmlzf-1;k++){
          dxn1zf[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<ncpmlzf-1;k++){
          dyn1zf[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<ncpmlzf-1;k++){
          dzn1zf[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<ncpmlxi;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
          bxn1xi[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
          byn1xi[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
          bzn1xi[i][j][k]=0;
        }
      }
    }
    for (i=0;i<ncpmlxf-1;i++){
      for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
          bxn1xf[i][j][k]=0;
        }
      }
    }

```

```

    }}}
    for (i=0;i<ncpmlxf-1;i++){
        for (j=1;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
                byn1xf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<ncpmlxf-1;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
                bzn1xf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<ncpmlzi-1;k++){
                bxn1zi[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<ncpmlzi-1;k++){
                byn1zi[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<ncpmlzi;k++){
                bzn1zi[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<-1+ncpmlzf;k++){
                bxn1zf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<-1+ncpmlzf;k++){
                byn1zf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<-1+ncpmlzf;k++){
                bzn1zf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ncpmlyi-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
                bxn1yi[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=1;j<ncpmlyi;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
                byn1yi[i][j][k]=0;
            }
        }
    }

```

```

    }}}
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ncpmyi-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
                bzn1yi[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ncpmyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
                bxn1yf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ncpmyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzf+ncpmlzi;k++){
                byn1yf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
        for (j=0;j<ncpmyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){
                bzn1yf[i][j][k]=0;
            }
        }
    }

    //inicia o domínio como espaço livre
    printf("\n gerando dominio");
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){ for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf;j++){ for
(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){ dominioex[i][j][k]=0;}}}
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){ for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){ for
(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){ dominioey[i][j][k]=0;}}}
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){ for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf;j++){ for
(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){ dominioez[i][j][k]=0;}}}
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){ for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){ for
(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){ dominiohx[i][j][k]=0;}}}
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){ for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf;j++){ for
(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){ dominiohy[i][j][k]=0;}}}
    for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){ for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){ for
(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;k++){ dominiohz[i][j][k]=0;}}}

    //////////////////////////////////////
    // DEFINIÇÃO DAS DIMENSOES da PIFA
    // comprimento: z
    // largura: y
    // altura: x

    //altura do dieletrico
    h=9;

    //coordenada relativa ao terra
    xa=10;
    ya=fy;

```

```

//distância do patch em relação ao terra
int dist;
dist = 68;

za=lz-dist-10;
dl=lz-10-za;

//ponto de alimentação
pix=xa+h;
piy=ya-8;
piz=za-2;

// espessura do condutor interno
ec=0;

//dimensões do plano de terra
wt=76;
lt=122;
et=1;

//dimensões do patch retangular
w=41;
l=45;

//dimensões do patch com fenda em L
int W1,L1,W2,L2,W3,L3,W4,L4;
W1=41;
L1=19;
W2=12;
L2=15;
W3=15;
L3=22;
W4=41;
L4=4;

// GERAÇÃO DO PLANO DE TERRA
//dimensão do plano de terra em formato de T
int T1,T2,T3,wt2;
T1=76;
T2=36;
T3=10;
wt2=10;

for (k=za-T1+dl;k<=za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<=ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
      dominioex[i+ncpmlxi][j+ncpmyi][k+ncpmlzi]=1;
    }
  }
}
for (k=za-T1+dl;k<=za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+wt/2;j++){

```

```

    for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
        dominioey[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}
for (k=za-T1+dl;k<za+dl;k++){
    for (j=ya-wt/2;j<=ya+wt/2;j++){
        for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
            dominioez[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}
for (k=za-T1+dl;k<za+dl;k++){
    for (j=ya-wt/2;j<ya+wt/2;j++){
        for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
            dominiohx[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}
for (k=za-T1+dl;k<za+dl;k++){
    for (j=ya-wt/2;j<=ya+wt/2;j++){
        for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
            dominiohy[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}
for (k=za-T1+dl;k<=za+dl;k++){
    for (j=ya-wt/2;j<ya+wt/2;j++){
        for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
            dominiohz[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}

//36x10////////////////////////////////////
for (k=za-T1-T2+dl;k<=za-T1+dl;k++){
    for (j=ya-wt2/2;j<=ya+wt2/2;j++){
        for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
            dominioex[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}

for (k=za-T1-T2+dl;k<=za-T1+dl;k++){
    for (j=ya-wt2/2;j<ya+wt2/2;j++){
        for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
            dominioey[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}
for (k=za-T1-T2+dl;k<za-T1+dl;k++){
    for (j=ya-wt2/2;j<=ya+wt2/2;j++){
        for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
            dominioez[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}
for (k=za-T1-T2+dl;k<za-T1+dl;k++){
    for (j=ya-wt2/2;j<ya+wt2/2;j++){
        for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
            dominiohx[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}
for (k=za-T1-T2+dl;k<za-T1+dl;k++){
    for (j=ya-wt2/2;j<=ya+wt2/2;j++){
        for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
            dominiohy[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}

```

```

    }}}
for (k=za-T1-T2+dl;k<=za-T1+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
      dominiohz[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}

//10X76////////////////////////////////////
for (k=za-T1-T2-T3+dl;k<=za-T1-T2+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<=ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
      dominioex[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}
for (k=za-T1-T2-T3+dl;k<=za-T1-T2+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
      dominioey[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}
for (k=za-T1-T2-T3+dl;k<za-T1-T2+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<=ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
      dominioez[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}
for (k=za-T1-T2-T3+dl;k<za-T1-T2+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<=xa+h+et;i++){
      dominiohx[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}
for (k=za-T1-T2-T3+dl;k<za-T1-T2+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<=ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
      dominiohy[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}
for (k=za-T1-T2-T3+dl;k<=za-T1-T2+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+wt/2;j++){
    for (i=xa+h;i<xa+h+et;i++){
      dominiohz[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}

////////////////////////////////////
// preenche a substrato com ar
for (k=za-lt+dl;k<=za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<=ya+ceil(wt/2);j++){
    for (i=xa;i<=xa+h;i++){
      dominioex[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=0;
    }}}
for (k=za-lt+dl;k<=za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+ceil(wt/2);j++){
    for (i=xa+1;i<=xa+h;i++){
      dominioey[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=0;
    }}}

```

```

    }}}
for (k=za-lt+dl;k<za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<=ya+ceil(wt/2);j++){
    for (i=xa+1;i<=xa+h;i++){
      dominioez[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=0;
    }}
for (k=za-lt+dl;k<za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+ceil(wt/2);j++){
    for (i=xa+1;i<=xa+h;i++){
      dominiohx[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=0;
    }}
for (k=za-lt+dl;k<za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<=ya+ceil(wt/2);j++){
    for (i=xa;i<=xa+h;i++){
      dominiohy[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=0;
    }}
for (k=za-lt+dl;k<=za+dl;k++){
  for (j=ya-wt/2;j<ya+ceil(wt/2);j++){
    for (i=xa;i<=xa+h;i++){
      dominiohz[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=0;
    }}

////////////////////////////////////
//placa de curto-circuito
int wshort;
wshort = 1;

for (k=za-et;k<=za;k++){
  for (j=ya+w/2-wshort;j<=ya+ceil(w/2);j++){
    for (i=xa;i<=xa+h;i++){
      dominioex[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}
for (k=za-et;k<=za;k++){
  for (j=ya+w/2-wshort;j<ya+ceil(w/2);j++){
    for (i=xa+1;i<=xa+h;i++){
      dominioey[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}
for (k=za-et;k<za;k++){
  for (j=ya+w/2-wshort;j<=ya+ceil(w/2);j++){
    for (i=xa+1;i<=xa+h;i++){
      dominioez[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}
for (k=za-et;k<=za;k++){
  for (j=ya+w/2-wshort;j<ya+ceil(w/2);j++){
    for (i=xa+1;i<=xa+h;i++){
      dominiohx[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}
for (k=za-et;k<za;k++){
  for (j=ya+w/2-wshort;j<=ya+ceil(w/2);j++){
    for (i=xa;i<=xa+h;i++){

```

```

        dominiohy[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
    }}}
for (k=za-et;k<=za;k++){
    for (j=ya+w/2-wshort;j<ya+ceil(w/2);j++){
        for (i=xa;i<=xa+h;i++){
            dominiohz[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}}

////////////////////////////////////
//cabo coaxial
for (k=piz-ceil((float)ec/2);k<=piz+ceil((float)ec/2);k++){
    for (i=xa;i<pix;i++){
        for(j=piy-ceil((float)ec/2);j<=piy+ceil((float)ec/2);j++){
            dominioex[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}}
for (k=piz-ceil((float)ec/2);k<=piz+ceil((float)ec/2);k++){
    for (i=xa;i<=pix;i++){
        for(j=piy-ceil((float)ec/2);j<piy+ceil((float)ec/2);j++){
            dominioey[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}}
for (k=piz-ceil((float)ec/2);k<piz+ceil((float)ec/2);k++){
    for (i=xa;i<=pix;i++){
        for(j=piy-ceil((float)ec/2);j<=piy+ceil((float)ec/2);j++){

            dominioez[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}}
for (k=piz-ceil((float)ec/2);k<piz+ceil((float)ec/2);k++){
    for (i=xa;i<=pix;i++){
        for(j=piy-ceil((float)ec/2);j<piy+ceil((float)ec/2);j++){
            dominiohx[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}}
for (k=piz-ceil((float)ec/2);k<piz+ceil((float)ec/2);k++){
    for (i=xa;i<pix;i++){
        for(j=piy-ceil((float)ec/2);j<=piy+ceil((float)ec/2);j++){
            dominiohy[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}}
for (k=piz-ceil((float)ec/2);k<=piz+ceil((float)ec/2);k++){
    for (i=xa;i<pix;i++){
        for(j=piy-ceil((float)ec/2);j<piy+ceil((float)ec/2);j++){
            dominiohz[i+ncpmlxi][j+ncpmlyi][k+ncpmlzi]=1;
        }}}

//coeficientes para o cálculo dos campos
printf("\n calculando variaveis auxiliares");

for(i=0;i<mat;i++){
    ca[i]=(1-prop[i][1]*dt/(2*prop[i][0]))/(1+prop[i][1]*dt/(2*prop[i][0]));
    da[i]=(1-prop[i][3]*dt/(2*prop[i][2]))/(1+prop[i][3]*dt/(2*prop[i][2]));
    cb[i]=(dt/(prop[i][0]))/(1+prop[i][1]*dt/(2*prop[i][0]));
    db[i]=(dt/(prop[i][2]))/(1+prop[i][3]*dt/(2*prop[i][2]));

```

```

}
for (i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf;i++){
  auex1[i]=((kappaex[i]/dt)-sigex[i]/(2*e0));
  auex2[i]=((kappaex[i]/dt)+sigex[i]/(2*e0));
  flex[i]=auex1[i]/auex2[i];
  f2ex[i]=(1)*(1/auex2[i]);
  g1ex[i]=dt*auex1[i]/(dt*auex2[i]);
  g2ex[i]=(1/(e0*dt*auex2[i]));
  g3ex[i]=dt*(auex2[i]);
  g4ex[i]=dt*(auex1[i]);
}
for(i=0;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
  auhx1[i]=((kappahx[i]/dt)-sighx[i]/(2*e0));
  auhx2[i]=((kappahx[i]/dt)+sighx[i]/(2*e0));
  g3hx[i]=dt*(auhx2[i]);
  g4hx[i]=dt*(auhx1[i]);
  g1hx[i]=(dt*auhx1[i]/(dt*auhx2[i]));
  g2hx[i]=(1/(u0*dt*auhx2[i]));
  flhx[i]=auhx1[i]/auhx2[i];
  f2hx[i]=(1)*(1/auhx2[i]);
}
for (i=0;i<ly+ncpmlyi+ncpmlyf;i++){
  auey1[i]=((kappaey[i]/dt)-sigey[i]/(2*e0));
  auey2[i]=((kappaey[i]/dt)+sigey[i]/(2*e0));
  g3ey[i]=dt*(auey2[i]);
  g4ey[i]=dt*(auey1[i]);
  g1ey[i]=(dt*auey1[i]/(dt*auey2[i]));
  g2ey[i]=(1/(e0*dt*auey2[i]));
  fley[i]=auey1[i]/auey2[i];
  f2ey[i]=(1)*(1/auey2[i]);
}
for (i=0;i<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;i++){
  auhy1[i]=((kappahy[i]/dt)-sighy[i]/(2*e0));
  auhy2[i]=((kappahy[i]/dt)+sighy[i]/(2*e0));
  g3hy[i]=dt*(auhy2[i]);
  g4hy[i]=dt*(auhy1[i]);
  g1hy[i]=(dt*auhy1[i]/(dt*auhy2[i]));
  g2hy[i]=(1/(u0*dt*auhy2[i]));
  flhy[i]=auhy1[i]/auhy2[i];
  f2hy[i]=(1)*(1/auhy2[i]);
}
for(i=0;i<lz+ncpmlzi+ncpmlzf;i++){
  auez1[i]=((kappaez[i]/dt)-sigez[i]/(2*e0));
  auez2[i]=((kappaez[i]/dt)+sigez[i]/(2*e0));
  g3ez[i]=dt*(auez2[i]);
  g4ez[i]=dt*(auez1[i]);
  g1ez[i]=(dt*auez1[i]/(dt*auez2[i]));
  g2ez[i]=(1/(e0*dt*auez2[i]));
  flez[i]=auez1[i]/auez2[i];
  f2ez[i]=(1)*(1/auez2[i]);
}

```

```

}
for (i=0;i<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;i++){
    auhz1[i]=((kappahz[i]/dt)-sighz[i]/(2*e0));
    auhz2[i]=((kappahz[i]/dt)+sighz[i]/(2*e0));
    g3hz[i]=dt*(auhz2[i]);
    g4hz[i]=dt*(auhz1[i]);
    g1hz[i]=(dt*auhz1[i]/(dt*auhz2[i]));
    g2hz[i]=(1/(u0*dt*auhz2[i]));
    f1hz[i]=auhz1[i]/auhz2[i];
    f2hz[i]=(1)*(1/auhz2[i]);
}

//visualização do plano de terra
FILE *material;
material = fopen("array.txt","w");

for (int conty=0;conty<ly;conty++){
    for (int contz=0;contz<lz;contz++){
        fprintf(material,
dominioey[xa+h+et+ncpmlxi][conty+ncpmyi][contz+ncpmlzi]);
    }
    fprintf(material,"\n");
}

int patch=lz-dist-10;
for (int contz=0;contz<lz;contz++){
    if (contz != patch){
        fprintf(material,"-");
    }else{
        fprintf(material,"|");
    }
}
fprintf(material,"\n");
fclose(material);

//visualiza o elemento irradiador
FILE *irradiador;
irradiador = fopen("array.txt","a");

int Ltotal,Wtotal;
Ltotal = L1+L3+L4;
Wtotal = W1;
int irradMatriz[50][50];

for (int conty=0;conty<Wtotal;conty++){
    for (int contz=0;contz<Ltotal;contz++){
        irradMatriz[conty][contz]=0;
    }
}
//L1xW1////////////////////////////////////

```

```

for (k=Ltotal-L1;k<Ltotal;k++){
    for (j=Wtotal/2-W1/2;j<ceil(Wtotal/2)+1+ceil(W1/2);j++){
        irradMatriz[j][k]=1;
    }
}
//L2xW2////////////////////////////////////
for (k=Ltotal-L1-L2;k<Ltotal-L1;k++){
    for (j=Wtotal/2-W1/2;j<Wtotal/2 -W1/2+W2;j++){
        irradMatriz[j][k]=1;
    }
}
//L3xW3////////////////////////////////////
for (k=Ltotal-L1-L3;k<Ltotal-L1;k++){
    for (j=ceil(Wtotal/2)+1+ceil(W1/2)-W3;j<ceil(Wtotal/2)+1+ceil(W1/2);j++){
        irradMatriz[j][k]=1;
    }
}
//L4xW4////////////////////////////////////
for (k=Ltotal-L1-L3-L4;k<Ltotal-L1-L3;k++){
    for (j=Wtotal/2-W1/2;j<ceil(Wtotal/2)+1+ceil(W1/2);j++){
        irradMatriz[j][k]=1;
    }
}

//visualiza o ponto de alimentação

irradMatriz[piz-ya+Wtotal/2][piz-za+Ltotal]=8;
for (int conty=0;conty<Wtotal;conty++){
    for (int contz=0;contz<Ltotal;contz++){
        fprintf(irradiador, "%d", irradMatriz[conty][contz]);
    }
    fprintf(irradiador, "\n");
}
fclose(irradiador);

////////////////////////////////////
//tela inicial do algoritmo
t=0;
N=1;

//finaliza o algoritmo se o número de passos for zero
while (N > 0){
    printf ("\n");
    printf(" Nr_passos igual a");
    scanf("%d",&N);
    printf("%d\n",N );
    printf("\n iniciando algoritmo");

//executa o loop para o número de passos informado
    for(n=1; n<=N; n++){
        t=t+1;
        potencial=0;

```

```

//escreve o valor da tensão da entrada da antena
potencial=dx*exn[pix+ncpmlxi][piy+ncpmlzi][piz+ncpmlzi];
fprintf(pot," %e",potencial);

//início do algoritmo FDTD

////////////////////////////////////
//Região de estudo
//calcula do campo eletrico
for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
    for (j=ncpmlzi;j<ly+ncpmlzi;j++){
        for (k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){

exn[i][j][k]=ca[dominioex[i][j][k]]*exn[i][j][k]+cb[dominioex[i][j][k]]*((hzn[i][j][k]-
hzn[i][j-1][k])/dy+(hyn[i][j][k-1]-hyn[i][j][k])/dz);
        }}}
    for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
        for (j=ncpmlzi-1;j<ly+ncpmlzi;j++){
            for (k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){

eyn[i][j][k]=ca[dominioey[i][j][k]]*eyn[i][j][k]+cb[dominioey[i][j][k]]*((hxn[i][j][k]-
hxn[i][j][k-1])/dz+(hzn[i-1][j][k]-hzn[i][j][k])/dx);
        }}}
    for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
        for (j=ncpmlzi;j<ly+ncpmlzi;j++){
            for (k=ncpmlzi-1;k<lz+ncpmlzi;k++){

ezn[i][j][k]=ca[dominioez[i][j][k]]*ezn[i][j][k]+cb[dominioez[i][j][k]]*((hyn[i][j][k]-hyn[i-
1][j][k])/dx+(hzn[i][j-1][k]-hzn[i][j][k])/dy);
        }}}
////////////////////////////////////
// Borda UPML
//calcula do campo eletrico na borda da esquerda
for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
    for (j=1;j<ly+ncpmlzi+ncpmlzf-1;j++){
        for(k=1;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            faux=f1ey[j]*dxn1xi[i][j][k]+f2ey[j]*((hzn[i][j][k]-hzn[i][j-1][k])/dy+(-
hyn[i][j][k]+hyn[i][j][k-1])/dz);
            exn[i][j][k]=g1ez[k]*exn[i][j][k]+g2ez[k]*(g3hx[i]*faux-
g4hx[i]*dxn1xi[i][j][k]);
            dxn1xi[i][j][k]=faux;
        }}}
    for (i=1;i<ncpmlxi;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlzi+ncpmlzf-1;j++){
            for(k=1;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
                faux=f1ez[k]*dyn1xi[i][j][k]+f2ez[k]*((hxn[i][j][k]-hxn[i][j][k-1])/dz+(-
hzn[i][j][k]+hzn[i-1][j][k])/dx);
                eyn[i][j][k]=g1ex[i]*eyn[i][j][k]+g2ex[i]*(g3hy[j]*faux-
g4hy[j]*dyn1xi[i][j][k]);

```

```

        dyn1xi[i][j][k]=faux;
    }}}
    for (i=1;i<ncpmlxi;i++){
        for (j=1;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
                faux=f1ex[i]*dzn1xi[i][j][k]+f2ex[i]*((hyn[i][j][k]-hyn[i-1][j][k])/dx+(-
hxn[i][j][k]+ hxn[i][j-1][k])/dy);
                ezn[i][j][k]=g1ey[j]*ezn[i][j][k]+g2ey[j]*(g3hz[k]*faux-
g4hz[k]*dzn1xi[i][j][k]);
                dzn1xi[i][j][k]=faux;
            }}}
    //calculo de e na borda direita
    for (i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
        for (j=1;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=1;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
                faux=f1ey[j]*dxn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]+f2ey[j]*((hzn[i][j][k]-hzn[i][j-
1][k])/dy+(-hyn[i][j][k]+hyn[i][j][k-1])/dz);
                exn[i][j][k]=g1ez[k]*exn[i][j][k]+g2ez[k]*(g3hx[i]*faux-g4hx[i]*dxn1xf[i-lx-
ncpmlxi][j][k]);
                dxn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]=faux;
            }}}
    for (i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=1;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
                faux=f1ez[k]*dyn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]+f2ez[k]*((hxn[i][j][k]-hxn[i][j][k-
1])/dz+(-hzn[i][j][k]+hzn[i-1][j][k])/dx);
                eyn[i][j][k]=g1ex[i]*eyn[i][j][k]+g2ex[i]*(g3hy[j]*faux-g4hy[j]*dyn1xf[i-lx-
ncpmlxi][j][k]);
                dyn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]=faux;
            }}}
    for (i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
        for (j=1;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
                faux=f1ex[i]*dzn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]+f2ex[i]*((hyn[i][j][k]-hyn[i-
1][j][k])/dx+(-hxn[i][j][k]+ hxn[i][j-1][k])/dy);
                ezn[i][j][k]=g1ey[j]*ezn[i][j][k]+g2ey[j]*(g3hz[k]*faux-g4hz[k]*dzn1xf[i-lx-
ncpmlxi][j][k]);
                dzn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]=faux;
            }}}
    // calculo de e na borda infeior
    for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
        for (j=1;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=1;k<ncpmlzi;k++){
                faux=f1ey[j]*dxn1zi[i][j][k]+f2ey[j]*((hzn[i][j][k]-hzn[i][j-1][k])/dy+(-
hyn[i][j][k]+hyn[i][j][k-1])/dz);
                exn[i][j][k]=g1ez[k]*exn[i][j][k]+g2ez[k]*(g3hx[i]*faux-
g4hx[i]*dxn1zi[i][j][k]);
                dxn1zi[i][j][k]=faux;
            }}}
    for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){

```

```

for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
  for(k=1;k<ncplzi;k++){
    faux=f1ez[k]*dyn1zi[i][j][k]+f2ez[k]*((hxn[i][j][k]-hxn[i][j][k-1])/dz+(-
hzn[i][j][k]+hzn[i-1][j][k])/dx);
    eyn[i][j][k]=g1ex[i]*eyn[i][j][k]+g2ex[i]*(g3hy[j]*faux-
g4hy[j]*dyn1zi[i][j][k]);
    dyn1zi[i][j][k]=faux;
  }}
for (i=ncplxi;i<lx+ncplxi;i++){
  for (j=1;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
    for(k=0;k<ncplzi-1;k++){
      faux=f1ex[i]*dzn1zi[i][j][k]+f2ex[i]*((hyn[i][j][k]-hyn[i-1][j][k])/dx+(-
hxn[i][j][k]+hxn[i][j-1][k])/dy);
      ezn[i][j][k]=g1ey[j]*ezn[i][j][k]+g2ey[j]*(g3hz[k]*faux-
g4hz[k]*dzn1zi[i][j][k]);
      dzn1zi[i][j][k]=faux;
    }}
//calculo de e na borda superior
for (i=ncplxi-1;i<lx+ncplxi;i++){
  for (j=1;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
    for(k=lz+ncplzi;k<lz+ncplzi+ncplzf-1;k++){
      faux=f1ey[j]*dxn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]+f2ey[j]*((hzn[i][j][k]-hzn[i][j-
1][k])/dy+(-hyn[i][j][k]+hyn[i][j][k-1])/dz);
      exn[i][j][k]=g1ez[k]*exn[i][j][k]+g2ez[k]*(g3hx[i]*faux-
g4hx[i]*dxn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]);
      dxn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]=faux;
    }}
for (i=ncplxi;i<lx+ncplxi;i++){
  for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
    for(k=lz+ncplzi;k<lz+ncplzi+ncplzf-1;k++){
      faux=f1ez[k]*dyn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]+f2ez[k]*((hxn[i][j][k]-hxn[i][j][k-
1])/dz+(-hzn[i][j][k]+hzn[i-1][j][k])/dx);
      eyn[i][j][k]=g1ex[i]*eyn[i][j][k]+g2ex[i]*(g3hy[j]*faux-
g4hy[j]*dyn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]);
      dyn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]=faux;
    }}
for (i=ncplxi;i<lx+ncplxi;i++){
  for (j=1;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
    for(k=lz+ncplzi;k<lz+ncplzi+ncplzf-1;k++){
      faux=f1ex[i]*dzn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]+f2ex[i]*((hyn[i][j][k]-hyn[i-
1][j][k])/dx+(-hxn[i][j][k]+hxn[i][j-1][k])/dy);
      ezn[i][j][k]=g1ey[j]*ezn[i][j][k]+g2ey[j]*(g3hz[k]*faux-
g4hz[k]*dzn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]);
      dzn1zf[i][j][k-lz-ncplzi]=faux;
    }}
//calculo de e na borda da frente
for (i=ncplxi-1;i<lx+ncplxi;i++){
  for (j=1;j<ncpmyi;j++){
    for(k=ncplzi;k<lz+ncplzi;k++){

```

```

        faux=f1ey[j]*dxn1yi[i][j][k]+f2ey[j]*((hzn[i][j][k]-hzn[i][j-1][k])/dy+(-
hyn[i][j][k]+hyn[i][j][k-1])/dz);
        exn[i][j][k]=g1ez[k]*exn[i][j][k]+g2ez[k]*(g3hx[i]*faux-
g4hx[i]*dxn1yi[i][j][k]);
        dxn1yi[i][j][k]=faux;
    } } }
    for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
        for (j=0;j<ncpmlxi-1;j++){
            for(k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){
                faux=f1ez[k]*dyn1yi[i][j][k]+f2ez[k]*((hxn[i][j][k]-hxn[i][j][k-1])/dz+(-
hzn[i][j][k]+hzn[i-1][j][k])/dx);
                eyn[i][j][k]=g1ex[i]*eyn[i][j][k]+g2ex[i]*(g3hy[j]*faux-
g4hy[j]*dyn1yi[i][j][k]);
                dyn1yi[i][j][k]=faux;
            } } }
        for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
            for (j=1;j<ncpmlxi;j++){
                for(k=ncpmlzi-1;k<lz+ncpmlzi;k++){
                    faux=f1ex[i]*dzn1yi[i][j][k]+f2ex[i]*((hyn[i][j][k]-hyn[i-1][j][k])/dx+(-
hxn[i][j][k]+hxn[i][j-1][k])/dy);
                    ezn[i][j][k]=g1ey[j]*ezn[i][j][k]+g2ey[j]*(g3hz[k]*faux-
g4hz[k]*dzn1yi[i][j][k]);
                    dzn1yi[i][j][k]=faux;
                } } }
        // calculo de e na borda de tras
        for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
            for (j=ly+ncpmlxi;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxi-1;j++){
                for(k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){
                    faux=f1ey[j]*dxn1yf[i][j-ly-ncpmlxi][k]+f2ey[j]*((hzn[i][j][k]-hzn[i][j-
1][k])/dy+(-hyn[i][j][k]+hyn[i][j][k-1])/dz);
                    exn[i][j][k]=g1ez[k]*exn[i][j][k]+g2ez[k]*(g3hx[i]*faux-g4hx[i]*dxn1yf[i][j-
ly-ncpmlxi][k]);
                    dxn1yf[i][j-ly-ncpmlxi][k]=faux;
                } } }
            for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
                for (j=ly+ncpmlxi;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxi-1;j++){
                    for(k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){
                        faux=f1ez[k]*dyn1yf[i][j-ly-ncpmlxi][k]+f2ez[k]*((hxn[i][j][k]-hxn[i][j][k-
1])/dz+(-hzn[i][j][k]+hzn[i-1][j][k])/dx);
                        eyn[i][j][k]=g1ex[i]*eyn[i][j][k]+g2ex[i]*(g3hy[j]*faux-g4hy[j]*dyn1yf[i][j-
ly-ncpmlxi][k]);
                        dyn1yf[i][j-ly-ncpmlxi][k]=faux;
                    } } }
            for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
                for (j=ly+ncpmlxi;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxi-1;j++){
                    for(k=ncpmlzi-1;k<lz+ncpmlzi;k++){
                        faux=f1ex[i]*dzn1yf[i][j-ly-ncpmlxi][k]+f2ex[i]*((hyn[i][j][k]-hyn[i-
1][j][k])/dx+(-hxn[i][j][k]+hxn[i][j-1][k])/dy);
                        ezn[i][j][k]=g1ey[j]*ezn[i][j][k]+g2ey[j]*(g3hz[k]*faux-g4hz[k]*dzn1yf[i][j-
ly-ncpmlxi][k]);

```

```

        dzn1yf[i][j-ly-ncpmyi][k]=faux;
    }}}

//////////*****//////////
// Definição da geometria do elemento irradiador
// zerando o campo elétrico tangencial (PEC)

//patch com fenda em L
//L1xW1//////////

for (k=za-L1;k<za;k++){
    for (j=ya-W1/2;j<ya+W1/2+1;j++){
        for (i=xa;i<=xa;i++){
            eyn[i+ncplx1][j+ncpmyi][k+ncplzi]=0;
        }
    }
for (k=za-L1;k<za;k++){
    for (j=ya-W1/2;j<=ya+W1/2+1;j++){
        for (i=xa;i<=xa;i++){
            ezn[i+ncplx1][j+ncpmyi][k+ncplzi]=0;
        }
    }
//L2xW2//////////
for (k=za-L1-L2;k<za-L1;k++){
    for (j=ya-W1/2;j<ya-W1/2+W2;j++){
        for (i=xa;i<=xa;i++){
            eyn[i+ncplx1][j+ncpmyi][k+ncplzi]=0;
        }
    }
for (k=za-L1-L2;k<za-L1;k++){
    for (j=ya-W1/2;j<=ya-W1/2+W2;j++){
        for (i=xa;i<=xa;i++){
            ezn[i+ncplx1][j+ncpmyi][k+ncplzi]=0;
        }
    }
//L3xW3//////////
for (k=za-L1-L3;k<za-L1;k++){
    for (j=ya+W1/2+1-W3;j<ya+W1/2+1;j++){
        for (i=xa;i<=xa;i++){
            eyn[i+ncplx1][j+ncpmyi][k+ncplzi]=0;
        }
    }
for (k=za-L1-L3;k<za-L1;k++){
    for (j=ya+W1/2+1-W3;j<=ya+W1/2+1;j++){
        for (i=xa;i<=xa;i++){
            ezn[i+ncplx1][j+ncpmyi][k+ncplzi]=0;
        }
    }
//L4xW4//////////
for (k=za-L1-L3-L4;k<za-L1-L3;k++){
    for (j=ya-W1/2;j<ya+W1/2+1;j++){
        for (i=xa;i<=xa;i++){
            eyn[i+ncplx1][j+ncpmyi][k+ncplzi]=0;
        }
    }
for (k=za-L1-L3-L4;k<za-L1-L3;k++){

```

```

for (j=ya-W1/2;j<=ya+W1/2+1;j++){
  for (i=xa;i<=xa;i++){
    ezn[i+ncpmlxi][j+ncpmyi][k+ncpmlzi]=0;
  }}

//////////*****//////////
//Cálculo da corrente QUE PASSA NO PONTO DE ALIMENTAÇÃO
//(LEI DE AMPERE)
corrente=0;
for (i=pix;i<=pix;i++){
  for (k=piz;k<=piz;k++){
    corrente1=(dz/1)*(hzn[i+ncpmlxi][piy-1+ncpmyi][k+ncpmlzi]-
hzn[i+ncpmlxi][piy+ncpmyi][k+ncpmlzi]);
  }
  for(j=piy;j<=piy;j++)
  {
    corrente=corrente1+(dy/1)*(hyn[i+ncpmlxi][j+ncpmyi][ncpmlzi+piz]-
hyn[i+ncpmlxi][j+ncpmyi][ncpmlzi-1+piz]);
  }}

//escreve no arquivo de saída o valor da corrente
  fprintf(corr, " %e",corrente);

//////////
//Fonte de excitação

g=((float)1/15)*pow(10,11.1);
td=50; //% tempo de decaimento do sinal a ser simulado
t0=3*td; //%tempo de atraso do sinal a ser simulado
fonte_gaussiana=exp(-0.5*((t-t0)/td)*((t-t0)/td));
fprintf(fp, " %e",fonte_gaussiana);

fonte=exp(-0.5*((t-t0)/td)*((t-t0)/td))*dx;

for (j=piy-ceil((float)ec/2);j<=piy+ceil((float)ec/2);j++){
  for(k=piz-ceil((float)ec/2);k<=piz+ceil((float)ec/2);k++) {
    exn[pix+ncpmlxi][j+ncpmyi][k+ncpmlzi]=fonte/dx-(corrente*R/dx);
  }
}

//////////
// Região de estudo
// calculo do campo magnético
for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
  for (j=ncpmyi-1;j<ly+ncpmyi;j++){
    for (k=ncpmlzi-1;k<lz+ncpmlzi;k++){

hxn[i][j][k]=da[dominiohx[i][j][k]]*hxn[i][j][k]+db[dominiohx[i][j][k]]*((eyn[i][j][k+1]-
eyn[i][j][k])/dz+(ezn[i][j][k]-ezn[i][j+1][k])/dy);
  }}}

```

```

for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
  for (j=ncpmyi;j<ly+ncpmyi;j++){
    for (k=ncpmlzi-1;k<lz+ncpmlzi;k++){

hyn[i][j][k]=da[dominiohy[i][j][k]]*hyn[i][j][k]+db[dominiohy[i][j][k]]*((ezn[i+1][j][k]-
ezn[i][j][k])/dx+(exn[i][j][k]-exn[i][j][k+1])/dz);
    }
  }
  for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
    for (j=ncpmyi-1;j<ly+ncpmyi;j++){
      for (k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){

hzn[i][j][k]=da[dominiohz[i][j][k]]*hzn[i][j][k]+db[dominiohz[i][j][k]]*((exn[i][j+1][k]-
exn[i][j][k])/dy+(eyn[i][j][k]-eyn[i+1][j][k])/dx);
    }
  }
  //////////////////////////////////////
  //Borda UPML
  //calculo do campo magnetico na borda esquerda//
  for (i=1;i<ncpmlxi;i++){
    for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
      for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
        faux=f1hy[j]*bxn1xi[i][j][k]-f2hy[j]*((ezn[i][j+1][k]-ezn[i][j][k])/dy+(-
eyn[i][j][k+1]+eyn[i][j][k])/dz);
        hxn[i][j][k]=g1hz[k]*hxn[i][j][k]+g2hz[k]*(g3ex[i]*faux-
g4ex[i]*bxn1xi[i][j][k]);
        bxn1xi[i][j][k]=faux;
      }
    }
    for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
      for (j=1;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
          faux=f1hz[k]*byn1xi[i][j][k]-f2hz[k]*((exn[i][j][k+1]-exn[i][j][k])/dz+(-
ezn[i+1][j][k]+ezn[i][j][k])/dx);
          hyn[i][j][k]=g1hx[i]*hyn[i][j][k]+g2hx[i]*(g3ey[j]*faux-
g4ey[j]*byn1xi[i][j][k]);
          byn1xi[i][j][k]=faux;
        }
      }
      for (i=0;i<ncpmlxi-1;i++){
        for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
          for(k=1;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            faux=f1hx[i]*bzn1xi[i][j][k]-f2hx[i]*((eyn[i+1][j][k]-eyn[i][j][k])/dx+(-
exn[i][j+1][k]+exn[i][j][k])/dy);
            hzn[i][j][k]=g1hy[j]*hzn[i][j][k]+g2hy[j]*(g3ez[k]*faux-
g4ez[k]*bzn1xi[i][j][k]);
            bzn1xi[i][j][k]=faux;
          }
        }
        //calculo de h na borda direita//
        for (i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
          for (j=0;j<ly+ncpmyi+ncpmyf-1;j++){
            for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
              faux=f1hy[j]*bxn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]-f2hy[j]*((ezn[i][j+1][k]-
ezn[i][j][k])/dy+(-eyn[i][j][k+1]+eyn[i][j][k])/dz);

```

```

        hxn[i][j][k]=g1hz[k]*hxn[i][j][k]+g2hz[k]*(g3ex[i]*faux-g4ex[i]*bxn1xf[i-lx-
ncpmlxi][j][k]);
        bxn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]=faux;
    }
}
for (i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
    for (j=1;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            faux=f1hz[k]*byn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]-f2hz[k]*((exn[i][j][k+1]-
exn[i][j][k])/dz+(-ezn[i+1][j][k]+ezn[i][j][k])/dx);
            hyn[i][j][k]=g1hx[i]*hyn[i][j][k]+g2hx[i]*(g3ey[j]*faux-g4ey[j]*byn1xf[i-lx-
ncpmlxi][j][k]);
            byn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]=faux;
        }
    }
}
for (i=lx+ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi+ncpmlxf-1;i++){
    for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=1;k<lz+ncpmlzi+ncpmlzf-1;k++){
            faux=f1hx[i]*bzn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]-f2hx[i]*((eyn[i+1][j][k]-
eyn[i][j][k])/dx+(-exn[i][j+1][k]+exn[i][j][k])/dy);
            hzn[i][j][k]=g1hy[j]*hzn[i][j][k]+g2hy[j]*(g3ez[k]*faux-g4ez[k]*bzn1xf[i-lx-
ncpmlxi][j][k]);
            bzn1xf[i-lx-ncpmlxi][j][k]=faux;
        }
    }
}

// calculo de b na borda inferior
for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
    for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<ncpmlzi-1;k++){
            faux=f1hy[j]*bxn1zi[i][j][k]-f2hy[j]*((ezn[i][j+1][k]-ezn[i][j][k])/dy+(-
eyn[i][j][k+1]+eyn[i][j][k])/dz);
            hxn[i][j][k]=g1hz[k]*hxn[i][j][k]+g2hz[k]*(g3ex[i]*faux-
g4ex[i]*bxn1zi[i][j][k]);
            bxn1zi[i][j][k]=faux;
        }
    }
}
for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
    for (j=1;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=0;k<ncpmlzi-1;k++){
            faux=f1hz[k]*byn1zi[i][j][k]-f2hz[k]*((exn[i][j][k+1]-exn[i][j][k])/dz+(-
ezn[i+1][j][k]+ezn[i][j][k])/dx);
            hyn[i][j][k]=g1hx[i]*hyn[i][j][k]+g2hx[i]*(g3ey[j]*faux-
g4ey[j]*byn1zi[i][j][k]);
            byn1zi[i][j][k]=faux;
        }
    }
}
for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
    for (j=0;j<ly+ncpmlxi+ncpmlxf-1;j++){
        for(k=1;k<ncpmlzi;k++){
            faux=f1hx[i]*bzn1zi[i][j][k]-f2hx[i]*((eyn[i+1][j][k]-eyn[i][j][k])/dx+(-
exn[i][j+1][k]+exn[i][j][k])/dy);
            hzn[i][j][k]=g1hy[j]*hzn[i][j][k]+g2hy[j]*(g3ez[k]*faux-
g4ez[k]*bzn1zi[i][j][k]);
            bzn1zi[i][j][k]=faux;
        }
    }
}

```



```

        for(k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){
            faux=f1hx[i]*bzn1yi[i][j][k]-f2hx[i]*((eyn[i+1][j][k]-eyn[i][j][k])/dx+(-
exn[i][j+1][k]+exn[i][j][k])/dy);
            hzn[i][j][k]=g1hy[j]*hzn[i][j][k]+g2hy[j]*(g3ez[k]*faux-
g4ez[k]*bzn1yi[i][j][k]);
            bzn1yi[i][j][k]=faux;
        }}
//calculo de h na borda da tras//
for (i=ncpmlxi;i<lx+ncpmlxi;i++){
    for (j=ly+ncpmlyi;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
        for(k=ncpmlzi-1;k<lz+ncpmlzi;k++){
            faux=f1hy[j]*bxn1yf[i][j-ly-ncpmlyi][k]-f2hy[j]*((ezn[i][j+1][k]-
exn[i][j][k])/dy+(-eyn[i][j][k+1]+eyn[i][j][k])/dz);
            hxn[i][j][k]=g1hz[k]*hxn[i][j][k]+g2hz[k]*(g3ex[i]*faux-g4ex[i]*bxn1yf[i][j-
ly-ncpmlyi][k]);
            bxn1yf[i][j-ly-ncpmlyi][k]=faux;
        }}
    for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
        for (j=ly+ncpmlyi;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
            for(k=ncpmlzi-1;k<lz+ncpmlzf;k++){
                faux=f1hz[k]*byn1yf[i][j-ly-ncpmlyi][k]-f2hz[k]*((exn[i][j][k+1]-
exn[i][j][k])/dz+(-ezn[i+1][j][k]+ezn[i][j][k])/dx);
                hyn[i][j][k]=g1hx[i]*hyn[i][j][k]+g2hx[i]*(g3ey[j]*faux-g4ey[j]*byn1yf[i][j-
ly-ncpmlyi][k]);
                byn1yf[i][j-ly-ncpmlyi][k]=faux;
            }}
        for (i=ncpmlxi-1;i<lx+ncpmlxi;i++){
            for (j=ly+ncpmlyi;j<ly+ncpmlyi+ncpmlyf-1;j++){
                for(k=ncpmlzi;k<lz+ncpmlzi;k++){
                    faux=f1hx[i]*bzn1yf[i][j-ly-ncpmlyi][k]-f2hx[i]*((eyn[i+1][j][k]-
eyn[i][j][k])/dx+(-exn[i][j+1][k]+exn[i][j][k])/dy);
                    hzn[i][j][k]=g1hy[j]*hzn[i][j][k]+g2hy[j]*(g3ez[k]*faux-g4ez[k]*bzn1yf[i][j-
ly-ncpmlyi][k]);
                    bzn1yf[i][j-ly-ncpmlyi][k]=faux;
                }}
            } // aqui acaba o for do tempo
        } // While

//fecha os arquivos de saída
    fclose(pot);
    fclose(corr);
    fclose(fp);

} // main

```