

**CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE  
MINAS GERAIS**  
CAMPUS DIVINÓPOLIS  
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECATRÔNICA

Ludmila Rodrigues Milagre  
Raphaella Luiza Resende da Silva

**Aplicação do FDTD na elaboração de um sistema  
transmissor de dados *wireless* para uma plataforma móvel**

Divinópolis.

2015.

Ludmila Rodrigues Milagre  
Raphaella Luiza Resende da Silva

## **Aplicação do FDTD na elaboração de um sistema transmissor de dados *wireless* para uma plataforma móvel**

Monografia de Trabalho de Conclusão de Curso  
apresentada ao Colegiado de Graduação em  
Engenharia Mecatrônica como parte dos  
requisitos exigidos para a obtenção do título de  
Engenheiro Mecatrônico.

Áreas de integração: Eletrônica e Computação

Orientador: Prof. Dr. Sandro T.M. Gonçalves

Co-orientador: Prof. Me. Alan Mendes Marotta

Divinópolis.

2015.

Ludmila Rodrigues Milagre  
Raphaella Luiza Resende da Silva

**Aplicação do FDTD na elaboração de um sistema  
transmissor de dados *wireless* para uma plataforma móvel**

Monografia de Trabalho de Conclusão de Curso  
apresentada ao Colegiado de Graduação em  
Engenharia Mecatrônica como parte dos  
requisitos exigidos para a obtenção do título de  
Engenheiro Mecatrônico.

Áreas de integração: Eletrônica e Computação

Comissão Avaliadora:

---

Prof. Me. Alberto Pena Lara  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET MG

---

Prof. Me. Cláudio Henrique Gomes dos Santos  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET MG

---

Prof. Dr. Sandro T.M. Gonçalves  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET MG

Divinópolis.  
2015.

A Deus, que me criou e permitiu que realizasse o sonho de ser uma Engenheira. Aos meus pais pelo amor, cuidado e dedicação sem limites.

Ludmila Rodrigues Milagre.

A Deus, pela força e proteção durante essa caminhada. Aos meus pais e minha irmã pelo apoio, incentivo e amor incondicional.

Raphaella Luiza Resende da Silva.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus por me fortalecer e por renovar constantemente minhas esperanças.

Aos meus pais, Valdir Milagre e Joana Darc Rodrigues Milagre, pelo cuidado, carinho e principalmente, pela assistência diariamente prestada que permitiu que me dedicasse ao máximo ao desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu namorado, Luiz Fernando Alves Campos, por compreender os momentos que necessitei me ausentar para realização deste trabalho e pela disposição em colaborar para execução deste.

Ao professor Sandro Trindade Mordente Gonçalves pelas orientações e pelas oportunidades que surgiram a partir do trabalho que temos realizado.

Ao professor Alan Mendes Marotta pela co-orientação e pelo auxílio com materiais necessários a realização deste trabalho.

A Márcio Santos que gentilmente me auxiliou na execução de vários testes, realizados no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado e Controle de Processos Industriais do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

Aos colegas de curso, André Luis Cortez e Arthur Carvalho Pires, por cederem a plataforma móvel para aplicação neste trabalho.

A minha amiga, Raphaella Luiza Resende da Silva, pela parceria e pelo trabalho que produzimos juntas.

Ludmila Rodrigues Milagre.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus por ter me dado saúde e força para superar as dificuldades.

Aos meus pais Agmar Aparecida Resende Silva e Fábio Aparecido da Silva e à minha irmã Luanna Gabriella Resende da Silva por estarem sempre do meu lado e não me deixarem desistir.

Ao meu orientador Sandro Trindade Mordente Gonçalves, pela oportunidade, suporte e confiança de sempre.

Ao coorientador Alan Mendes Marotta pelo apoio e dedicação a este Trabalho de Conclusão de Curso.

À Ludmila Rodrigues Milagre pela parceria durante todos esses anos e confiança e apoio, principalmente nesta reta final.

Aos colegas de curso André Luís Cortez e Arthur Carvalho Pires por disponibilizarem a estrutura da plataforma móvel utilizada no desenvolvimento deste Trabalho de Conclusão de Curso.

A todos os meus familiares e amigos que estiveram presentes e direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação.

Ao CEFET-MG pelas portas abertas e a todos os professores e funcionários que tornaram isso possível.

Raphaella Luiza Resende da Silva.

*“Somente um principiante, que não sabe nada sobre a ciência, diria que a ciência descarta a fé. Se você realmente estudar a ciência, ela certamente o levará para mais perto de Deus.”*

*(James Clerk Maxwell)*

## RESUMO

O FDTD, método largamente utilizado na resolução de problemas eletromagnéticos para diversos tipos de meios, é utilizado na otimização de um sistema transmissor de dados *wireless* de uma estação fixa para uma plataforma móvel. Dois tipos de antenas foram utilizados: uma filamentar e uma de microfita, no sistema transmissor e receptor, respectivamente. O método FDTD foi implementado e validado para cada um dos casos e as antenas projetadas foram simuladas e construídas. Um módulo transceptor e um Arduino®, devidamente programado no *software* Arduino IDE, formaram o sistema responsável por transmitir o áudio, definindo a telepresença na plataforma móvel. A fim de realizar a teleoperação, dados foram enviados deste mesmo módulo para a plataforma móvel, acionando os motores e fazendo esta se mover. Outro módulo transceptor em conjunto com um Arduino® formaram o sistema receptor na plataforma móvel. Dessa forma, o FDTD se mostrou uma importante ferramenta na otimização do sistema, diminuindo tempo e material gasto na construção deste.

**Palavras-chave:** FDTD. Teleoperação. Telepresença. Antenas.

## ABSTRACT

The FDTD, widely used method for solving electromagnetic problems for different types of environment, is used in optimizing a wireless data transmitting system for a fixed station to a mobile platform. Two types of antennas have been used: one filament and a microstrip, in the transmitter and receiver systems, respectively. The FDTD method has been implemented and validated for each case and designed antennas were simulated and built. A transceiver module and a Arduino®, properly programmed in Arduino IDE software, formed the system responsible for transmitting the audio, defining telepresence on the mobile platform. In order to perform teleoperation, commands were sent this same module for the mobile platform, engaging the motors and making this move. Another transceiver module in conjunction with a Arduino® formed a receiving system in the mobile platform. Thus, the FDTD proved an important tool in system optimization, reducing time and material for construction of this.

**Keywords:** FDTD. Teleoperation. Telepresence. Antennas.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 - Célula de Yee (TAFLOVE e HAGNESS, 2005). .....	7
Figura 2.2 – Representação do espaço computacional, dividido em UPML e região de análise.....	12
Figura 2.3 - Aproximação por escadas para uma fronteira curva. (AUSTIN <i>et al.</i> , 2010).....	27
Figura 2.4 - Método de Dey-Mittra para uma fronteira curva. ....	27
Figura 2.5 – Borda da <i>Patch</i> retangular cortando a célula. (NIETER <i>et al.</i> , 2009).....	28
Figura 2.6 - Fio fino coincidindo com $E_z(x, y, z)$ e componentes do campo circulando $H_y(x, y, z)$ .(ELSHARBENI e DEMIR, 2009).....	29
Figura 2.7 - Componentes do campo magnético circulando o fio finos (ELSHARBENI e DEMIR, 2009).....	30
Figura 2.8 - Antena dipolo e a localização da linha de transmissão (JÚNIOR, 2014).....	39
Figura 2.9 - Circuito Pré-Amplificador de Áudio .....	41
Figura 2.10 – Circuito amplificador de áudio em modo <i>Bridge</i> .....	42
Figura 3.1 - Processo de transferência do <i>layout</i> para a placa. ....	45
Figura 3.2 - Arranjo utilizado para a foto-impressão. ....	46
Figura 3.3 - Prensa Térmica.....	47
Figura 3.4 - Antenas fabricadas. ....	48
Figura 3.5 - Materiais para a construção da antena filamentar. ....	48
Figura 3.6 - Conector SMA e antena construída. ....	49
Figura 3.7 - Analisador de rede de radiofrequência E5071C-2K5 ENA. ....	50
Figura 3.8 - Kit de Calibração.....	50
Figura 3.9 - Conector SMA. ....	51
Figura 3.10 - Módulos nRF24I01.....	51
Figura 3.11 - Modulação GFSK (MALBURG,2004).....	52
Figura 3.12 - Módulo nRF24I01.....	52
Figura 3.13 - Arduino. ....	53
Figura 3.14 – Circuito construído para controle dos motores.....	55
Figura 3.15 – Esquema elétrico do circuito de acionamento dos motores. ....	55
Figura 4.1 - Antena <i>patch</i> construída por Mota (2010).....	57

Figura 4.2 – Comparação entre a perda de retorno fornecida pelo método FDTD, implementado no Matlab e o obtido com o método de Expansão dos Momentos.	58
Figura 4.3 - Antena com bordas inclinadas e recorte no plano terra.	58
Figura 4.4 - Perda de Retorno fornecida pelo Matlab pelas medições em laboratório.	59
Figura 4.5 - Borda superior esquerda da antena da Figura 4.3 cortando o plano X, Y.	60
Figura 4.6 - Imagem de um vídeo gerado durante uma simulação.	61
Figura 4.7 - Gráfico da simulação no Matlab gerado com a implementação do método de Dey-Mitra e condutividade média.	62
Figura 4.8 - Resultado para a perda de retorno no Matlab, quando a condutividade elétrica na linha de alimentação é definida a partir de sua impedância.	63
Figura 4.9 - Antenas com <i>patch</i> retangular e circular.	63
Figura 4.10 - S11 da <i>patch</i> retangular com linha de alimentação de 33 mm.	64
Figura 4.11 - S11 da <i>patch</i> retangular com linha de alimentação de 29 mm.	64
Figura 4.12 - S11 da <i>patch</i> retangular com linha de alimentação de 15 mm.	65
Figura 4.13 - S11 da <i>patch</i> circular com linha de alimentação de 33 mm.	65
Figura 4.14 - S11 da <i>patch</i> circular com linha de alimentação de 29 mm.	66
Figura 4.15 - S11 da <i>patch</i> circular com linha de alimentação de 15 mm.	66
Figura 4.16 - Simbologia para dimensões da antena.	67
Figura 4.17 - Antena com alimentação indentada e fendas.	68
Figura 4.18 - Preparo da antena para nova corrosão.	72
Figura 4.19 - S11 fornecido para antena 3.	73
Figura 4.20 - S11 fornecido para antena 5.	74
Figura 4.21 - Antena dipolo de fios finos (ELSHARBENI E DEMIR, 2009).	75
Figura 4.22 - Perda de Retorno para Validação.	75
Figura 4.23 - Antena 59,4 mm.	77
Figura 4.24 - Antena de 59,4 mm no analisador de redes	77
Figura 4.25 - Perda de Retorno da antena de 59,4 mm.	78
Figura 4.26 - Antena 57,6 mm.	79
Figura 4.27 - Antena de 57,6 mm no analisador de redes.	79
Figura 4.28 - Perda de Retorno da antena de 57,6 mm.	80
Figura 4.29 - Campo Elétrico na antena de 57,6 mm.	80
Figura 4.30 - Campo Magnético na antena de 57,6 mm.	81

Figura 4.31 - Tensão no <i>gap</i> antena de 57,6 mm. ....	81
Figura 4.32 - Corrente no <i>gap</i> antena de 57,6 mm. ....	82
Figura 4.33 – Estrutura da plataforma cedida pelos alunos do CEFET-MG. ....	83
Figura 4.34 – Plataforma móvel com novo arranjo.....	84
Figura 4.35 – Interior da caixa fixada a plataforma móvel.....	84
Figura 4.36 - Estação fixa para transmissão de dados. ....	85
Figura 4.37 – Circuito de acionamento dos motores com relés. ....	87

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Crescimento de <i>Hotspots</i> no Brasil. ....	2
Tabela 2.1 - Especificação dos componentes para montagem do circuito amplificador de áudio ( <i>bridge</i> ). ....	42
Tabela 3.1 - Funções dos pinos do nRF24I01 .....	53
Tabela 3.2 Controle do motor através de um regulador de tensão. ....	56
Tabela 4.1 - Parâmetros da geometria das antenas simuladas no Matlab. ....	67
Tabela 4.2 - Parâmetros para antenas com fendas simuladas no Matlab. ....	69
Tabela 4.3 - Parâmetros para antenas simuladas no CST. ....	69
Tabela 4.4 - Variação dos Parâmetros da antena 1 no CST. ....	70
Tabela 4.5 - Interferência das dimensões da antena nos parâmetros de interesse. ....	71
Tabela 4.6 – Parâmetros das antenas construídas. ....	72
Tabela 4.7 - Ajuste dos parâmetros das antenas. ....	73

# LISTA DE NOTAÇÕES E ACRÔNIMOS

## Letras Latinas

$\vec{J}$	Densidade da Corrente Elétrica de Condução [A/m <sup>2</sup> ]
$\vec{E}$	Vetor Intensidade do Campo Elétrico [N/C]
$\vec{D}$	Densidade de Fluxo Elétrico [C/m <sup>2</sup> ]
$\vec{B}$	Densidade de Fluxo Magnético [T/m <sup>2</sup> ]
$\vec{H}$	Vetor Intensidade do Campo Magnético [A/m]
$A_{xy}$	Área da face da célula externa ao condutor no Método de Dey-Mittra [mm]
$l_x, l_y$	Comprimento das bordas das células no Método de Dey-Mittra, nas direções X e Y [mm].
$a$	Campo incidente no Cálculo da Perda de Retorno [N/C]
$b$	Campo refletido no Cálculo da Perda de Retorno [N/C]
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	Incremento espacial nas direções x, y e z [mm]
$S_x, S_y, S_z$	Permissividades relativas complexas [F/m]
$\Delta L$	Incremento no comprimento da <i>patch</i> [mm]
$\Delta t$	Intervalo de tempo [ms]
$a$	Raio da antena filamentar dipolo no Método dos Fios Finos [mm]
$t_0$	Tempo onde ocorre a amplitude máxima no Pulso Gaussiano [ms]
[S]	tensor diagonal.
E	transformada de Fourier do vetor intensidade do campo elétrico
$f_r, f$	frequência de ressonância [Hz]
$a$	Campo Incidente no Cálculo da Perda de Retorno [N/C]
H	transformada de Fourier do vetor intensidade do campo magnético
$v_0, c$	velocidade da luz no espaço livre [m/s]
h	espessura do substrato da <i>patch</i>

$I$	–	Corrente no Cálculo da Perda de Retorno [A]
$L$	–	comprimento da <i>patch</i>
$l$	–	comprimento total da antena dipolo filamentar [mm]
$S_{11}$	–	Perda de Retorno [dB]
$V$	–	Tensão no Cálculo da Perda de Retorno [V]
$w$	–	largura da <i>patch</i>
$Z$	–	Impedância no Cálculo da Perda de Retorno [ $\Omega$ ]

### Letras Gregas

$\sigma$	–	Condutividade Elétrica [S.m/mm <sup>2</sup> ]
$\tau$	–	constante de decaimento no tempo no Pulso Gaussiano [ms]
$\epsilon_{ref}$	–	constante dielétrica efetiva
$S_{ex,y,z}$	–	Coordenadas alongadas Métricas nas direções x,y e z [m]
$\omega$	–	frequência da onda plana [rad/s]
$u(t)$	–	Função Degrau unitária [adimensional]
$\delta(t)$	–	Função Impulso unitária [adimensional]
$\eta_0$	–	Impedância da onda no espaço livre [ $\Omega$ ]
$\Sigma_{x,y,z}^e$	–	Médias de condutividade elétrica nas direções x,y e z [S.m/mm <sup>2</sup> ]
$\epsilon_{x,y,z}$	–	Médias de permissividade elétrica nas direções x,y e z [F/m]
$\mu$	–	Permeabilidade Magnética [H/m]
$\mu_{r,eff}$	–	Permeabilidade Magnética relativa e efetiva [H/m]
$\mu_0$	–	Permeabilidade no espaço livre [H/m]
$\epsilon$	–	Permissividade Elétrica [F/m]
$\epsilon_0$	–	Permissividade no espaço livre [F/m]
$\epsilon_{r,eff}$	–	Permissividade relativa e efetiva [F/m]
$\lambda$	–	Comprimento de onda [adimensional]

## Acrônimos

ABC -	<i>Absorbing Boundary Condition</i>
ANATEL –	Agência Nacional de Telecomunicações
CFDTD –	<i>Conformal Finite - Difference Time-Domain</i>
CFS-PML –	Complex Frequency Shifted - Perfectly Matched Layer
CPML –	<i>Convolutional Perfectly Matched Layer</i>
FDM -	<i>Finite Difference Method</i>
FDTD -	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
LEACOPI -	Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado e Controle de Processos Industriais
MSA -	<i>Microstrip Patch Antenna</i>
PEC –	Condutor Elétrico Perfeito
PML -	<i>Perfectly Matched Layer</i>
UPML -	<i>Uniaxial Perfectly Matched Layer</i>
UWB –	<i>Ultra-wideband</i>
WI-FI -	<i>Wireless Fidelity</i>

# SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....	I
LISTA DE TABELAS .....	IV
LISTA DE NOTAÇÕES E ACRÔNIMOS.....	V
Letras Latinas .....	V
Letras Gregas .....	VI
Acrônimos .....	VII
1- INTRODUÇÃO .....	1
1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	1
1.2 MOTIVAÇÃO .....	1
1.3 OBJETIVO GERAL .....	3
1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	3
1.5 ESTADO DA ARTE.....	3
1.6 ESCOPO DO TRABALHO.....	4
2- REVISÃO DA LITERATURA.....	6
2.1 DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	6
2.2 A CÉLULA DE YEE E AS EQUAÇÕES DE MAXWELL .....	6
2.3 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE NUMÉRICA.....	10
2.4 CAMADAS PERFEITAMENTE CASADAS.....	11
2.4.1 CAMADAS UNIAXIAIS PERFEITAMENTE CASADAS.....	11
2.4.2 CAMADAS CONVOLUCIONAIS PERFEITAMENTE CASADAS.....	19
2.5 MÉTODO DA FRONTEIRA INCORPORADA DEY – MITTRA.....	25
2.6 MÉTODO DOS FIOS FINOS.....	29
2.7 ANTENAS.....	34
2.7.1 ANTENAS DE MICROFITA .....	35
2.7.2 PROJETO DE UMA <i>PATCH</i> RETANGULAR.....	37
2.7.3 PROJETO DE UMA <i>PATCH</i> CIRCULAR.....	38
2.7.4 ANTENAS DIPOLO FILAMENTAR.....	38
2.7.5 PROJETO DE UMA ANTENA DIPOLO DE MEIA ONDA .....	40
2.8 CIRCUITO PRÉ-AMPLIFICADOR DE ÁUDIO.....	41
2.9 CIRCUITO AMPLIFICADOR DE ÁUDIO ( <i>BRIDGE</i> ) .....	42
3- METODOLOGIA .....	43
3.1 SIMULAÇÃO DAS ANTENAS DE MICROFITA.....	43

3.2	SIMULAÇÃO DA ANTENA DIPOLO FILAMENTAR.....	44
3.3	FABRICAÇÃO DAS ANTENAS DE MICROFITA .....	44
3.4	FABRICAÇÃO DA ANTENA FILAMENTAR DIPOLO.....	48
3.5	TESTES DAS ANTENAS .....	49
3.6	MÓDULO TRANSCEPTOR nRF24I01 .....	51
3.7	ARDUINO® .....	53
3.8	TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE ÁUDIO – TELEPRESENÇA .....	54
3.9	ACIONAMENTO DOS MOTORES – TELEOPERAÇÃO.....	54
4-	RESULTADOS E DISCUSSÕES DO PRESENTE TRABALHO.....	57
4.1	SIMULAÇÃO E FABRICAÇÃO DAS ANTENAS DE MICROFITA .....	57
4.2	SIMULAÇÃO E FABRICAÇÃO DAS ANTENAS DIPOLO .....	74
4.2	PLATAFORMA MÓVEL.....	82
4.3	ESTAÇÃO FIXA .....	84
4.4	ACIONAMENTO DOS MOTORES .....	86
5-	CONCLUSÕES.....	88
6-	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....	90
7-	REFERÊNCIAS .....	91
8-	ANEXOS.....	94
8.1	CÓDIGO PARA TRANSMISSÃO DE ÁUDIO E DADOS .....	94
8.2	CÓDIGO PARA RECEPÇÃO DE ÁUDIO E DADOS.....	94
8.3	CÓDIGO PARA ANÁLISE DOS DADOS RECEBIDOS E ACIONAMENTO DOS MOTORES.....	95

# 1- INTRODUÇÃO

## 1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Aborda-se a transmissão de dados *wireless* entre um computador e um circuito receptor de dados empregando antenas filamentar e de microfita e utilizando uma única frequência. Para a otimização desse sistema, serão estudados e simulados antenas filamentar e de microfita, utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo (*Finite-Difference Time-Domain* - FDTD) e uma condição de fronteira absorvente. As antenas serão empregadas, respectivamente, na transmissão de áudio e dados de uma estação fixa para uma estação móvel de recepção. Esta última consistirá de um veículo desenvolvido por alunos do CEFET-MG, *Campus V*. O sistema será utilizado na implementação da telepresença e da teleoperação da plataforma, possibilitando a comunicação, via áudio, do usuário com pessoas que estiverem próximas desta, bem como o direcionamento *wireless* (sem fio) do veículo. A aplicação do método FDTD para o estudo e análise de antenas, auxilia no desenvolvimento do projeto para dimensionamento destas, possibilitando a construção das antenas que resultarão numa melhor transmissão e recepção de áudio e dados na frequência desejada. Contemplam-se, assim, as áreas de Computação e Eletrônica, e também os conteúdos de Eletromagnetismo e Métodos Numéricos.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

De acordo com Martins (2007) o método FDTD é extremamente eficiente para uma larga faixa e amplamente aplicado para o cálculo de problemas eletromagnéticos envolvendo os mais diversos tipos de meios, sendo aqui utilizado para a otimização de um sistema *wireless* a ser desenvolvido.

Atualmente, existem várias tecnologias de transmissão sem fio, algumas mais conhecidas, como o *Bluetooth* e outras, com grande potencial de crescimento, como a tecnologia *UWB (ultra-wideband)*, que segundo Martins (2007) suporta altas taxas de transmissão de dados, além de proporcionar elevada resistência a interferência multi-percursos. A empregabilidade destas tecnologias também é ampla e a mais disseminada na sociedade é o uso da tecnologia para *Wireless Fidelity (Wi-Fi – Fidelidade sem Fio)*. Para se acessar

uma rede Wi-Fi é necessário estar na área de abrangência de um ponto de acesso, chamada de *Hotspot*. A Tabela 1.1 apresenta o crescimento de *Hotspots* no Brasil nos últimos anos.

Tabela 1.1 - Crescimento de *Hotspots* no Brasil.

Fonte: Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL, 2014).

	2009	2010	2011	2012	1T13	2T13	3T13	4T13	Jan/14	Fev/14	1T14
São Paulo	2.446	2.455	2.560	2.580	2.580	2.580	2.567	3.387	3.386	3.612	3.612
Rio de Janeiro	460	454	487	494	494	494	490	907	907	1.079	1.079
Rio Grande do Sul	134	136	144	149	149	149	147	275	275	393	393
Mato Grosso	37	39	38	38	38	38	38	247	247	262	262
Paraná	150	155	163	167	167	167	167	241	241	248	248
Distrito Federal	156	151	154	159	159	159	159	177	177	228	228
<b>Total Brasil</b>	<b>3.982</b>	<b>3.997</b>	<b>4.196</b>	<b>4.245</b>	<b>4.245</b>	<b>4.245</b>	<b>4.221</b>	<b>6.120</b>	<b>6.119</b>	<b>6.769</b>	<b>6.769</b>

Santos (2011) sugere que o desenvolvimento de pesquisas na área de transmissão de dados *wireless* possibilita o direcionamento para a solução de vários problemas, tais como o de eliminar o desconforto do uso de cabos para realização de conexões entre equipamentos eletrônicos, como conectar um aparelho de televisão a um DVD, entre outros.

Além disso, a transmissão de dados *wireless* pode ser aplicada em diversas áreas como no entretenimento, para comunicação e informação em tempo real, sendo muito útil no caso de edifícios cujas estruturas não permitem a instalação de cabos para esse fim. Possibilita ainda maior mobilidade para o usuário dos equipamentos e facilidade no transporte dos mesmos. Proporciona também melhoria no *design* de diversos ambientes.

Razões como essas apontam para a importância do desenvolvimento de trabalhos como o que é aqui realizado. Além disso, a relevância científica está também na aplicação do dispositivo em uma plataforma móvel, desenvolvida por alunos do *Campus V* do CEFET-MG. Logo, o desenvolvimento deste apresenta potencial para agregar funções a projetos desenvolvidos por outros discentes.

### 1.3 OBJETIVO GERAL

Construir um sistema transmissor de dados wireless, utilizando as antenas simuladas no método numérico FDTD, a fim de torná-lo mais eficiente e, desta forma, caracterizar a telepresença e a teleoperação na plataforma móvel existente.

### 1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Simular antenas de microfita e filamentos através do método FDTD.
- Construir as antenas que apresentem maior eficiência para transmissão e recepção de dados.
- Construir um pré-amplificador de áudio para o microfone utilizado na transmissão.
- Construir um amplificador para o alto-falante utilizado na recepção.
- Programar o módulo transceptor para transmissão e recepção de áudio.
- Programar o módulo transceptor para transmissão e recepção de dados para a plataforma móvel.
- Testar o módulo transceptor com as antenas construídas.
- Testar o acionamento dos atuadores da plataforma móvel através da ponte H.
- Utilizar os módulos transceptores para enviar os dados de uma estação fixa para a plataforma móvel.

### 1.5 ESTADO DA ARTE

O método FDM (*Finite Difference Method*), desenvolvido por Thom e Apelt (1961), soluciona as equações não lineares da hidrodinâmica. Esse método era baseado na aproximação de equações diferenciais por equações de diferenças finitas e foi fundamental para o desenvolvimento do método FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*). Posteriormente, este foi utilizado por Yee (1966) para propor um método numérico a fim de solucionar as equações de Maxwell definidas com o operador rotacional, que discretiza o espaço fazendo com que os campos elétrico e magnético estejam deslocados de meio passo espacial e temporal. Um dos inconvenientes dessa técnica situa-se no fato de que as equações de Maxwell foram desenvolvidas em um domínio discretizado cujo

espaço precisa ser delimitado, isto é, não é possível simular uma onda propagando-se em um espaço de dimensões infinitas. Este problema pode ser resolvido truncando-se a malha do espaço de análise e usando uma condição de fronteira absorvente, conhecida como ABC (*Absorbing Boundary Condition*). Ao longo dos anos, muitos métodos ABCs foram desenvolvidos. A primeira ABC numericamente estável e com segunda ordem de precisão para a malha de Yee foi publicada por Mur (1981). Entre os métodos de truncagem atuais mais utilizados estão: a PML (*Perfectly Matched Layer*), originalmente implementada por Berenger (1994), a UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layer*) implementada por Gedney (1996) e a CPML (*Convolutional Perfectly Matched Layer*) implementada por Kuzuoglu e Mittra (1996).

O método FDTD em conjunto com uma ABC é largamente utilizado para estudo de antenas, uma vez que é capaz de realizar a análise diretamente no domínio do tempo e, portanto, para diversas frequências em uma única simulação. Através disso, é possível verificar a frequência ideal para otimizar um determinado processo, sem que seja necessário várias simulações.

Este método pode ser utilizado para otimizar o processo de escolha de geometrias de antenas eficientes em uma determinada frequência, a fim de realizar a transmissão e recepção de dados e de caracterizar teleoperação e telepresença em um determinado dispositivo. Recentemente, vários pesquisadores se inclinaram para o desenvolvimento de sistemas teleoperados e telepresenciados. Um veículo teleoperado pelo sistema operacional *Android* (*AndroidOS*), controlado via *bluetooth* para sensoriamento remoto e detecção de falhas no ambiente é apresentado por Silva *et al.* (2012). Outros sistemas desse tipo foram desenvolvidos por Tsui *et al.* (2013), Wilde e Walter (2010) e Larsson, Broxvall e Saffiotti (2010).

## **1.6 ESCOPO DO TRABALHO**

No capítulo 2 é apresentada a revisão de literatura, abordando-se de forma sucinta todos os tópicos envolvidos neste Trabalho de Conclusão de Curso. Em seguida, a metodologia utilizada para a realização deste é exposta no Capítulo 3. Os resultados encontrados durante a realização do trabalho são apresentados e discutidos no Capítulo 4. As conclusões são exibidas no Capítulo 5 e o Capítulo 6

traz as propostas para trabalhos futuros, em que são sugeridas novas abordagens para o tema proposto.

## **2- REVISÃO DA LITERATURA**

### **2.1 DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO**

O método FDTD foi introduzido por Kane Yee (1966) e recebeu maior destaque com a obra de Taflove e Hagness (2005). Esta técnica permite simular a eficiência de uma antena em ressoar um sinal para o espaço livre, sendo desnecessária sua construção prévia. Desta forma é possível otimizar o desenvolvimento de projetos, uma vez que os parâmetros geométricos da antena podem ser ajustados durante as simulações, economizando assim tempo e material gasto na fabricação de antenas.

Esta técnica é robusta, apresenta menor custo computacional quando comparada com outras utilizadas e permite ainda a análise da resposta em diversas frequências durante uma única simulação, uma vez que é realizada no domínio do tempo.

O emprego desta técnica no desenvolvimento de diversos estudos possibilitou seu aprimoramento, além de tornar possível a análise de sistemas mais complexos, por meio da combinação deste método com outros, tais como as condições de fronteira absorventes que truncam o espaço computacional, a fim de permitir que as ondas eletromagnéticas que se propagam em um ambiente aberto possam ser simuladas.

Dessa forma, o método FDTD mostra-se consideravelmente interessante para solucionar uma grande quantidade de problemas, incluindo os relacionados à interação de ondas com o tecido humano, simulação de antenas, entre outros.

### **2.2 A CÉLULA DE YEE E AS EQUAÇÕES DE MAXWELL**

No método FDTD as equações diferenciais de Maxwell para ondas eletromagnéticas são solucionadas utilizando-se equações algébricas. Esta aproximação é feita empregando-se diferenças centradas, que fornecem uma precisão de segunda ordem. Para que esta aproximação seja realizada, as componentes dos campos elétrico e magnético são distribuídas de forma estratégica no cubo apresentando na Figura 2.1, conhecido como célula de Yee, de maneira que estejam deslocadas de meio passo espacial e temporal.

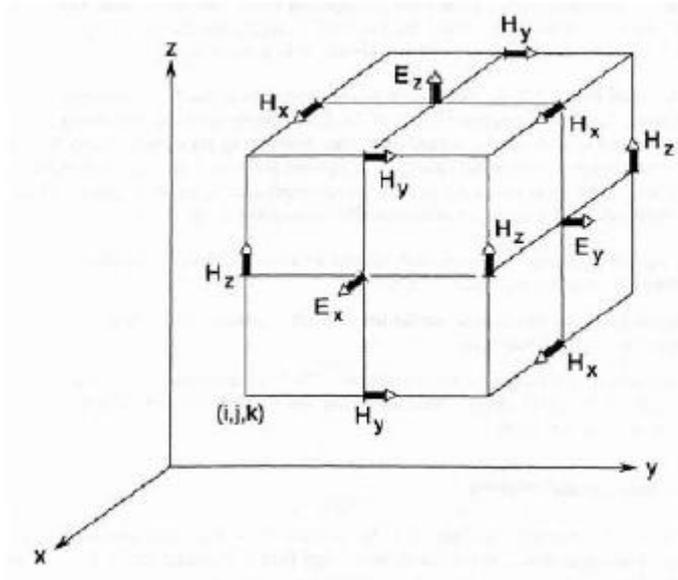


Figura 2.1 - Célula de Yee (TAFLOVE e HAGNESS, 2005).

O domínio computacional é dividido em cubos, como o apresentado acima, em que cada componente vetorial de campo elétrico e magnético possui as características do ponto onde estão localizadas. A disposição destes vetores atende o cálculo do operador rotacional das Leis de Faraday e Ampère, apresentadas nas Equações 2.1 e 2.2, para uma região linear e isotrópica. Estas equações são utilizadas para o desenvolvimento de um algoritmo eficiente para implementação do método FDTD.

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

$$\nabla \times \vec{H} = -\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J} \quad (2.2)$$

Em que  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  e  $\vec{J}$  são, respectivamente, os vetores intensidade de campo elétrico, intensidade de campo magnético e a densidade de corrente elétrica de condução. Os símbolos  $\mu$  e  $\epsilon$  são parâmetros que caracterizam o meio e representam respectivamente a permeabilidade magnética e a permissividade elétrica.

As Equações 2.1 e 2.2 podem ser expandidas utilizando-se coordenadas polares  $(x, y, z)$  a partir da definição do operador rotacional, como apresentado nas Equações 2.3-2.8:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.8)$$

Nas equações acima o símbolo  $\sigma$  representa a condutividade elétrica.

Um ponto qualquer no espaço tridimensional contínuo é definido como  $(x, y, z)$ , já em um espaço discretizado é representado como  $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$ . Em que  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  e  $\Delta z$ , representam o incremento espacial nas direções  $x, y$  e  $z$ . Qualquer função contida num ponto discreto do espaço e num instante discreto do tempo pode ser representada como:

$$G(x, y, z, t) = G(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = G_{i,j,k}^n \quad (2.9)$$

Em que  $\Delta t$  é o intervalo de tempo utilizado para atualização do cálculo dos campos elétricos e magnéticos e  $n$  é uma variável inteira, que contém o número de passos de tempo que serão calculados.

A derivada parcial de uma função pode ser então, aproximada por diferenças finitas centradas através das seguintes expressões:

$$\frac{\partial G}{\partial t} \equiv \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{G_{i,j,k}^{n+1} - G_{i,j,k}^n}{\Delta t} \approx \frac{G_{i,j,k}^{n+1} - G_{i,j,k}^n}{\Delta t} \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial G}{\partial x} \equiv \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{G_{i+1,j,k}^n - G_{i,j,k}^n}{\Delta x} \approx \frac{G_{i+1,j,k}^n - G_{i,j,k}^n}{\Delta x} \quad (2.11)$$

Aplicando-se as idéias das Equações 2.10-2.11 as Equações 2.5-2.8 obtém-se as Equações 2.12-2.17 para atualização dos campos, como mostrado a seguir:

$$H_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} = H_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[ \frac{E_{z(i,j+1,k+\frac{1}{2})}^n - E_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^n}{\Delta y} - \frac{E_{y(i,j+\frac{1}{2},k+1)}^n - E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^n}{\Delta z} \right] \quad (2.12)$$

$$H_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} = H_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[ \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j,k+1)}^n - E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^n}{\Delta z} - \frac{E_{z(i+1,j,k+\frac{1}{2})}^n - E_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^n}{\Delta x} \right] \quad (2.13)$$

$$H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} = H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[ \frac{E_{y(i+1,j+\frac{1}{2},k)}^n - E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^n}{\Delta x} - \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j+1,k)}^n - E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^n}{\Delta y} \right] \quad (2.14)$$

$$E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^{n+1} = \left( \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left( 1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon} \right)} \cdot \left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_{y(i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right] \quad (2.15)$$

$$E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1} = \left( \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left( 1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon} \right)} \cdot \left[ \frac{H_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x(i,j+\frac{1}{2},k-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} - \frac{H_{z(i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right] \quad (2.16)$$

$$E_z^{n+1} \left( i, j, k + \frac{1}{2} \right) = \left( \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \right) E_z^n \left( i, j, k + \frac{1}{2} \right) + \frac{\Delta t}{\epsilon \left( 1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon} \right)} \cdot \left[ \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}} \left( i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n+\frac{1}{2}} \left( i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}} \left( i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - H_x^{n+\frac{1}{2}} \left( i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right)}{\Delta y} \right] \quad (2.17)$$

Como pode ser observado, o cálculo de uma componente de campo elétrico em um passo de tempo  $n\Delta t$  depende do campo elétrico calculado num instante anterior, na mesma posição do espaço e das componentes de campo magnético, também em um instante anterior. Isto significa, que para fazer uma análise dos campos, as componentes de campo elétrico e magnético para uma determinada posição do espaço devem ser armazenadas a cada incremento temporal. O que sugere que um espaço extremamente discretizado, conduza a necessidade de uma grande quantidade de memória e tempo de processamento elevado.

### 2.3 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE NUMÉRICA

O passo temporal  $\Delta t$  empregado no método FDTD deve atender a condição de Courant-Freidrich-Levy, definida pela Equação 2.18, que é necessária para evitar a instabilidade numérica no FDTD. A limitação de  $\Delta t$  é especificada em relação aos incrementos espaciais  $\Delta x, \Delta y$  e  $\Delta z$ .

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \cdot \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.18)$$

Para que efeitos dispersivos sejam minimizados, deve-se atender a condição estabelecida pela Equação 2.19. Nesta condição  $\lambda_{min}$ , representa o menor comprimento de onda, correspondente a máxima frequência de simulação, e  $\Delta_{x,y,z}$  representa o incremento espacial em qualquer das direções  $x, y$  e  $z$ .

$$\Delta_{x,y,z} \leq \frac{\lambda_{min}}{10} \quad (2.19)$$

## **2.4 CAMADAS PERFEITAMENTE CASADAS**

De acordo com Berenger (1994), desde os trabalhos iniciais de Yee (1966), o método FDTD é amplamente utilizado para cálculos eletromagnéticos. Uma das inconveniências deste método, é que as equações de Maxwell devem ser resolvidas em um domínio discreto cujo tamanho necessita ser restringido. O problema do espaço aberto envolvendo extensão teórica ilimitada pode ser solucionado utilizando aplicações de condições especiais sobre os limites do domínio computacional, a fim de absorver as ondas de saída.

Os tipos de condições especiais de fronteira que simulam ondas eletromagnéticas propagando-se continuamente através do espaço computacional são chamados de ABCs. Porém, segundo Elsherbeni e Demir (2009), uma truncagem imperfeita do espaço cria inúmeras reflexões, que vão modificar o resultado após algum tempo de simulação.

Problemas envolvendo dispersão e radiação requerem fronteiras que atuem como espaço aberto. Alguns tipos de ABCs foram desenvolvidos e a PML, introduzida por Berenger (1994), se mostrou uma das mais robustas ABCs, em comparação com outras técnicas do passado, como analisou Andrew, Balanis e Tirkas (1995).

PML é uma forma especial de espessura finita que envolve o espaço computacional, baseado em parâmetros constitutivos fictícios para criar uma condição de casamento onda-impedância, independente dos ângulos e frequências das ondas incidentes nessa fronteira. Existem alguns tipos especiais de PML e dois deles serão apresentados a seguir e utilizados neste Trabalho de Conclusão de Curso.

### **2.4.1 CAMADAS UNIAXIAIS PERFEITAMENTE CASADAS**

Quando a propagação de ondas eletromagnéticas em um ambiente aberto é estudada, é necessário que uma ABC seja definida no espaço computacional, caso contrário seria necessário uma quantidade infinita de memória.

Segundo Taflove e Hagness (2005) a UPML é uma das ABCs mais eficientes, realiza a truncagem do domínio computacional, assemelhando-se ao funcionamento de uma câmara anecóica, sendo assim capaz de realizar a

absorção total das ondas que a penetram, impedindo que ondas refletidas interfiram no cálculo dos campos que estão sendo analisados.

O espaço computacional é dividido em duas regiões, a região de análise onde as ondas eletromagnéticas são simuladas e analisadas, e a região da UPML onde as ondas são totalmente absorvidas quando atravessam suas camadas perfeitamente casadas, finalizadas por um PEC (condutor elétrico perfeito). A eficiência da UPML na absorção destas ondas independe da polarização, do ângulo de incidência e da frequência da onda, mas apenas do casamento de impedâncias que ocorre na fronteira destas regiões e nas camadas casadas que compõem a UPML. A região de análise possui características isotrópicas, ou seja, as propriedades físicas relacionadas com um ponto independem da direção, já a UPML possui anisotropia uniaxial, em que as propriedades físicas variam apenas no eixo normal ao plano que separa essas regiões. A Figura 2.2 ilustra a divisão do espaço computacional nestas duas regiões.



Figura 2.2 – Representação do espaço computacional, dividido em UPML e região de análise.

As equações de Maxwell para um meio anisotrópico são apresentadas a seguir:

$$\nabla \times \mathbf{H} = -j\omega\mu[\mathbf{S}]\mathbf{H} \quad (2.20)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = j\omega\varepsilon[\mathbf{S}]\mathbf{H} \quad (2.21)$$

Em que:

$\omega$  - frequência da onda plana;

$E$  – transformada de Fourier do vetor intensidade do campo elétrico;

$H$  - transformada de Fourier do vetor intensidade do campo magnético;

$[S]$  - tensor diagonal.

O tensor diagonal, que caracteriza a anisotropia uniaxial é definido pela Equação 2.22.

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{S_y S_z}{S_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{S_x S_z}{S_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{S_x S_y}{S_z} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Na Equação 2.22,  $S_x$ ,  $S_y$  e  $S_z$  são respectivamente as permissividades relativas complexas ao longo das direções x, y, e z, definidas por:

$$S_x = k_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon} \quad (2.23)$$

$$S_y = k_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\epsilon}$$

$$S_z = k_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\epsilon}$$

A Equação 2.20 apresentou um vetor escalar com equações diferenciais parciais, que pode ser representado para o caso tridimensional, como mostrado na Equação 2.24.

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \overline{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \overline{H}_y}{\partial z} \\ \frac{\partial \overline{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \overline{H}_z}{\partial x} \\ \frac{\partial \overline{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \overline{H}_x}{\partial y} \end{bmatrix} = j\omega\epsilon \begin{bmatrix} \frac{S_y S_z}{S_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{S_x S_z}{S_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{S_x S_y}{S_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{E}_x \\ \overline{E}_y \\ \overline{E}_z \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

A componente de densidade de fluxo elétrico ( $\overline{D}$ ) pode ser relacionada com a componente do campo elétrico como apresentado a seguir:

$$\overline{D}_x = \varepsilon \frac{S_z}{S_x} \overline{E}_x \quad (2.25)$$

$$\overline{D}_y = \varepsilon \frac{S_x}{S_y} \overline{E}_y$$

$$\overline{D}_z = \varepsilon \frac{S_y}{S_z} \overline{E}_z$$

Substituindo-se a Equação 2.24 na 2.25 obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \overline{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \overline{H}_y}{\partial z} \\ \frac{\partial \overline{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \overline{H}_z}{\partial x} \\ \frac{\partial \overline{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \overline{H}_x}{\partial y} \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} S_y & 0 & 0 \\ 0 & S_z & 0 \\ 0 & 0 & S_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{D}_x \\ \overline{D}_y \\ \overline{D}_z \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Uma vez que o FDTD realiza a análise diretamente no domínio do tempo, as equações que definem a UPML também devem estar no domínio do tempo, isso pode ser feito substituindo-se a Equação 2.23 na 2.26 e aplicando a transformação:  $j\omega \rightarrow \frac{\delta}{\delta t}$ . É fornecida então, uma relação entre a componente de intensidade do campo magnético e a componente de densidade de fluxo elétrico, como apresentada na Equação 2.27.

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \overline{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \overline{H}_y}{\partial z} \\ \frac{\partial \overline{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \overline{H}_z}{\partial x} \\ \frac{\partial \overline{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \overline{H}_x}{\partial y} \end{bmatrix} = \frac{\delta}{\delta t} \begin{bmatrix} k_y & 0 & 0 \\ 0 & k_z & 0 \\ 0 & 0 & k_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{D}_x \\ \overline{D}_y \\ \overline{D}_z \end{bmatrix} + \frac{1}{\varepsilon} \begin{bmatrix} \sigma_y & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_z & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{D}_x \\ \overline{D}_y \\ \overline{D}_z \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Desenvolvendo-se a Equação 2.21 e realizando-se os mesmos passos feitos para a Equação 2.20, obtém-se uma relação entre a componente de campo elétrico e a componente de densidade de fluxo magnético, como apresentado na Equação 2.27.

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \end{bmatrix} = -\frac{\delta}{\delta t} \begin{bmatrix} k_y & 0 & 0 \\ 0 & k_z & 0 \\ 0 & 0 & k_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{bmatrix} + \frac{1}{\varepsilon} \begin{bmatrix} \sigma_y & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_z & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

A substituição da Equação 2.23 na Equação 2.25 fornece as equações que relacionam a componente de densidade de fluxo elétrico com a componente de campo elétrico, como apresentado a seguir:

$$\left(k_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\varepsilon}\right) \overline{D}_x = \varepsilon \left(k_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\varepsilon}\right) \overline{E}_x \quad (2.29)$$

$$\left(k_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\varepsilon}\right) \overline{D}_y = \varepsilon \left(k_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\varepsilon}\right) \overline{E}_y$$

$$\left(k_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\varepsilon}\right) \overline{D}_z = \varepsilon \left(k_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\varepsilon}\right) \overline{E}_z$$

A multiplicação de ambos os lados da Equação 2.29 por  $j\omega$  e a aplicação da transformação:  $j\omega \rightarrow \frac{\delta}{\delta t}$ , resulta em:

$$\frac{\partial}{\partial t} (k_x D_x) + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} D_x = \varepsilon \left[ \frac{\partial}{\partial t} (k_z E_x) + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} E_x \right] \quad (2.30)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (k_y D_y) + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} D_y = \varepsilon \left[ \frac{\partial}{\partial t} (k_x E_y) + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} E_y \right] \quad (2.31)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (k_z D_z) + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} D_z = \varepsilon \left[ \frac{\partial}{\partial t} (k_y E_z) + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} E_z \right] \quad (2.32)$$

Utilizando o mesmo procedimento descrito acima são obtidas as Equações 2.33-2.35 que relacionam as componentes de densidade de fluxo magnético com as componentes de campo magnético.

$$\frac{\partial}{\partial t} (k_x B_x) + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} B_x = \mu \left[ \frac{\partial}{\partial t} (k_z H_x) + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} H_x \right] \quad (2.33)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(k_y B_y) + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} B_y = \mu \left[ \frac{\partial}{\partial t}(k_x H_y) + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} H_y \right] \quad (2.34)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(k_z B_z) + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} B_z = \mu \left[ \frac{\partial}{\partial t}(k_y H_z) + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} H_z \right] \quad (2.35)$$

Substituindo-se as derivadas parciais espaciais e temporais por derivadas centradas nas Equações 2.27 e 2.28 e realizando-se algumas manipulações algébricas, obtêm-se as equações para atualização dos valores de densidade de fluxo elétrico e densidade de fluxo magnético. Aplicando-se a mesma substituição as Equações 2.30-2.32 e 2.33-2.35 e desenvolvendo-se algumas manipulações algébricas, são obtidas respectivamente as equações para atualização dos valores de campo elétrico e magnético. As novas equações são apresentadas a seguir:

$$B_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{3}{2}} = \left( \frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right) B_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - \left( \frac{2\varepsilon \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right) \cdot \quad (2.36)$$

$$\left[ \frac{E_{z(i,j+1,k+\frac{1}{2})}^{n+1} - E_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^{n+1}}{\Delta y} - \frac{E_{y(i,j+\frac{1}{2},k+1)}^{n+1} - E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1}}{\Delta z} \right]$$

$$H_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{3}{2}} = \left( \frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right) H_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} + \left( \frac{1}{(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t)\mu} \right) \cdot \quad (2.37)$$

$$\left[ (2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t) B_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{3}{2}} - (2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t) B_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} \right]$$

$$B_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{3}{2}} = \left( \frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right) B_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - \left( \frac{2\varepsilon \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right) \cdot \quad (2.38)$$

$$\left[ \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j,k+1)}^{n+1} - E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^{n+1}}{\Delta z} - \frac{E_{z(i+1,j,k+\frac{1}{2})}^{n+1} - E_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^{n+1}}{\Delta x} \right]$$

$$H_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{3}{2}} = \left( \frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right) H_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} + \left( \frac{1}{(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t)\mu} \right). \quad (2.39)$$

$$\left[ (2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t) B_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{3}{2}} - (2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t) B_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} \right]$$

$$B_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{3}{2}} = \left( \frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right) B_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} - \left( \frac{2\varepsilon \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right). \quad (2.40)$$

$$\left[ \frac{E_{y(i+1,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1} - E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1}}{\Delta x} - \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j+1,k)}^{n+1} - E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^{n+1}}{\Delta y} \right]$$

$$H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{3}{2}} = \left( \frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right) H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} + \left( \frac{1}{(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t)\mu} \right). \quad (2.41)$$

$$\left[ (2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t) B_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{3}{2}} - (2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t) B_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} \right]$$

$$D_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^{n+1} = \left( \frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right) D_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^n + \left( \frac{2\varepsilon \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right). \quad (2.42)$$

$$\left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y(i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right]$$

$$E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^{n+1} = \left( \frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right) E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^n + \left( \frac{1}{(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t)\varepsilon} \right). \quad (2.43)$$

$$\left[ (2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t) D_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^{n+1} - (2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t) D_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^n \right]$$

$$D_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1} = \left( \frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right) D_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^n + \left( \frac{2\varepsilon \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right). \quad (2.44)$$

$$\left[ \frac{H_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x(i,j+\frac{1}{2},k-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} - \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right]$$

$$E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1} = \left( \frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right) E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^n + \left( \frac{1}{(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t)\varepsilon} \right). \quad (2.45)$$

$$\left[ (2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t) D_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1} - (2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t) D_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^n \right]$$

$$D_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^{n+1} = \left( \frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right) D_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^n + \left( \frac{2\varepsilon \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right). \quad (2.46)$$

$$\left[ \frac{H_{y(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y(i-\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} - \frac{H_{x(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right]$$

$$E_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^{n+1} = \left( \frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right) E_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^n + \left( \frac{1}{(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t)\varepsilon} \right). \quad (2.47)$$

$$\left[ (2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t) D_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^{n+1} - (2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t) D_{z(i,j,k+\frac{1}{2})}^n \right]$$

Estas equações podem ser aplicadas a todo o domínio computacional, contanto que para a região de análise seja atribuído  $k_\alpha = 1$  e  $\sigma_\alpha = 0$ , em que  $\alpha = x, y, z$ . Já para a região da UPML essas variáveis podem ser calculadas por uma aproximação polinomial ou por uma aproximação geométrica, mas apenas a aproximação polinomial será apresentada neste trabalho, uma vez que será a utilizada.

A condutividade da UPML é determinada de acordo com um fator de crescimento, sendo a condutividade máxima na última camada da condição absorvente calculada pela Equação 2.48.

$$\sigma_{\max} = -\frac{0,8(m+1)}{\eta\Delta} \quad (2.48)$$

Em que  $m$ ,  $\eta$  e  $\Delta$  são respectivamente a ordem do polinômio, a impedância da onda e a dimensão da célula ao longo de uma direção  $x$ ,  $y$  ou  $z$ . No entanto, para meios não homogêneos, dispersivos ou não lineares pode-se utilizar a Equação 2.49.

$$\sigma_{\max} = -\frac{0,8(m+1)}{\eta_0\Delta\sqrt{\epsilon_{r,eff} \cdot \mu_{r,eff}}} \quad (2.49)$$

Em que  $\eta_0$ ,  $\epsilon_{r,eff}$ ,  $\mu_{r,eff}$  representam respectivamente a impedância da onda no espaço livre, a permissividade relativa efetiva e a permeabilidade magnética relativa efetiva de um material que esteja em contato com a UPML.

A condutividade pode ser definida para outras regiões da ABC através da Equação 2.50.

$$\sigma_x(x) = (x/d)^m \sigma_{x,\max} \quad (2.50)$$

Em que  $\sigma_x$  e  $x$  são respectivamente a condutividade e uma posição dentro da UPML, ambos na direção  $x$ . O fator  $k$ , na direção  $x$ , por exemplo, é calculado a partir da Equação 2.51, já o  $k_{x,\max}$  é ajustado na realização de experimentos, mas normalmente utiliza-se  $k_{x,\max} = 1$ .

$$k_x(x) = 1 + (k_{x,\max} - 1)(x/d) \quad (2.51)$$

## 2.4.2 CAMADAS CONVOLUCIONAIS PERFEITAMENTE CASADAS

Como definido anteriormente, PML é uma camada de espessura finita em torno do espaço computacional, que com auxílio de parâmetros fictícios criam uma condição de fronteira absorvente que é independente dos ângulos e frequências da onda incidente sobre esse limite.

Porém, de acordo com Elsherbeni e Demir (2009), a PML mostra-se ineficiente para absorver ondas evanescentes. Dessa forma ela deve ser colocada suficientemente longe do objeto em análise, de tal modo que as ondas evanescentes tenham decaído suficientemente e apenas ondas no regime permanente sejam absorvidas. No entanto, isso aumenta o número de células no domínio computacional e, conseqüentemente, aumentam também os requisitos de memória e o tempo de processamento. Outro ponto negativo desta é que ela sofre reflexões tardias em alguns casos, como quando simula campos por longos tempos.

Uma forma de PML, a chamada PML de frequências complexas alongadas (CFS-PML), se mostrou altamente efetiva em absorver ondas evanescentes, bem como sinais com um longo tempo de simulação. Assim, é possível colocar as fronteiras mais perto dos objetos a serem analisados e a economia de tempo e memória pode ser alcançada.

A CPML, apresentada por Roden e Gedney (2000), conhecida como PML convolucional, é uma eficiente implementação da CFS-PML.

Sem a perda de generalidade, as equações para a PML para um meio com perdas são colocadas no espaço de coordenadas alongadas, como mostram Chew e Weedon (1994).

$$j\omega\varepsilon_x E_x + \sigma_x^e E_x = \frac{1}{S_{ey}} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{1}{S_{ez}} \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.52a)$$

$$j\omega\varepsilon_y E_y + \sigma_y^e E_y = \frac{1}{S_{ez}} \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{1}{S_{ex}} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.52b)$$

$$j\omega\varepsilon_z E_z + \sigma_z^e E_z = \frac{1}{S_{ex}} \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{1}{S_{ey}} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.52c)$$

Em que  $S_{ex}, S_{ey}$  e  $S_{ez}$  são as coordenadas alongadas métricas,  $\sigma_x^e, \sigma_y^e$  e  $\sigma_z^e$  são as médias de condutividade elétrica em cada direção e  $\varepsilon_x, \varepsilon_y$  e  $\varepsilon_z$  são a permissividade elétrica em cada direção. Pode-se notar que as equações (2.52) estão no domínio da frequência com  $e^{j\omega t}$  de tempo-harmônico convencional.

A equação (2.53) mostra o caso em que as equações (2.52) se igualam à PML de Berenger.

$$S_{ex} = 1 + \frac{\sigma_{pex}}{j\omega\varepsilon_0}, S_{ey} = 1 + \frac{\sigma_{pey}}{j\omega\varepsilon_0} \text{ e } S_{ez} = 1 + \frac{\sigma_{pez}}{j\omega\varepsilon_0} \quad (2.53)$$

Aqui,  $\sigma_{pex}$ ,  $\sigma_{pey}$  e  $\sigma_{pez}$  são as condutividades da PML e  $\epsilon_0$  é a permissividade do espaço livre.

As equações descritas acima constroem a atualização para os campos elétricos. Para os campos magnéticos, a atualização é feita de acordo com as equações (2.54) e (2.55).

$$j\omega\mu_x H_x + \sigma_x^m H_x = -\frac{1}{S_{my}} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{1}{S_{mz}} \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (2.54a)$$

$$j\omega\mu_y H_y + \sigma_y^m H_y = -\frac{1}{S_{mz}} \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{1}{S_{mx}} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.54b)$$

$$j\omega\mu_z H_z + \sigma_z^m H_z = -\frac{1}{S_{mx}} \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{1}{S_{my}} \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (2.54c)$$

Estas se igualam a PML de Berenger quando:

$$S_{mx} = 1 + \frac{\sigma_{pmx}}{j\omega\mu_0}, S_{my} = 1 + \frac{\sigma_{pmy}}{j\omega\mu_0} \text{ e } S_{mz} = 1 + \frac{\sigma_{pmz}}{j\omega\mu_0} \quad (2.55)$$

Em que  $S_{mx}$ ,  $S_{my}$  e  $S_{mz}$  são as coordenadas alongadas métricas,  $\sigma_x^m$ ,  $\sigma_y^m$  e  $\sigma_z^m$  são as médias das condutividades magnéticas em cada direção,  $\mu_0$  é a permeabilidade do espaço livre e  $\sigma_{pmx}$ ,  $\sigma_{pmy}$ ,  $\sigma_{pmz}$  são as condutividades magnéticas em cada região da PML.

É necessário realizar a escolha das variáveis complexas alongadas, que no método CPML, segue a definição proposta por Kuzuoglu e Mittra (1996).

Generalizando para todas as direções:

$$S_{ei} = k_{ei} + \frac{\sigma_{pei}}{\alpha_{ei} + j\omega\epsilon_0}, \quad S_{mi} = k_{mi} + \frac{\sigma_{pmi}}{\alpha_{mi} + j\omega\mu_0}, \quad i = x, y, z \quad (2.56)$$

Em que  $k_{ei}$ ,  $k_{mi}$ ,  $\alpha_{ei}$  e  $\alpha_{mi}$  são os novos parâmetros assumindo os valores:

$$k_{ei} \geq 1, k_{mi} \geq 1, \alpha_{ei} \geq 0 \text{ e } \alpha_{mi} \geq 0$$

Para que seja possível casar perfeitamente as camadas da PML, gerando uma reflexão igual a zero, a condição  $S_{ei} = S_{mi}$  deve ser satisfeita, levando a:

$$k_{ei} = k_{mi} \quad (2.57a)$$

$$\frac{\sigma_{pei}}{\alpha_{ei} + j\omega\epsilon_0} = \frac{\sigma_{pmi}}{\alpha_{mi} + j\omega\mu_0} \quad (2.57b)$$

A equação (2.58) satisfaz (2.57b):

$$\frac{\sigma_{pei}}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_{pmi}}{\mu_0} \text{ e } \frac{\alpha_{ei}}{\epsilon_0} = \frac{\alpha_{mi}}{\mu_0} \quad (2.58)$$

Como mencionado anteriormente, as equações (2.52) e (2.54) estão no domínio da frequência. No entanto, para obter a atualização dos campos para elas, é necessário expressá-las no domínio do tempo.

Como exemplo, a equação (2.52a) é escrita no domínio do tempo como:

$$\epsilon_x \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_x^e E_x = S'_{ey} * \frac{\partial H_z}{\partial y} - S'_{ez} * \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.59)$$

Em que  $S'_{ey}$  é uma função do tempo que é a transformada de Laplace inversa de  $S_{ey}^{-1}$  e  $S'_{ez}$  é a transformada de Laplace inversa de  $S_{ez}^{-1}$ . As outras equações podem ser transformadas por similaridade. É importante notar que as operações de produto no domínio da frequência são expressadas como operação de convolução no domínio do tempo.

De forma geral, os termos  $S'_{ei}$  e  $S'_{mi}$  são dados na forma aberta como:

$$S'_{ei}(t) = \frac{\delta(t)}{k_{ei}} - \frac{\sigma_{pei}}{\epsilon_0 k_{ei}^2} e^{-\left(\frac{\sigma_{pei}}{\epsilon_0 k_{ei}} + \frac{\alpha_{pei}}{\epsilon_0}\right)t} u(t) = \frac{\delta(t)}{k_{ei}} + \xi_{ei}(t) \quad (2.60a)$$

$$S'_{mi}(t) = \frac{\delta(t)}{k_{mi}} - \frac{\sigma_{pmi}}{\mu_0 k_{mi}^2} e^{-\left(\frac{\sigma_{pmi}}{\mu_0 k_{mi}} + \frac{\alpha_{pmi}}{\epsilon_0}\right)t} u(t) = \frac{\delta(t)}{k_{mi}} + \xi_{mi}(t) \quad (2.60b)$$

Em que  $\delta(t)$  é a função impulso unitária e  $u(t)$  é a função degrau unitária. Substituindo (2.60) em (2.59):

$$\epsilon_x \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_x^e E_x = \frac{1}{k_{ey}} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{1}{k_{ez}} \frac{\partial H_y}{\partial z} + \xi_{ey}(t) * \frac{\partial H_z}{\partial y} - \xi_{ez} * \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.61)$$

Nesse ponto, aproximação por diferença central das derivadas pode ser usada para expressar a equação (2.61) no tempo e espaço discreto para obter as equações de atualização para  $E_x^{n+1}$ . Contudo, esta inclui dois termos de

convolução, e esses termos também precisam ser expressados no tempo e espaço discreto antes de proceder com a construção das equações de atualização.

A convolução dos termos da equação (2.61) é dada por (2.62), como se segue:

$$\xi_{ey} * \frac{\partial H_z}{\partial y} = \int_{\tau=0}^{\tau=t} \xi_{ey}(\tau) \frac{\partial H_z(t-\tau)}{\partial y} d\tau \quad (2.62)$$

Que no domínio discreto se torna:

$$\begin{aligned} & \int_{\tau=0}^{\tau=t} \xi_{ey}(\tau) \frac{\partial H_z(t-\tau)}{\partial y} d\tau \quad (2.63) \\ & \cong \sum_{m=0}^{m=n-1} Z_{0ey}(m) (H_z^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_z^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j-1, k)) \end{aligned}$$

Em que:

$$\begin{aligned} Z_{0ey}(m) &= \frac{1}{\Delta y} \int_{\tau=m\Delta t}^{\tau=(m+1)\Delta t} \xi_{ey}(\tau) d\tau \quad (2.64) \\ &= -\frac{\sigma_{pey}}{\Delta y \epsilon_0 k_{ey}^2} \int_{\tau=m\Delta t}^{\tau=(m+1)\Delta t} e^{-\left(\frac{\sigma_{pei}}{\epsilon_0 k_{ei}} + \frac{\alpha_{pei}}{\epsilon_0}\right)\tau} d\tau \\ &= a_{ey} e^{-\left(\frac{\sigma_{pei}}{k_{ei}} + \alpha_{pei}\right)\frac{m\Delta t}{\epsilon_0}} \end{aligned}$$

E:

$$a_{ey} = \frac{\sigma_{pey}}{\Delta y (\sigma_{pey} k_{ey} + \alpha_{ey} k_{ey}^2)} \left[ e^{-\left(\frac{\sigma_{pey}}{k_{ey}} + \alpha_{pey}\right)\frac{\Delta t}{\epsilon_0}} - 1 \right] \quad (2.65)$$

Derivando a expressão para  $Z_{0ey}(m)$  o termo de convolução discreto na equação (2.63) é expressado com um novo parâmetro  $\Psi_{exy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)$ :

$$\Psi_{exy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = \sum_{m=0}^{m=n-1} Z_{0ey}(m) (H_z^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_z^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j-1, k)) \quad (2.66)$$

Aqui, o subscrito  $exy$  indica que esse termo é a atualização de  $E_x$  associado com a derivada do termo do campo magnético em relação a  $y$ . Dessa forma, a equação (2.61) pode ser escrita na forma discreta como:

$$\begin{aligned} \varepsilon_x(i, j, k) \frac{E_x^{n+1}(i, j, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta t} + \sigma_x^e(i, j, k) \frac{E_x^{n+1}(i, j, k) + E_x^n(i, j, k)}{2} & \quad (2.67) \\ = \frac{1}{k_{ey}(i, j, k)} \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j - 1, k)}{\Delta y} - \frac{1}{k_{ez}(i, j, k)} \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}} - H_z^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \\ + \Psi_{exy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - \Psi_{exz}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) \end{aligned}$$

Da equação (2.67) temos que o parâmetro  $\Psi_{exy}$  é recalculado em todos os passos de tempo do *loop* de marcha de tempo do FDTD. Observando a equação (2.66), pode-se ver que os valores da componente de  $H_z$  do campo magnético calculado todo no passo de tempo anterior, têm que ser previamente disponíveis para executar a convolução discreta. Com isso, todos os valores prévios de  $H_z$  devem estar guardados na memória do computador, gerando um alto gasto de tempo e memória para os cálculos. Através de uma técnica, conhecida como Convolução Recursiva, é possível obter uma nova expressão para  $\Psi_{exy}$ , que não requer todo histórico de  $H_z$ .

A forma geral da convolução discreta da equação (2.66) pode ser escrita como:

$$\Psi(n) = \sum_{m=0}^{m=n-1} A e^{mT} B(n - m) \quad (2.68)$$

Em que:

$$A = a_{ey}$$

$$T = - \left( \frac{\sigma_{pey}}{k_{ey}} + \alpha_{ey} \right) \frac{\Delta t}{\varepsilon_0}$$

$$B = H_z^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_z^{n-m+\frac{1}{2}}(i, j - 1, k)$$

A equação (2.68) é dada na forma expandida como:

$$\Psi(n) = AB(n) + Ae^T B(n-1) + Ae^{2T} B(n-2) + \dots + Ae^{(n-2)T} B(2) + Ae^{(n-1)T} B(1) \quad (2.69)$$

É possível escrever a mesma equação na forma aberta para um passo de tempo anterior  $\Psi(n-1)$  como:

$$\Psi(n-1) = AB(n-1) + Ae^T B(n-2) + Ae^{2T} B(n-3) + \dots + Ae^{(n-2)T} B(2) + Ae^{(n-1)T} B(1) \quad (2.70)$$

Comparando o lado direito das equações (2.69) e (2.70), pode-se perceber que lado direito da equação (2.69), exceto o primeiro termo, é a multiplicação de  $e^T$  com  $\Psi(n-1)$ . Assim, (2.69) pode ser reescrita como:

$$\Psi(n) = AB(n) + e^T \Psi(n-1) \quad (2.71)$$

Nessa forma somente o passo de tempo anterior  $\Psi(n-1)$  é requerido para calcular o novo valor de  $\Psi(n)$ . Logo, a necessidade de guardar todos os valores anteriores é eliminada. Uma vez que o novo valor de  $\Psi(n)$  é calculado recursivamente na equação (2.71), essa técnica é conhecida como convolução recursiva.

Aplicando essa técnica para simplificar a equação (2.66):

$$\Psi_{\text{exy}}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = b_{\text{ey}} \Psi_{\text{exy}}^{n-\frac{1}{2}} + a_{\text{ey}}(m) (H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j-1, k)) \quad (2.72)$$

Em que:a

$$a_{\text{ey}} = \frac{\sigma_{\text{pey}}}{\Delta y (\sigma_{\text{pey}} k_{\text{ey}} + \alpha_{\text{ey}} k_{\text{ey}}^2)} [b_{\text{ey}} - 1] \quad (2.73)$$

$$b_{\text{ey}} = e^{-\left(\frac{\sigma_{\text{pey}}}{k_{\text{ey}}} + \alpha_{\text{pey}}\right) \frac{\Delta t}{\epsilon_0}}$$

As equações de atualização para  $E_y$ ,  $E_z$ ,  $H_x$ ,  $H_y$  e  $H_z$  podem ser encontradas de forma similar.

## 2.5 MÉTODO DA FRONTEIRA INCORPORADA DEY – MITTRA

O método FDTD produz bons resultados para antenas de geometria retangular, uma vez que o espaço computacional está dividido em células de Yee,

que são uma espécie de blocos retangulares ou cúbicos, como apresentado na Figura 2.1, que comportam com fidelidade este tipo de geometria. No entanto, quando uma antena de bordas curvas ou inclinadas é simulada no método FDTD, geralmente utiliza-se uma aproximação por escadas empregando o algoritmo de Yee. Esta aproximação sugere que uma célula que sofre um corte transversal pela borda da antena seja definida como espaço livre, se a maior porção dela corresponder a esta região. Neste caso a célula anterior a esta conteria o limite da borda da antena, sendo os campos elétricos tangentes definidos como zero nesta célula. Essa abordagem, no entanto, introduz erros, devido principalmente à aproximação imprecisa da geometria e pode fornecer soluções falsas. Para resolver este problema uma nova CFDTD (*Conformal Finite-Difference Time-Domain*) foi proposta por Dey e Mittra (1997) com uma abordagem simples e precisa, diferente das propostas na literatura anterior, que eram relativamente mais complexas. Uma célula que sofre um corte transversal fica dividida em duas partes, uma correspondente ao metal, na qual os campos elétricos tangentes a ela são nulos e, outra referente ao espaço livre, em que os campos elétricos tangente não podem ser desconsiderados. O algoritmo de Dey-Mittra permite então, que estas células parciais sejam simuladas, por meio do ajuste dos comprimentos e área da célula. Uma modificação é feita então na equação de atualização da componente de densidade de fluxo magnético ( $B_z$ ) como mostrado na Equação 2.74.

$$B_{z(i+1/2,j+1/2,k)}^{n+1/2} = B_{z(i+1/2,j+1/2,k)}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{A_{xy(i+1/2,j+1/2,k)}} \cdot (E_{x(i+1/2,j,k)}^n \cdot l_{x(i+1/2,j,k)} - E_{x(i+1/2,j+1,k)}^n \cdot l_{x(i+1/2,j+1,k)} + E_{y(i+1,j+1/2,k)}^n \cdot l_{y(i+1,j+1/2,k)} - E_{y(i,j+1/2,k)}^n \cdot l_{y(i,j+1/2,k)}) \quad (2.74)$$

Em que:

$l_x$  e  $l_y$  - São os comprimentos das bordas das células onde as componentes de campo elétrico  $E_x$  e  $E_y$  estão localizadas.

$A_{xy}$  - Área da face da célula externa ao condutor, centrada em  $B_z$ .

Estes novos comprimentos e área ponderam os campos elétricos ao longo do contorno distorcido, permitindo que a integral de linha seja calculada apenas em torno das partes das bordas externas ao condutor. As Figuras 2.3-2.4 apresentam uma fronteira curva, a primeira mostra como o espaço computacional

é dividido quando se utiliza a aproximação por escadas e a segunda, quando é utilizado o método de Dey-Mittra.

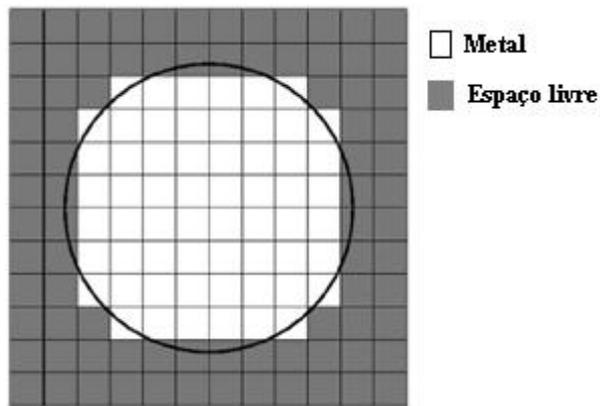


Figura 2.3 - Aproximação por escadas para uma fronteira curva.  
(AUSTIN *et al.*, 2010).

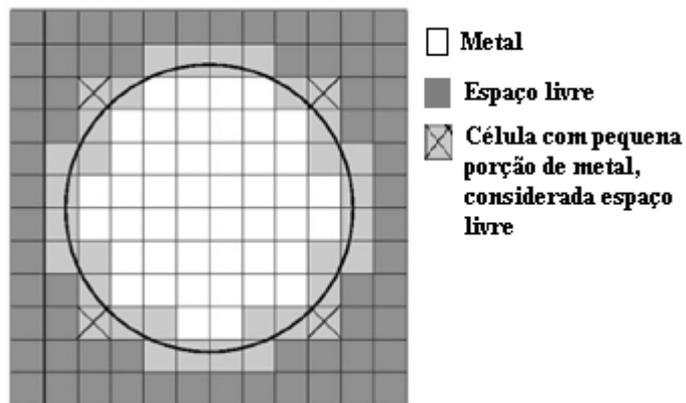


Figura 2.4 - Método de Dey-Mittra para uma fronteira curva.  
(AUSTIN *et al.*, 2010).

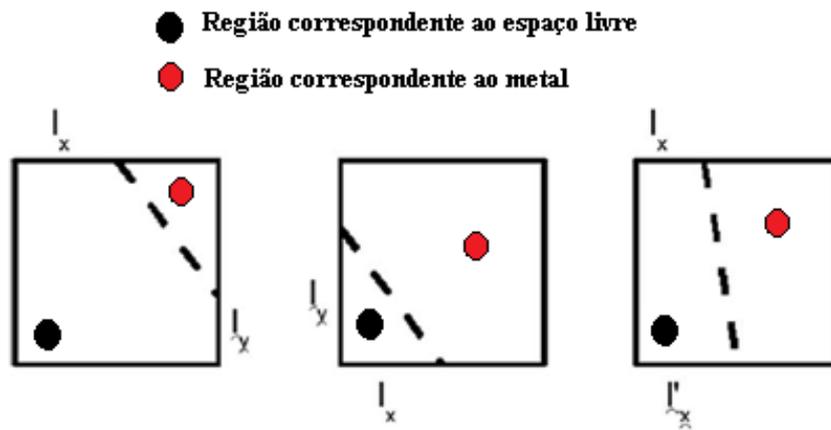


Figura 2.5 – Borda da *Patch* retangular cortando a célula.  
 (NIETER *et al.*, 2009).

A Figura 2.5 apresenta a forma como as bordas de uma antena com *patch* circular pode cortar uma célula. Analisando-a da esquerda para a direita, as áreas que compõem o vetor de áreas da Equação 2.74 são respectivamente: trapézio mais retângulo, triângulo e trapézio. Ou seja, as áreas importantes neste cálculo são aquelas que correspondem ao espaço livre. Na Figura 2.5 também estão indicados os comprimentos  $l_x$  e  $l_y$ , que representam a proporção do campo elétrico nas direções  $x$  e  $y$ , que está contido no espaço livre para a célula em questão.

Quando uma célula com dimensões inferiores a célula original é considerada no cálculo dos campos, o valor do intervalo de tempo deve diminuir para que a estabilidade seja garantida. Segundo Dey e Mittra (1997) o fator de ajuste do intervalo de tempo é determinado com base na combinação dos fatores que se seguem:

- 1- Considerando-se uma célula que sofre o corte e tomando a área da região correspondente ao espaço livre, verifica-se se esta área é maior do que 1,5% da área de uma célula que não sofre o corte. Em caso afirmativo deve-se utilizar 50% do valor correspondente ao critério de Courant como intervalo de tempo. Se esta área for maior do que 2,5% da área de uma célula que não sofre o corte o valor que deve ser utilizado é 70% do critério de Courant.

2- Se a razão entre o comprimento máximo do lado de uma célula e a sua área é menor que 15, utiliza-se 50% do critério de Courant. Se for menor que 10, o valor utilizado será 70% do critério de Courant.

## 2.6 MÉTODO DOS FIOS FINOS

Como explícito anteriormente, o espaço computacional no FDTD é dividido em células cúbicas. Nem sempre os objetos inseridos nesse espaço se acomodam perfeitamente nessas células. Algumas técnicas de modelagem subcelular são desenvolvidas para modelos de geometria que não se adequam ou têm dimensões menores que a extensão da célula.

Uma das geometrias mais comuns que se encaixam neste modelo é o fio fino, que tem o raio menor que o tamanho da célula. Umashankar, Taflove e Beker (1987) propuseram uma técnica para modelar fios finos, baseada na formulação da Lei do Contorno de Caminho de Faraday.

A Figura 2.6 ilustra um fio fino com o eixo coincidindo com a componente do campo  $E_z(i, j, k)$  na grade FDTD. Há quatro componentes de campo magnético circulando  $E_z(i, j, k)$ , sendo eles:  $H_y(i, j, k)$ ,  $H_x(i, j, k)$ ,  $H_y(i - 1, j, k)$  e  $H_x(i, j - 1, k)$ , como mostra a Figura 2.7. O método dos fios finos propõe equações de atualização especiais para essas componentes de campo magnético.

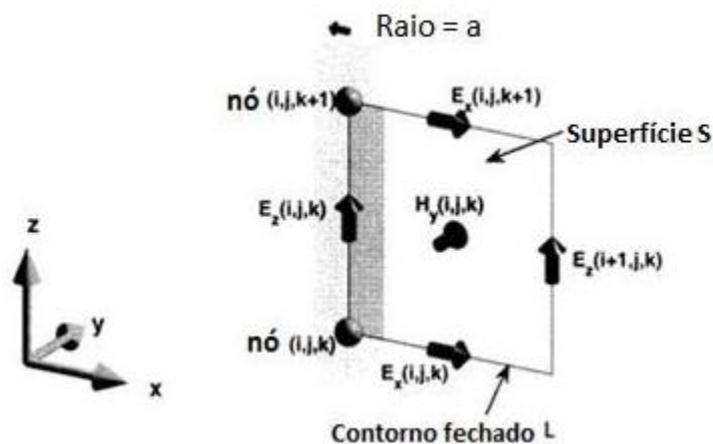


Figura 2.6 - Fio fino coincidindo com  $E_z(x, y, z)$  e componentes do campo circulando  $H_y(x, y, z)$ . (ELSHARBENI e DEMIR, 2009).

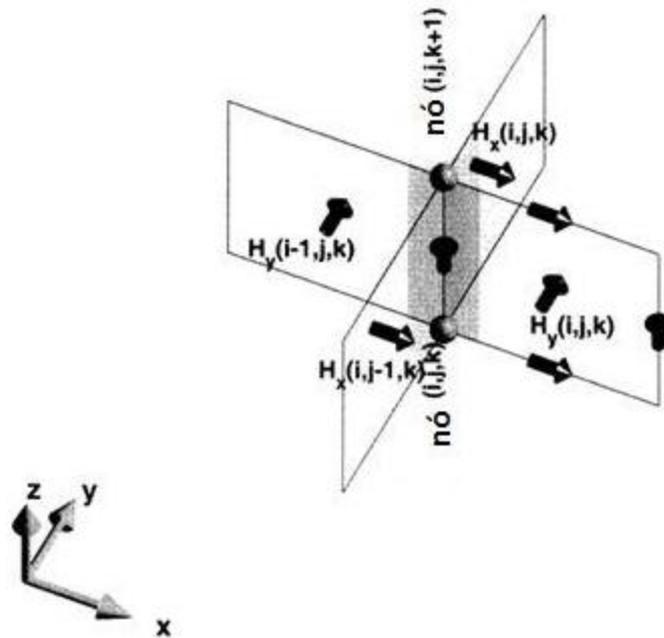


Figura 2.7 - Componentes do campo magnético circulando o fio finos (ELSHARBENI e DEMIR, 2009).

A componente  $H_y(i,j,k)$  e quatro componentes do campo elétrico em volta desta são mostradas na Figura 2.6. Aplicando a lei de Faraday na superfície fechada para estabelecer a relação entre  $H_y(i,j,k)$  e as componentes do campo elétrico localizadas nas fronteiras da superfície :

$$-\mu \int \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \cdot d\vec{s} = \oint \vec{E} d\vec{l} \quad (2.75)$$

Ainda de acordo com a Figura 2.6, a variação dos campos em torno do fio fino é função de  $1/r$ , em que  $r$  representa a distância para a posição do campo a partir do eixo do fio fino. Dessa forma,  $H_y$  pode ser expressado como:

$$H_y(r) = \frac{H_{y0}}{r} \quad (2.76)$$

E por similaridade:

$$E_x(r) = \frac{E_{x0}}{r} \quad (2.77)$$

Em que  $H_{y0}$  e  $E_{x0}$  são constantes. É possível notar na Figura 2.6 que as componentes  $H_y(i, j, k)$ ,  $E_x(i, j, k)$  e  $E_x(i, j, k + 1)$  são localizadas em  $r = \Delta x/2$ . Dessa forma:

$$H_y\left(\frac{\Delta x}{2}\right) = \frac{2H_{y0}}{\Delta x} = H_y = (i, j, k) \quad (2.78)$$

$$H_{y0} = \frac{H_y(i, j, k)\Delta x}{2} \quad (2.79)$$

$$H_y(r) = \frac{H_y(i, j, k)\Delta x}{2r} \quad (2.80)$$

Similarmente:

$$E_x(r)_{j,k} = \frac{E_x(i, j, k)\Delta x}{2r} \quad (2.81)$$

$$E_x(r)_{j,k} = \frac{E_x(i, j, k + 1)\Delta x}{2r} \quad (2.82)$$

Utilizando as equações (2.80), (2.81), (2.82) e (2.75):

$$-\mu \int_{z=0}^{z=\Delta z} \int_{r=a}^{r=\Delta x} \frac{\partial H_y(i, j, k)\Delta x}{\partial t} \frac{1}{2r} dr dz \quad (2.83)$$

$$= \int_{z=0}^{z=\Delta z} E_z(i, j, k) dz + \int_{z=\Delta z}^{z=0} E_z(i + 1, j, k) dz \quad (2.84)$$

$$= \int_{r=a}^{r=\Delta x} \frac{E_x(i, j, k + 1)\Delta x}{2r} dr + \int_{r=\Delta x}^{r=a} \frac{E_x(i, j, k)\Delta x}{2r} dr \quad (2.85)$$

É importante perceber que o campo elétrico pode ser atualizado dentro do fio, porém os limites de integração são de  $a$  até  $\Delta x$ . Seguindo este raciocínio,  $E_z(i, j, k)$  é zero. Dessa forma, a equação (2.83) resulta em:

$$\frac{-\mu \Delta z \Delta x}{2} \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right) \frac{\partial H_y(i, j, k)}{\partial t} \quad (2.86)$$

$$= -\Delta z E_z(i + 1, j, k) + \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right) \frac{\Delta x}{2} E_x(i, j, k + 1) - \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right) \frac{\Delta x}{2} E_x(i, j, k)$$

Aplicando aproximação por diferença central para a derivada em função do tempo da componente do campo magnético e reorganizando as equações:

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{2\Delta t}{\mu\Delta x \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right)} E_z^n(i+1, j, k) \quad (2.87)$$

$$- \frac{\Delta t}{\mu\Delta z} (E_x^n(i, j, k+1) - E_x^n(i, j, k))$$

Que pode ser escrita na forma geral para equação de atualização de  $H_y$  como:

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = C_{hyh}(i, j, k) \times H_y^{n-1/2}(i, j, k) + C_{hyez}(i, j, k) \quad (2.88)$$

$$\times (E_z^n(i+1, j, k) - E_z^n(i, j, k)) + C_{hyex}(i, j, k)(E_x^n(i, j, k+1) - E_x^n(i, j, k))$$

Em que:

$$C_{hyh}(i, j, k) = 1$$

$$C_{hyez}(i, j, k) = \frac{2\Delta t}{\mu_y(i, j, k)\Delta x \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right)}$$

$$C_{hyex}(i, j, k) = -\frac{\Delta t}{\mu_y(i, j, k)\Delta z}$$

Em seguida, é preciso modificar de acordo com a equação (2.88), os coeficientes de atualização antes do *loop* do FDTD, para ter  $H_y^{n+\frac{1}{2}}$  atualizado devido aos fios finos entre os nós  $(i, j, k)$  e  $(i, j, k+1)$ . Além disso, é preciso fazer  $E_z^n(i, j, k)$  igual a zero.

Como mencionado anteriormente, existem quatro componentes de campo magnético em volta de  $E_z^n(i, j, k)$ , como mostra a Fig 2.7. Todas essas componentes precisam ser atualizadas baseadas no modelo de fios finos. A equação para a atualização de  $H_y(i, j, k)$  é dada pela equação (2.88). Da mesma forma, as equações de atualização para as outras três componentes podem ser obtidas resultando em:

Para  $H_y^{n+1/2}(i-1, j, k)$ :

$$H_y^{n+1/2}(i-1, j, k) = \quad (2.89)$$

$$C_{hyh}(i-1, j, k) \times H_y^{n-1/2}(i-1, j, k) + C_{hyez}(i-1, j, k)$$

$$\times (E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)) + C_{hyex}(i-1, j, k)(E_x^n(i-1, j, k+1)$$

$$- E_x^n(i-1, j, k))$$

Em que:

$$C_{hyh}(i-1, j, k) = 1 \quad (2.90)$$

$$C_{hyez}(i-1, j, k) = \frac{2\Delta t}{\mu_y(i-1, j, k)\Delta x \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right)} \quad (2.91)$$

$$C_{hyex}(i-1, j, k) = -\frac{\Delta t}{\mu_y(i-1, j, k)\Delta z} \quad (2.92)$$

Para  $H_x^{n+1/2}(i, j, k)$ :

$$\begin{aligned} H_x^{n+1/2}(i, j, k) &= C_{hxx}(i, j, k) \times H_x^{n-1/2}(i, j, k) + C_{hxey}(i, j, k) \\ &\times \left( E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k) \right) + C_{hxez}(i, j, k) (E_z^n(i, j+1, k) - E_z^n(i, j, k)) \end{aligned} \quad (2.93)$$

Em que:

$$C_{hxx}(i, j, k) = 1 \quad (2.94)$$

$$C_{hxey}(i, j, k) = \frac{\Delta t}{\mu_x(i, j, k)\Delta z} \quad (2.95)$$

$$C_{hxez}(i, j, k) = -\frac{2\Delta t}{\mu_x(i, j, k)\Delta y \ln\left(\frac{\Delta y}{a}\right)} \quad (2.96)$$

E para  $H_x^{n+1/2}(i, j-1, k)$ :

$$\begin{aligned} H_x^{n+1/2}(i, j-1, k) &= \\ &C_{hxx}(i, j-1, k) \times H_x^{n-1/2}(i, j-1, k) + C_{hxey}(i, j-1, k) \\ &\times \left( E_y^n(i, j-1, k+1) - E_y^n(i, j-1, k) \right) + C_{hxez}(i, j-1, k) (E_z^n(i, j, k) \\ &\quad - E_z^n(i, j-1, k)) \end{aligned} \quad (2.97)$$

Em que:

$$C_{hxx}(i, j-1, k) = 1 \quad (2.98)$$

$$C_{hxey}(i, j-1, k) = \frac{\Delta t}{\mu_x(i, j-1, k)\Delta z} \quad (2.99)$$

$$C_{\text{hzex}}(i, j - 1, k) = - \frac{2\Delta t}{\mu_x(i, j - 1, k)\Delta y \ln\left(\frac{\Delta y}{a}\right)} \quad (2.100)$$

## 2.7 ANTENAS

Para Balanis (2009), uma antena é a estrutura intermediária entre o espaço livre e o dispositivo de guiamento. O dispositivo de guiamento ou linha de transmissão pode ter a forma coaxial ou um tubo oco, sendo usado para transportar a energia da fonte eletromagnética da fonte de transmissão à antena ou da antena ao receptor. O primeiro caso caracteriza uma antena transmissora e o segundo uma antena receptora.

Existem várias formas de se analisar a eficiência de uma antena. Para este Trabalho de Conclusão de Curso, a análise será feita através da perda de retorno ou parâmetro S11. Este é considerado o parâmetro mais fácil de medir e trabalhar em altas frequências.

De acordo com Elsherbeni e Demir (2009), a perda de retorno é baseada nos conceitos de campo incidente e campo refletido.

$$a = \frac{V + Z \times I}{2\sqrt{|\text{Re}\{Z\}|}} \quad (2.101)$$

$$b = \frac{V - Z^* \times I}{2\sqrt{|\text{Re}\{Z\}|}} \quad (2.102)$$

Em que **a** é o campo incidente, **b** é o campo refletido, V e I são a tensão e a corrente fluindo no mesmo ponto e Z é a impedância vista deste ponto.

No geral, os campos incidente e refletido são medidos no local de alimentação da antena.

O parâmetro S é dado pela razão entre o campo refletido e o campo incidente.

Esta técnica pode ser aplicada aos resultados da simulação FDTD e os dados necessários podem ser capturados durante todo o *loop* de marcha de tempo. A perda de retorno é calculada no domínio da frequência e, portanto, após as iterações do FDTD terminarem, as amostras de tensão e corrente devem ser transformadas para o domínio da frequência.

Geralmente, a perda de retorno é plotada por sua magnitude em decibéis. Dessa forma:

$$S_{dB} = -20 \log_{10} \left( \frac{b}{a} \right) \quad (2.103)$$

As antenas podem ser alimentadas com uma fonte definida por um pulso Gaussiano ou por uma função senoidal, porém esta última não possibilita a análise do comportamento dos parâmetros eletromagnéticos em uma ampla faixa de valores, como o primeiro.

Uma forma de onda Gaussiana é a melhor escolha para uma fonte, desde que ela possa ser construída para conter todas as frequências até a maior frequência que é limitada pelo tamanho da célula. Um pulso Gaussiano pode ser definido por:

$$f(t) = e^{-\left[ \frac{(n \cdot \Delta t - t_0)^2}{\tau^2} \right]} \quad (1.104)$$

Em que:  $t_0$  - tempo onde ocorre a amplitude máxima e,  
 $\tau$  - constante de decaimento no tempo.

As fontes de excitação podem ser classificadas como *hard* ou *soft*. Em uma fonte *hard* o campo elétrico em uma determinada célula é forçado para os valores que a função de excitação assume a cada incremento de tempo, portanto a equação de atualização do campo elétrico não é utilizada nesta célula. Essa abordagem conduz a cálculos imprecisos, pois a presença de ondas refletidas é desconsiderada no ponto em que se aplica a alimentação.

A fonte *soft* permite que os campos sejam atualizados com as equações de Maxwell e é utilizada para corrigir o problema descrito na aplicação da fonte *hard*. Uma das formas de inserir uma fonte no espaço é adicionando o valor dela ao valor do campo elétrico calculado pelas equações de atualização, ou criando um *loop* em que o pulso é aplicado a célula no instante em que ele acontece, e quando ele tende a zero a célula é liberada.

### 2.7.1 ANTENAS DE MICROFITA

Uma das primeiras publicações sobre antenas de microfita foi feita por Deschamps (1953), mas apenas em 1970 ganharam considerável destaque e foram empregadas com maior frequência em pesquisas. O interesse nas MSA's é

justificável pelo baixo custo, facilidade de fabricação, além de serem muito versáteis em termos de frequência de ressonância e polarização. Outras características destas antenas que despertam relativo interesse em aplicações aeronáuticas, aeroespaciais, de telefonia móvel e de comunicação sem fio é o fato de serem compactas, relativamente leves, compatíveis com circuitos integrados e possuírem certa robustez mecânica.

Apesar destas propriedades atraentes que as MSA's possuem existem também algumas limitações e desvantagens que devem ser mencionadas aqui, tais como, a baixa potência, baixa eficiência, devido às perdas nos dielétricos e condutores, e largura estreita da banda de frequência. Segundo Balanis (2009) o aumento da espessura do substrato pode contribuir para o aumento da largura de banda, no entanto essa modificação dá origem a uma quantidade maior de ondas de superfície, que em geral são indesejáveis, uma vez que acarretam a perda de potência da quantidade total disponível para radiação direta e degradam o diagrama da antena e suas características de polarização.

As antenas de microfita são basicamente constituídas de uma placa condutora sobre um plano terra, separados por um substrato dielétrico. A placa condutora consiste em uma tira fina de metal que conduz o sinal do pulso elétrico ao *patch*, que é considerado o elemento irradiador das antenas de microfita e pode ter variados formatos. Estes influenciam na distribuição de corrente e, conseqüentemente, no perfil do campo da superfície da antena. Já o plano terra é um mecanismo de aterramento, que tem uma função refletora. Modificações nele podem melhorar a eficiência das antenas.

Substratos dielétricos mais espessos e com valor de permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) baixo fornecem antenas com melhor desempenho, pois proporcionam aumento na largura de banda e campos mais desprendidos. Um dos materiais mais utilizados na construção de antenas é o FR4, por apresentar baixo custo e ter um bom isolamento elétrico, no entanto, sua alta tangente de perda, em torno de 0,02, pode afetar a relação entre o ganho e o eixo da antena, o que resulta em baixa eficiência da radiação. O FR4 também apresenta uma permissividade relativa imprecisa, variando entre 4,2 e 4,9, que pode contribuir para a mudança da frequência de operação. Apesar dessas desvantagens o FR4 será utilizado no desenvolvimento do projeto em questão, principalmente pela facilidade de acesso a este material.

## 2.7.2 PROJETO DE UMA *PATCH* RETANGULAR

Uma *patch* retangular pode ser projetada para apresentar eficiência em uma determinada frequência de ressonância ( $f_r$ ), especificando-se a permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) e espessura ( $h$ ) do substrato que serão utilizados. As equações de (2.105) a (2.108) consistem na rotina que deverá ser seguida para determinar os seguintes parâmetros: o comprimento ( $L$ ) e a largura ( $W$ ) da *patch*.

$$W = \frac{v_0}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.105)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[ 1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.106)$$

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_r + 0,3) \cdot \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_r - 0,258) \cdot \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.107)$$

$$L = \frac{v_0}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2 \cdot \Delta L \quad (2.108)$$

Em que:  $v_0$  - velocidade da luz no espaço livre;

$\epsilon_{ref}$  - constante dielétrica efetiva;

$\Delta L$  - incremento no comprimento da *patch*.

A *patch* é uma estrutura não-homogênea cercada por dois dielétricos, o substrato e o ar. A maior parte das linhas de campo elétrico reside no substrato e parte de algumas linhas existe no ar, então se tornou necessário a definição da constante dielétrica efetiva afim de levar em conta o franjamento e a velocidade de propagação da onda na *patch*. A constante dielétrica efetiva é uma função da frequência, nas frequências baixas é considerada constante e determinada pela equação (2.106), apresentada acima. À medida que a frequência aumenta a

maioria das linhas de campo elétrico são concentradas no substrato e a constante dielétrica efetiva se aproxima da permissividade relativa do dielétrico. Devido aos efeitos de borda, como o franjamento, a *patch* parece eletricamente maior que suas dimensões físicas e assim as dimensões dela ao longo de seu comprimento são estendidas em cada extremidade por uma distância  $\Delta L$ , que pode ser calculada através da equação (2.107).

### 2.7.3 PROJETO DE UMA *PATCH* CIRCULAR

O projeto de uma *patch* circular consiste na especificação dos mesmos parâmetros mencionados no item 2.7.2, no entanto apenas o raio ( $a$ ) da *patch* será determinado. As equações (2.109) e (2.110) consistem na rotina que deverá ser seguida para obter o parâmetro desejado.

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f_r \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.109)$$

Onde:  $F$  - é apenas uma variável que reúne termos que aparecem no numerador e denominador, utilizada para tornar a equação (2.109) mais compacta.

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot F} \cdot \left[\ln\left(\frac{\pi \cdot F}{2 \cdot h}\right) + 1,7726\right]\right\}^{1/2}} \quad (2.110)$$

A formulação apresentada acima para a rotina de projeto leva em consideração os efeitos de borda, bem como foi considerado no item 2.7.2.

### 2.7.4 ANTENAS DIPOLO FILAMENTAR

As antenas filamentosas são encontradas praticamente em todos os lugares, tais como, automóveis, prédios, navios, aviões, naves espaciais e outros. Há vários tipos de formatos de antenas filamentosas, como as de quadro, helicoidal e a mais comum, a de fio reto ou dipolo. Elas são algumas das antenas mais antigas, simples e econômicas e, em muitos casos, as mais versáteis para inúmeras aplicações.

A antena dipolo filamentar consiste em dois condutores, contendo em seu comprimento total o tamanho da onda que se deseja trabalhar. Assim, a dimensão da antena dipolo, depende da frequência de operação.

Uma das antenas mais comumente utilizadas é a antena dipolo de meio comprimento de onda, conhecida como dipolo de meia onda. Nela, o comprimento total da antena,  $l$ , é dado por:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f}$$

Em que  $\lambda$  é o comprimento de onda da onda que se deseja transportar ou captar,  $c$  é a velocidade de uma onda eletromagnética no vácuo e  $f$  a frequência de operação.

Segundo Balanis (2009), a resistência de radiação da antena dipolo de meia onda é de  $73\Omega$ , um valor muito próximo aos  $50\Omega$  ou  $75\Omega$  correspondente às impedâncias características de algumas linhas de transmissão mais comuns e seu casamento à linha é simples. Devido à sua grande aceitação na prática, a antena filamentar dipolo de meia onda, será a antena utilizada para transmissão de dados deste Trabalho de Conclusão de Curso.

A Figura 2.8 mostra a geometria de uma antena dipolo e a localização da linha de transmissão.

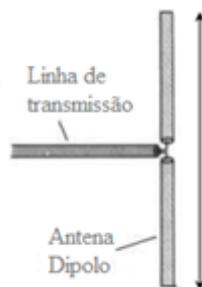


Figura 2.8 - Antena dipolo e a localização da linha de transmissão (JÚNIOR, 2014).

A polarização desta pode ser horizontal ou vertical, uma vez que os campos elétricos e magnéticos estão ortogonalmente dispostos. Eles estão situados a  $90^\circ$  com uma variação de fase de  $0^\circ$ .

As antenas dipolo possuem a característica omnidirecional, ou seja, emitem o sinal igualmente em todas as direções.

## 2.7.5 PROJETO DE UMA ANTENA DIPOLO DE MEIA ONDA

Como visto anteriormente, o comprimento de uma antena dipolo de meia onda é dado por:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f} \quad (2.111)$$

$f$  é dado em  $Hz$  e  $l$  em metros e a  $c = 299\,792\,458$  m/s. Como a velocidade de propagação da onda eletromagnética no vácuo é máxima e em outros meios é menor, o fio condutor da antena terá o comprimento de onda 5% menor. Assim:

$$l = \frac{0.95 \times c}{2f} \quad (2.112)$$

É importante ressaltar que esse comprimento é de extremo a extremo e, portanto, cada parte da antena dipolo terá comprimento igual a  $l/2$ .

Como dito anteriormente, a resistência de radiação para essa antena equivale a  $73\Omega$ . De acordo com Balanis (2009), esta é também a resistência de radiação nos terminais de entrada, pois o valor máximo da corrente em um dipolo de meia onda ocorre nos terminais de entrada. A parte imaginária da resistência de entrada de um dipolo, conhecida como reatância, é função de seu comprimento. Para um dipolo de meia onda esse valor é  $j42,5\Omega$ . Assim, a impedância de entrada total é igual a:

$$Z_{in} = 73 + j42,5 \Omega \quad (2.113)$$

Para reduzir a zero a parte imaginária da impedância de entrada a antena é casada ou tem seu comprimento reduzido até que a reatância se anule. No caso do dipolo em questão, esta técnica de redução de comprimento é a mais comumente empregada.

O raio do fio que constitui a antena dipolo influencia na impedância de entrada puramente resistiva e o comprimento do dipolo para a primeira ressonância varia entre  $0,47\lambda$  e  $0,48\lambda$  e quanto menor o raio, mais próximo de  $0,48\lambda$  será o comprimento. Portanto, no caso de fios mais grossos, um maior segmento de fio deve ser removido de  $\lambda/2$  para alcançar a condição de ressonância.

## 2.8 CIRCUITO PRÉ-AMPLIFICADOR DE ÁUDIO

O microfone de eletreto, ao detectar um sinal sonoro, têm em sua saída uma tensão em torno de 9mV a 18mV. Esse sinal é muito baixo e insuficiente para ser detectado pelo Arduino. Dessa forma, é necessário acoplar um pré-amplificador de áudio a este microfone para aumentar o ganho. Outra vantagem deste circuito é que ele proporciona o controle do volume através de um potenciômetro.

A Figura 2.9 traz o esquema do pré-amplificador, que utiliza um LM386 que é um amplificador de áudio de baixa tensão.

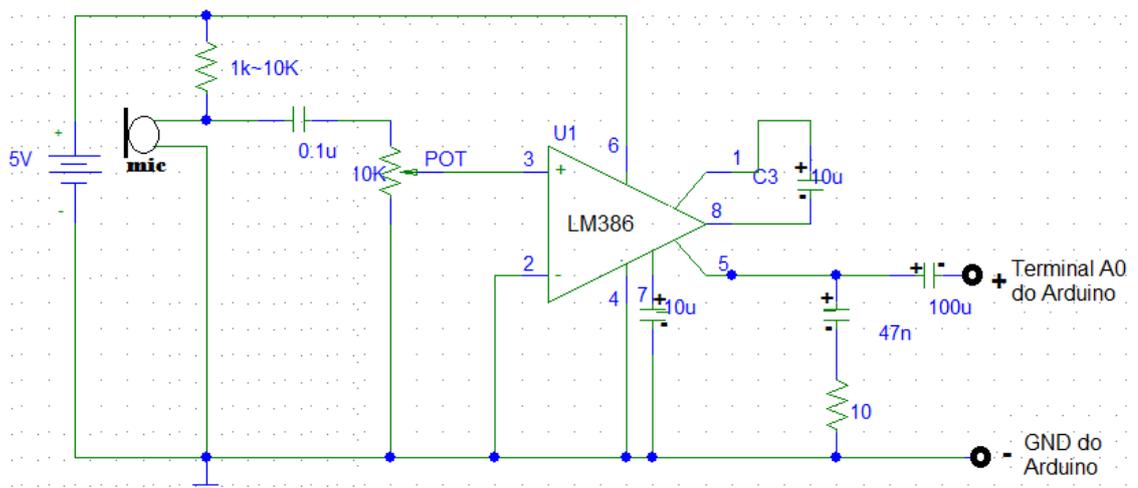


Figura 2.9 - Circuito Pré-Amplificador de Áudio

O resistor entre o microfone e a alimentação positiva é necessário para que este esteja ligado. Microfones não podem trabalhar sem a potência necessária. O valor do resistor é variável e depende do microfone a ser utilizado.

O circuito inicia-se com o microfone que capta os sinais sonoros e os transforma em sinais elétricos. Estes são amplificados pelo LM386 e a saída é dada pelo pino 5 do amplificador. O ganho do circuito é de 50 vezes, porém, o capacitor de 10µF entre os pinos 1 e 8 faz com que este ganho passe a ser de 200. O potenciômetro conectado ao pino 3 faz a função de controle de volume. Os demais capacitores são utilizados como filtros para melhoria do sinal na saída.

Este é um dos circuitos pré-amplificador de áudio mais utilizado em projetos de eletrônica, devido ao baixo custo e a boa qualidade do sinal amplificado fornecido por este.

## 2.9 CIRCUITO AMPLIFICADOR DE ÁUDIO (*BRIDGE*)

Na Figura 2.10 é apresentado um circuito amplificador de áudio no modo *bridge*, essa configuração permite cortar o número de canais pela metade, além de dobrar a potência enviada para o alto falante. O *borne* J1 na figura representa o local de entrada do sinal de áudio e os *borners* J2 e J3 as saídas amplificadas, que para aplicação pretendida é ligada a um alto-falante. O amplificador operacional TDA 2822 pode ser alimentado com uma tensão entre 1,8V - 12 V. Um potenciômetro logarítmico é utilizado para realizar o ajuste de volume do áudio e o conjunto de resistores e capacitores nas saídas dos amplificadores fazem a função de filtro.

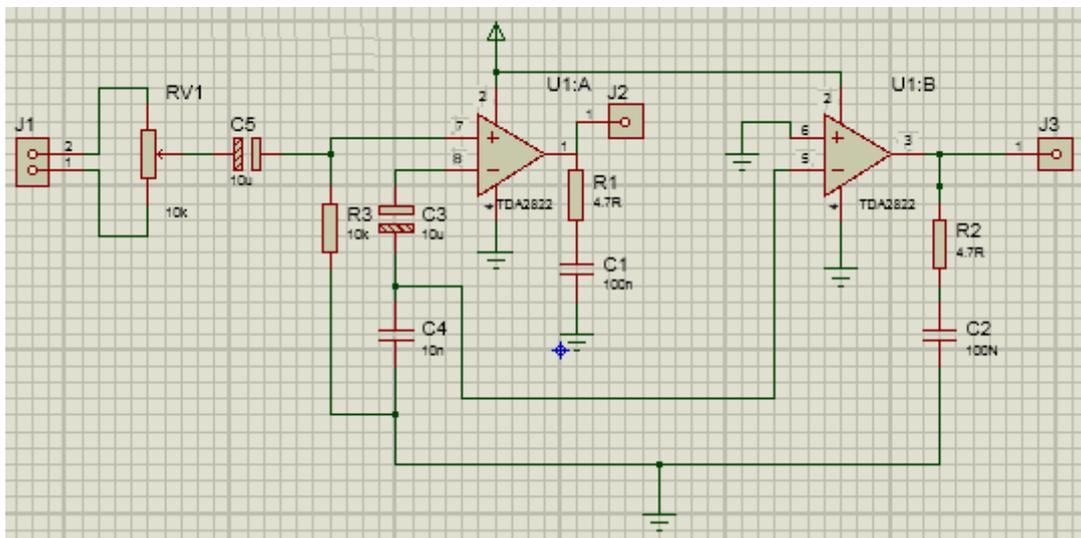


Figura 2.10 – Circuito amplificador de áudio em modo *Bridge*.

Os valores dos componentes necessários para montagem do circuito apresentado na Figura 2.10 são exibidos na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Especificação dos componentes para montagem do circuito amplificador de áudio (*bridge*).

Componente	Valor
Capacitores de poliéster	10nF (1 un.) – 100nF (2 un.)
Capacitores Eletrolíticos	10uF/25V (2 un.)
Resistores (1/4 watt)	10k $\Omega$ (1 un.) – 4,7 $\Omega$ (2 un.)
CI TDA 2822	-
Potenciômetro Logarítmico	10k $\Omega$

## 3- METODOLOGIA

### 3.1 SIMULAÇÃO DAS ANTENAS DE MICROFITA

Assumiu-se uma permissividade relativa do dielétrico, para as placas de fibra de vidro utilizadas, igual a 4,3 e espessura de 1,8 mm. Foi empregado um intervalo de tempo de 98% do valor fornecido pela condição de Courant. A frequência máxima, utilizada para o cálculo da perda de retorno, é igual ao inverso deste intervalo de tempo e o incremento da frequência, igual ao inverso do produto do intervalo de tempo pelo número de amostras de campo elétrico ou magnético, armazenados durante a execução do FDTD. Na maioria das simulações realizadas foram efetuadas 3000 iterações.

O metal da linha de alimentação foi estendido para o interior da UPML, para eliminar as reflexões provenientes desta região, que poderiam causar erros no cálculo da perda de retorno.

Em duas simulações eficientes foram empregadas maneiras diferentes de definir a fonte no espaço, na primeira, ela foi somada ao valor do campo elétrico na direção Z e em outra, ela foi igualada ao valor do campo elétrico na mesma direção, ou seja, foi imposta as células, sendo elas liberadas apenas quando o valor da fonte tornava-se nulo. Na primeira, também foi definido um valor de condutividade elétrica para o metal igual a  $5,8 \cdot 10^{78} (S.m/mm^2)$  e para o dielétrico igual a zero. Neste caso a perda de retorno foi obtida através da razão entre os campos magnéticos. Na segunda, os vetores do campo elétrico nas direções X e Y, tangentes as regiões de metal foram definidos nulos, não sendo necessário neste caso, estabelecer a condutividade elétrica do metal no código, pois as equações de atualização dos campos foram simplificadas, porém foi definida uma condutividade média para o dielétrico. Nesta simulação a perda de retorno foi calculada com o campo elétrico na direção Z.

Foi necessário realizar duas simulações para cada antena analisada, uma contendo a antena completa, definida no espaço e outra em que a microfita é definida no espaço de uma extremidade a outra, estendo-se nas duas extremidades para o interior da UPML. Na primeira é possível obter o campo total, e na última o campo incidente, que são necessários ao cálculo da perda de retorno.

### 3.2 SIMULAÇÃO DA ANTENA DIPOLO FILAMENTAR

O método FDTD foi implementado para as Antenas Dipolo Filamentar. O incremento espacial em cada uma das direções  $\Delta x, \Delta y$  e  $\Delta z$  foi de 0,25mm. Já o passo de tempo  $\Delta t$  foi determinado através do Critério de Estabilidade de Courant, resultando em 43,33 ps. Foram feitas 4000 iterações para atualização dos campos elétricos e magnéticos de acordo com as equações de Maxwell. Esse parâmetro é denominado no código de *number\_of\_time\_steps*.

Entre a fronteira absorvente CPML e a antena a ser analisadas foram inseridas 10 células. A espessura desta, em número de células, foi definida como 8 em cada uma das direções.

O método dos fios finos também foi implementado. As equações de Maxwell foram modificadas, de acordo com a Seção Fios Finos, para todas as direções.

Foram definidos como parâmetros de saída os campos elétricos e magnéticos, amostrados em um local arbitrário do espaço computacional e a tensão e corrente, amostradas no *gap* onde a fonte de tensão foi inserida.

Após a definição de todos os parâmetros a antena foi adicionada ao espaço computacional para simulação.

Para o cálculo da perda de retorno, a tensão e a corrente amostradas no domínio do tempo foram transformadas para o domínio da frequência, através de uma rotina capaz de executar a Transformada de Fourier.

### 3.3 FABRICAÇÃO DAS ANTENAS DE MICROFITA

As antenas de microfita construídas para o trabalho foram projetadas para uma frequência de ressonância de 2,4 GHz, impedância de 50Ω e permissividade elétrica de 4,3, obtida com a utilização de uma placa de dupla face de FR-4, composta principalmente de fibra de vidro. Os *layouts* das antenas foram produzidos nos *softwares* AutoCAD e DraftSight, e desenvolvidos de acordo com a seção Projeto de Antenas de Microfita.

Dois métodos foram utilizados para impressão dos layouts nas placas: o fotográfico, realizado no Laboratório de Eletrônica do CEFET de Divinópolis, e o de transferência térmica, realizado no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado

e Controle de Processos Industriais – LEACOPI, localizado no *Campus II* do CEFET-MG.

A primeira etapa do processo fotográfico consistiu na impressão a *laser* do *layout* em folhas de transparência, que em seguida foram plastificadas. É importante observar neste processo, que apenas a região externa ao desenho recebeu o preenchimento com *tonner*. Isso é feito para que a luz incida apenas sobre a área do desenho e não penetre a região que o rodeia, fixando dessa forma a figura desejada a placa. Na segunda etapa, as duas faces das placas foram pinceladas com emulsão foto-sensível para *silk screen*, sendo a sua secagem agilizada com um soprador térmico e com um secador de cabelo. Esse recurso de secagem pode ser utilizado, desde que se mantenha certa distância da placa, uma vez que o calor excessivo pode ocasionar a formação de bolhas sobre a placa. Na terceira etapa, o *layout* da antena foi unido a uma porção de folha de transparência, através de grampos, para formar uma espécie de molde. A placa foi então posicionada entre as folhas de transparência e colocada entre duas chapas de vidro, unidas por um parafuso. O vidro auxiliou no bloqueio do calor, emitido pelas lâmpadas utilizadas no processo e favoreceu a correta impressão do *layout* na placa. Estas etapas são apresentadas na Figura 3.1.

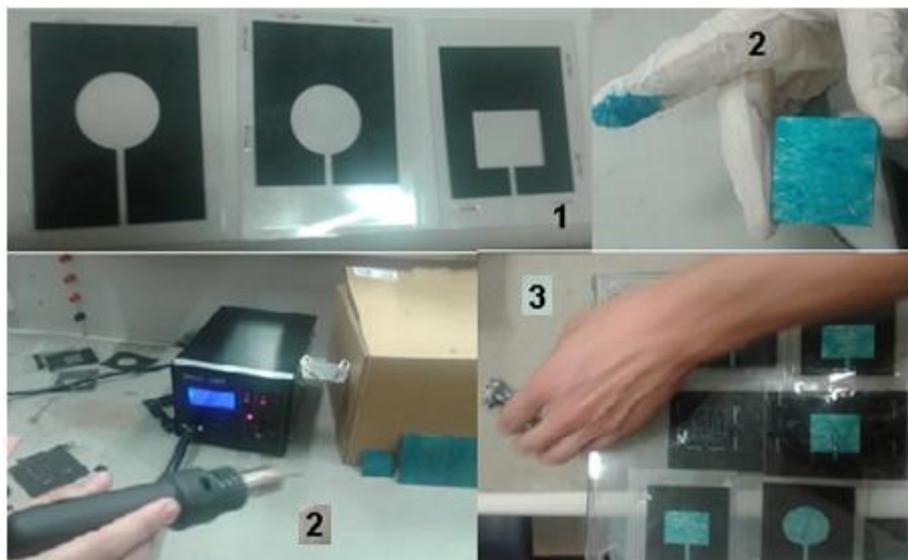


Figura 3.1 - Processo de transferência do *layout* para a placa.

Decorrida a realização das etapas descritas acima, as chapas de vidro foram posicionadas dentro de uma caixa de mdf, revestida internamente com papel alumínio. Esta caixa continha ainda duas lâmpada, uma posicionada em sua parte inferior e outra na parte superior, que através da emissão de luz

realizaram a foto-impressão. Após o fechamento da caixa as lâmpadas foram energizadas durante aproximadamente dez minutos, enquanto isso, uma solução de bicarbonato de sódio foi preparada, para que ao final do processo as placas fossem mergulhadas e o desenho da antena fosse revelado. A Figura 3.2 apresenta os passos descritos acima para a realização da foto-impressão.



Figura 3.2 - Arranjo utilizado para a foto-impressão.

No processo de impressão do *layout* por transferência térmica, o desenho da antena foi impresso em papel *couchê* e posicionado sobre a placa com o auxílio de fita crepe. Utilizou-se a prensa apresentada na Figura 3.3 para transferência térmica. No visor da prensa são apresentados a temperatura da prensa em um determinado instante de tempo e o tempo decorrido após o fechamento da prensa, que são variáveis importantes que devem ser controladas durante o processo.



Figura 3.0.3 - Prensa Térmica.

A prensa foi aberta e energizada, e ao atingir a temperatura de 180 °C foi novamente fechada. Nesse momento a temperatura começou a cair, porque a manta que estava no seu interior apresentava uma temperatura inferior à medida. Quando a temperatura se estabilizou em aproximadamente 186 °C a prensa foi aberta, o conjunto da placa com *layout* da antena foram posicionados abaixo da manta térmica e a prensa foi novamente fechada. Este conjunto permaneceu na prensa por aproximadamente 270 segundos.

Após a realização dos processos descritos nesta seção, para transferência do *layout*, foi realizada a corrosão das placas. Para esta etapa todas as imperfeições no desenho foram corrigidas com o uso de um marcador permanente e o plano terra da antena foi totalmente preenchido com fita crepe para que não sofresse corrosão. A placa foi então mergulhada em uma solução de percloroeto, permanecendo até que a região externa ao desenho fosse totalmente corroída. A tinta do *layout* foi retirada com a fricção de uma palha de aço sobre a superfície da placa e para finalização da limpeza foi utilizado um algodão embebido em acetona. O resultado final é apresentado na Figura 3.4.



Figura 3.4 - Antenas fabricadas.

### 3.4 FABRICAÇÃO DA ANTENA FILAMENTAR DIPOLO

Assim como as Antenas de Microfita, a Antena Filamentar Dipolo também foi projetada para uma frequência de ressonância de 2,4 GHz e impedância de  $50\Omega$ , de acordo com a Seção Projeto de Antena Filamentar Dipolo. O diâmetro do fio de cobre escolhido foi 1,15mm, comercialmente conhecido como AWG 17. Este diâmetro foi escolhido por ser o mais utilizado e oferecer boa sustentação para a antena. Dessa forma, fios de cobre AWG 17 com as medidas determinadas foram cortados com o auxílio de um paquímetro, como mostra a Figura 3.5.

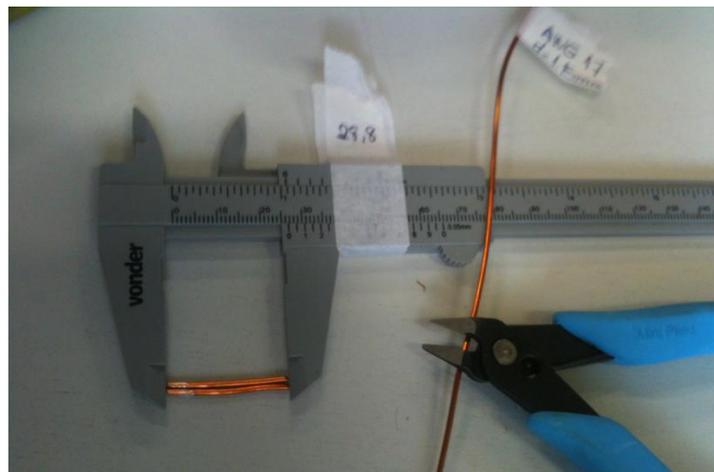


Figura 3.5 - Materiais para a construção da antena filamentar.

O conector utilizado para a construção desta antena foi um sma fêmea, de forma que um braço da antena foi soldado em um dos 4 pinos de GND e o outro

no pino central para alimentação. Na Figura 3.6 é possível ver o conector e a antena construída utilizando este.



Figura 3.6 - Conector SMA e antena construída.

A fim de acoplar a antena de  $75\Omega$  com o módulo transceptor de  $50\Omega$ , bem como anular a parte imaginária da impedância de entrada da dipolo, a técnica apresentada na Seção Projeto de Antena Filamentar Dipolo foi aplicada.

### 3.5 TESTES DAS ANTENAS

Os parâmetros da perda de retorno e impedância das antenas construídas foram medidos com o analisador de rede *Agilent* E5071C-2K5 ENA, que pertence ao LEACOPI. Este equipamento é apresentado na Figura 3.7.



Figura 3.7 - Analisador de rede de radiofrequência E5071C-2K5 ENA.

É capaz de analisar redes de radiofrequência na faixa de 300 kHz a 20 GHz, através das duas portas com entradas macho de 3,5 mm e impedância de 50  $\Omega$ . Possui o sistema operacional *Windows* e entradas USB, permitindo fácil acesso aos gráficos, podendo ser salvos como imagem ou como um arquivo de pontos do *Microsoft Office Excel*.

Para realizar as medições deve se pressionar inicialmente a tecla *Preset* e em seguida calibrar as portas, acoplando em sua entrada os conectores *short* e *open*. A Figura 3.8 apresenta o kit de calibração completo, que acompanha o analisador de rede e em destaque uma das peças do kit.



Figura 3.8 - Kit de Calibração.

A antena é então fixada ou soldada ao conector fêmea de  $50\Omega$ , apresentado na Figura 3.9 e este é acoplado a uma das portas do analisador. Prosseguiu-se então, com a medição do parâmetro de espalhamento  $S_{11}$  e da impedância correspondente a frequência de interesse.



Figura 3.9 - Conector SMA.

### 3.6 MÓDULO TRANSECTOR nRF24I01

O nRF24I01, mostrado na Figura 3.10, é um módulo transceptor fabricado pela Nordic<sup>®</sup>, ou seja, pode ser programado para operar tanto como transmissor quanto como receptor em uma comunicação *wireless*. Seu alcance varia de 10 a 50 metros, em ambientes internos ou em campo aberto. Opera na frequência de 2,4 GHz, com uma velocidade de 2Mbps, de acordo com o datasheet Nordic Semiconductor(2007).



Figura 3.10 - Módulos nRF24I01.

Outra importante característica deste é a modulação GFSK – *Gaussian Frequency Shift Keying*. De acordo com Malburg(2004), a modulação GFSK atribui frequências diferentes para a portadora em função do bit que é transmitido. Quando um bit 0 é enviado, a portadora assume uma determinada frequência

durante o período de duração desse bit. Quando o bit 1 é transmitido, outra frequência é atribuída nessa portadora, até que haja uma nova mudança no bit transmitido. A fim de suavizar a transição entre os valores dos pulsos, antes destes entrarem no modulador, eles passam por um filtro Gaussiano. Este filtro é uma espécie de formatador de pulso e reduzem a largura espectral dos mesmos. A Figura 3.11 mostra essa modulação.

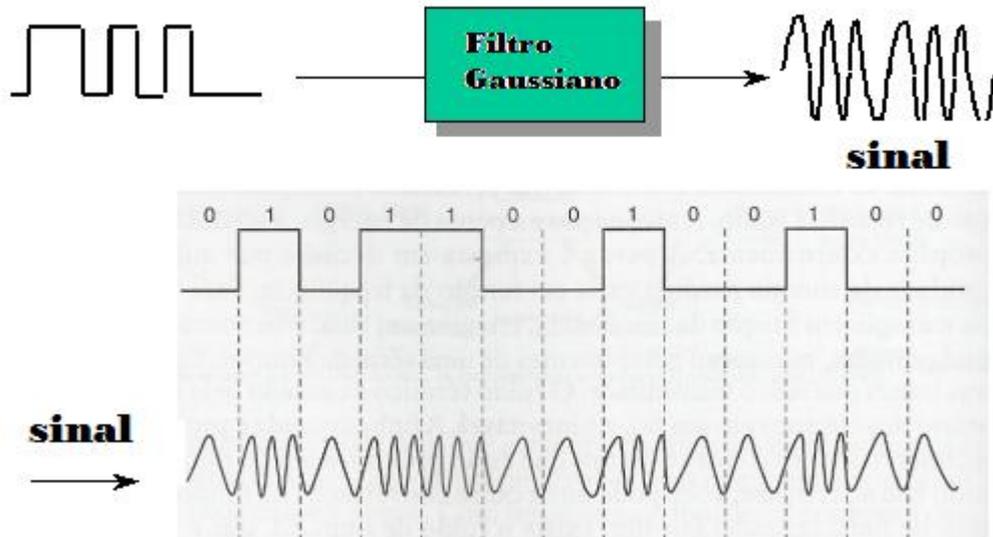


Figura 3.11 - Modulação GFSK (MALBURG,2004).

O nRF24I01 possui 8 pinos dispostos de acordo com a Figura 3.12.

GND ● ● Vcc  
 CE ● ● CS  
 SCK ● ● MOSI  
 MISO ● ● IRQ

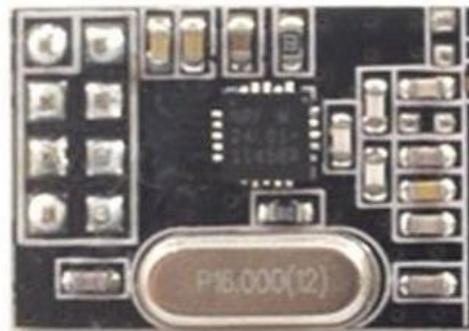


Figura 3.12 - Módulo nRF24I01.

A Tabela 3.1 relaciona cada pino com sua respectiva função.

Tabela 3.1 – Funções dos pinos do nRF24I01

Pino	Nome	Função
1	GND	Terra
2	VCC	Alimentação
3	CE	<i>Chip enable RX/TX</i>
4	CSN	<i>SPI chip select</i>
5	SCK	<i>SPI clock</i>
5	MOSI	<i>SPI Slave Data Input</i>
7	MISO	<i>SPI Slave Data Output</i>
8	IRQ	Interrupção

### 3.7 ARDUINO®

Arduino é uma plataforma eletrônica de código aberto baseado em *hardware* e *software* de fácil utilização (ARDUINO, 2014).

Sua placa consiste em um microcontrolador Atmel AVR de 8 bits, com componentes adicionais a fim de facilitar a programação e incorporação de outros circuitos. A linguagem de programação padrão é essencialmente C/C++. O *software* utilizado para programação é o Arduino IDE, que inclui um editor de código, um compilador e um sistema capaz de enviar o código para a placa. Na Figura 3.13 são mostrados os Arduinos Uno e Nano.



Figura 3.13 - Arduino.

### **3.8 TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE ÁUDIO – TELEPRESEÇA**

A telepresença aqui implementada tem como função transmitir áudio da estação fixa para a plataforma móvel, fazendo com que o operador possa se comunicar com pessoas que estejam próximas a esta. O sistema é unidirecional, ou seja, o operador apenas transmite o áudio, não sendo capaz de recebê-lo.

Para caracterizar a telepresença, foi utilizado como código base um exemplo de aplicação da biblioteca RF24 *Audio Master*, que é a biblioteca que contém rotinas de transmissão e recepção de áudio. O código base encontra-se disponível para download em Git Hub (2014).

Além desta biblioteca, outras quatro foram utilizadas: a RF24 *Master*, para configurações de rádio frequência; a SPI, para configurações de comunicação serial; a *printf*, para inclusões gerais nas bibliotecas RF24 *Master* e RF24 *Audio Master* e a NRLF24L01, para as configurações do módulo transceptor adquirido. Esta última é utilizada somente dentro das demais bibliotecas, portanto sua inclusão não é explícita no programa principal.

Após todas as configurações necessárias e declaração de todas as entradas e saídas, as rotinas para transmissão e recepção de áudio devem ser chamadas no *loop* principal.

O sinal de áudio vindo do pré-amplificador de áudio é conectado a uma entrada analógica do Arduino Uno. A partir daí, todo o processo de codificação, modulação e transmissão são realizados pela rotina de envio contida na biblioteca RF24 *Audio Master* em conjunto com o módulo transceptor da estação fixa.

Na plataforma móvel, o módulo transceptor atua como receptor. Juntamente com a rotina de recepção, o áudio é demodulado, decodificado e enviado pra uma porta PWM do Arduino Nano. Essa saída está conectada ao circuito amplificador de áudio, que reproduz a mensagem enviada.

Os códigos para transmissão e recepção de áudio estão disponíveis em Anexos.

### **3.9 ACIONAMENTO DOS MOTORES – TELEOPERAÇÃO**

A Figura 3.14 apresenta um circuito, que está localizado na estação fixa e realiza o controle dos motores na plataforma móvel. Já o esquema elétrico deste, pode ser visto na Figura 3.15, sua análise mostra que o sinal de áudio em sua entrada, percorre todos os seis botões até chegar no borne de saída, conectado

ao canal analógico de um arduino. No entanto, quando um dos botões é pressionado o sinal do áudio é interrompido e uma tensão específica, entre 0 e 5V, fornecida por um divisor de tensão passa a ser enviada para o mesmo canal analógico.

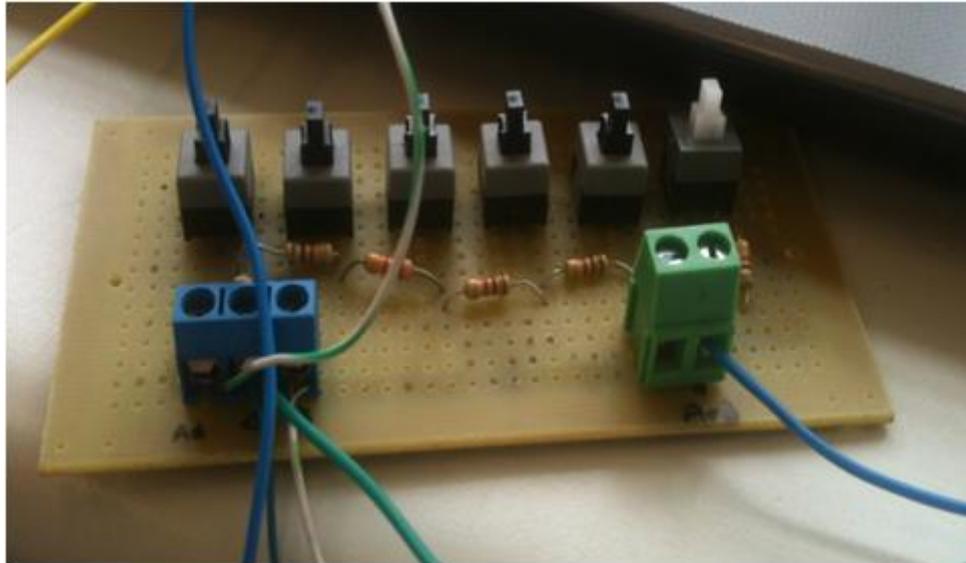


Figura 3.14 – Circuito construído para controle dos motores.

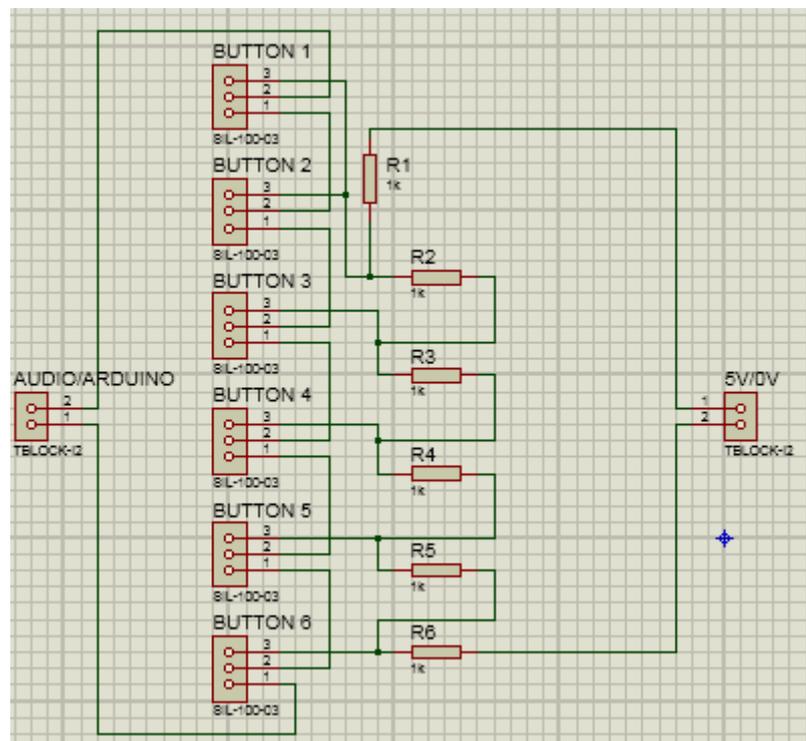


Figura 3.15 – Esquema elétrico do circuito de acionamento dos motores.

O código de programação para transmissão de áudio e dados, apresentado no anexo deste trabalho, está compilado no arduino localizado na estação fixa,

possibilitando o envio do áudio ou dados para um segundo arduino, localizado na plataforma móvel, essa transmissão é feita com o uso do módulo transceptor nRF24l01. Na plataforma móvel um segundo arduino, recebe o sinal enviado pela estação fixa e realiza a leitura deste com o código de programação para recepção de áudio e dados, também apresentado no anexo deste trabalho. Este último arduino disponibiliza o sinal recebido em seu pino 9 de saída, que é então repassado simultaneamente para o circuito amplificador de áudio apresentado na Seção 2.9 e para um terceiro arduino. Neste está compilado o código de programação para análise dos dados recebidos e acionamento dos motores, também localizado no anexo deste trabalho. Neste código de programação o canal analógico é lido e seu valor armazenado em uma variável de dez bits. Uma condição deste código verifica se o valor lido está entre uma determinada faixa de valores, caso esteja é executada uma das ações de acionar ou desacionar o motor 1, acionar ou desacionar o motor 2 ou estabelecer o sentido de giro horário ou anti-horário para funcionamento dos motores.

A tensão fornecida pelo pressionamento de cada um dos motores e a ação realizada pelo arduino são apresentadas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 Controle do motor através de um regulador de tensão.

<b>Botão</b>	<b>Tensão</b>	<b>Ação</b>
1	4,32 V	Acionamento do motor 1.
2	3,59 V	Acionamento do motor 2.
3	2,87 V	Sentido de giro horário.
4	2,15 V	Desacionamento do motor 1.
5	1,44 V	Desacionamento do motor 2.
6	0,72 V	Sentido de giro anti-horário.

## 4- RESULTADOS E DISCUSSÕES DO PRESENTE TRABALHO

### 4.1 SIMULAÇÃO E FABRICAÇÃO DAS ANTENAS DE MICROFITA

Gonçalves e Milagre (2014) realizaram o estudo de um código de programação que continha o método FDTD e a UPML implementados. Este código não apresentava em sua região de análise nenhum objeto que seria estudado, apenas um pulso Gaussiano, definido como uma fonte *soft*. O valor desta fonte era adicionado a equação de atualização da componente de fluxo de densidade elétrica ( $D_z$ ).

O objetivo de Gonçalves e Milagre (2014) era entender o método FDTD e a UPML, para que alterações fossem realizadas na programação e geometrias diferentes de antenas pudessem ser simuladas. Além disso, deveria ser implementado o cálculo da perda de retorno ( $S_{11}$ ), que permite a análise da eficiência da antena na transmissão de dados em diferentes frequências.

A validação do trabalho de Gonçalves e Milagre (2014) foi realizada com a implementação da *patch* retangular apresentada na Figura 4.1, com dimensões em milímetros.

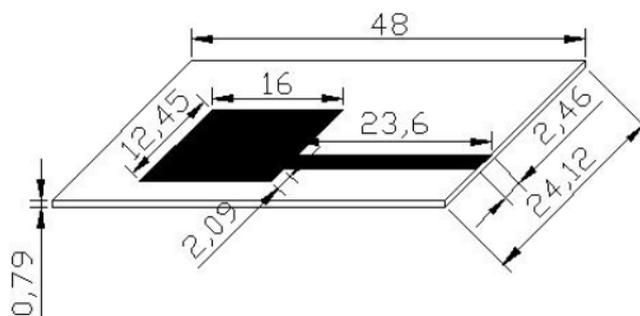


Figura 4.1 - Antena *patch* construída por Mota (2010).

O resultado para a perda de retorno, fornecido pelo código implementado no Matlab<sup>®</sup>, foi comparado com o resultado obtido na utilização do método de expansão dos momentos, apresentado por Mota (2010). A Figura 4.2 apresenta os gráficos que possibilitaram a validação da programação.

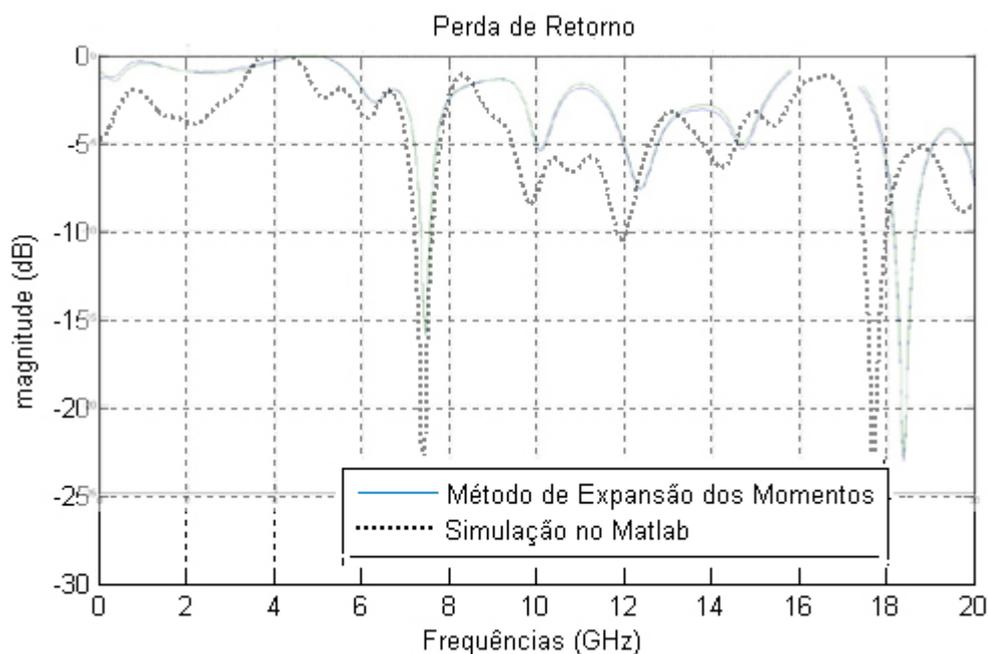


Figura 4.2 – Comparação entre a perda de retorno fornecida pelo método FDTD, implementado no Matlab e o obtido com o método de Expansão dos Momentos.

Apesar do êxito obtido nesta simulação, observou-se que quando antenas de bordas curvas ou inclinadas eram simuladas os resultados apresentavam certas divergências, causando dúvidas quanto a validação do código.

A Figura 4.3 apresenta a frente e o verso de uma antena com bordas inclinadas que foi simulada no Matlab<sup>®</sup>. Esta antena foi definida no ambiente de simulações utilizando-se o método de aproximação por escadas. O resultado da perda de retorno com a utilização deste método é apresentado na Figura 4.4, em conjunto com o resultado fornecido pelas medições da antena construída, realizadas em laboratório.

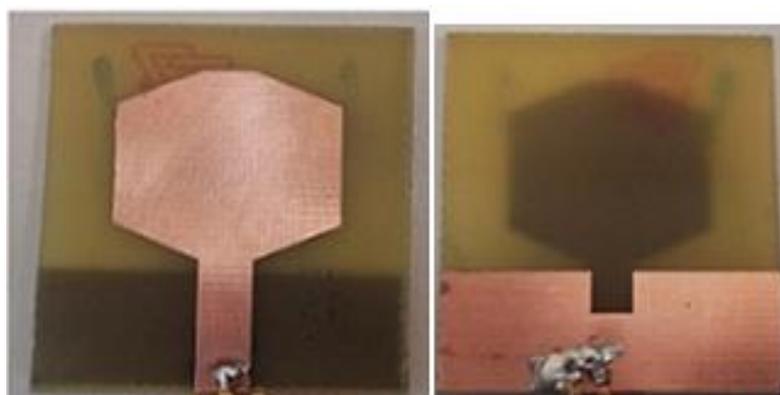


Figura 4.3 - Antena com bordas inclinadas e recorte no plano terra.

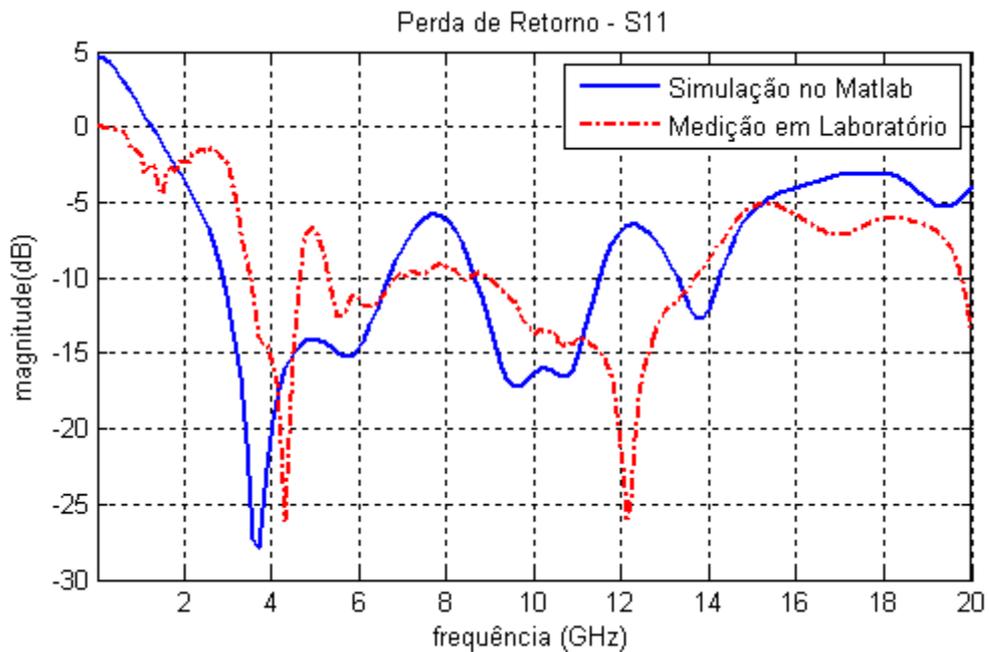


Figura 4.4 - Perda de Retorno fornecida pelo Matlab pelas medições em laboratório.

Em vista dos resultados obtidos, foi realizado um estudo dos parâmetros que interferem no cálculo da perda de retorno, entre eles destacaram-se as perdas no dielétrico. A análise de alguns códigos de programação, disponíveis na *internet*, conduziram a implementação da Equação 4.1.

$$\sigma_{diel.} = 2\pi \cdot f_{m\acute{a}x} \cdot tg_{perdas} \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad (4.1)$$

Os símbolos  $\sigma_{diel.}$ ,  $f_{m\acute{a}x}$ ,  $tg_{perdas}$ ,  $\epsilon_r$  e  $\epsilon_0$  representam respectivamente a condutividade elétrica para o dielétrico, a frequência média de simulação, a tangente de perdas, a permissividade relativa do dielétrico e a permissividade do vácuo. A condutividade elétrica é função da frequência, portanto a Equação 4.1 estabelece apenas uma aproximação média para esta, podendo ainda surgir divergências no cálculo da perda de retorno devido as perdas no dielétrico desconsideradas.

Outra maneira de melhorar os resultados da perda de retorno para antenas de bordas curvas ou inclinadas seria com a implementação do método de Dey-Mitra apresentado na Seção 2.5. A programação necessária para aplicação deste método foi desenvolvida a fim de tornar possível a simulação de diferentes tipos de geometrias de antenas. O método foi estudado e implementado como uma

função do Matlab<sup>®</sup>. Inicialmente, este foi utilizado para a antena de bordas inclinadas mencionada acima.

Todas as vezes que esta técnica é utilizada é necessário que seja observado os cortes que as bordas da antena realizam sobre as células. Para a antena da Figura 4.3 é necessário calcular a área de um triângulo adicionada a de um retângulo, a área de um triângulo e a área de um trapézio adicionada a de um retângulo, para encontrar os valores que compõem o vetor de área, utilizado no cálculo de densidade de fluxo magnético.

A Figura 4.5 ilustra como a borda superior esquerda da antena o plano  $x, y$ . A reta simboliza a fronteira entre o espaço livre, que é a região superior e o metal da antena, que é a região inferior. Nas células 1 e 2 todas as componentes de campo assinaladas devem ser consideradas nulas, isto é, estas células serão definidas como metal, uma vez que os campos elétricos tangentes a sua superfície são nulos. Já na célula 3, por exemplo, somente as componente  $E_y$ , a direita e a componente inferior  $E_x$  devem ser consideradas nulas, mas a área referente a porção da célula que pertence ao espaço livre deve ser calculada, assim como os comprimentos das arestas da célula que não estão contidos no metal, a fim de contabilizar o valor real destes campos. A mesma análise deve ser realizada para as células 4 e 5, uma vez que elas também são cortadas pela borda da antena.

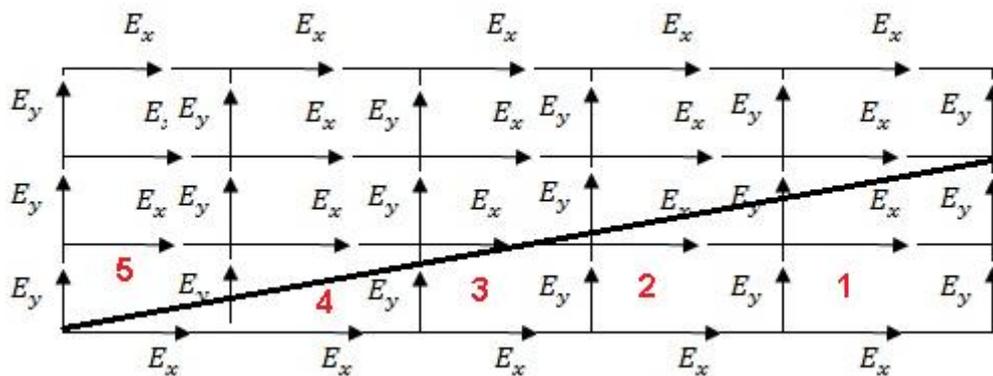


Figura 4.5 - Borda superior esquerda da antena da Figura 4.3 cortando o plano  $X, Y$ .

Para o desenvolvimento deste algoritmo foi necessário analisar todas as bordas da antena, pois na borda inferior direita, por exemplo, surge a área de um

trapézio mais retângulo, que não aparece na análise da borda apresentada na Figura 4.5.

A implementação deste método foi dificultada pelo surgimento de instabilidade durante a simulação. A imagem de um vídeo gerado durante uma simulação é apresentada na Figura 4.6. Neste vídeo, as cores escuras na parte superior da imagem representam valores elevados para a componente de campo elétrico na direção  $z$ , evidenciando algum erro na programação desenvolvida.

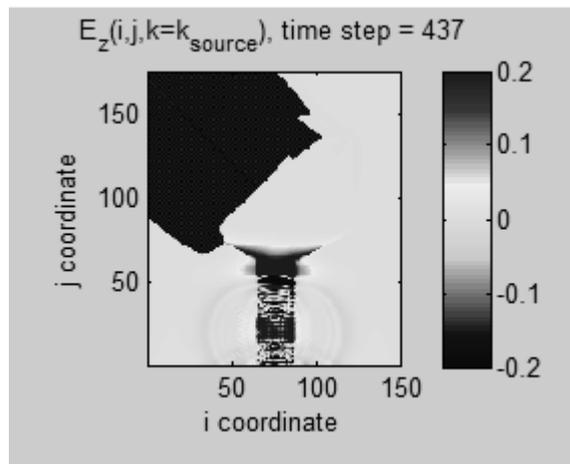


Figura 4.6 - Imagem de um vídeo gerado durante uma simulação.

Foi verificado através da execução de vários testes que, ao desconsiderar o cálculo das menores áreas e dos menores comprimentos de aresta que eram obtidos, a simulação voltava a permanecer estável. A utilização deste método em conjunto com a aplicação da condutividade média forneceram resultados inferiores aos esperados para a perda de retorno. O gráfico gerado com estas modificações é apresentado na Figura 4.7.

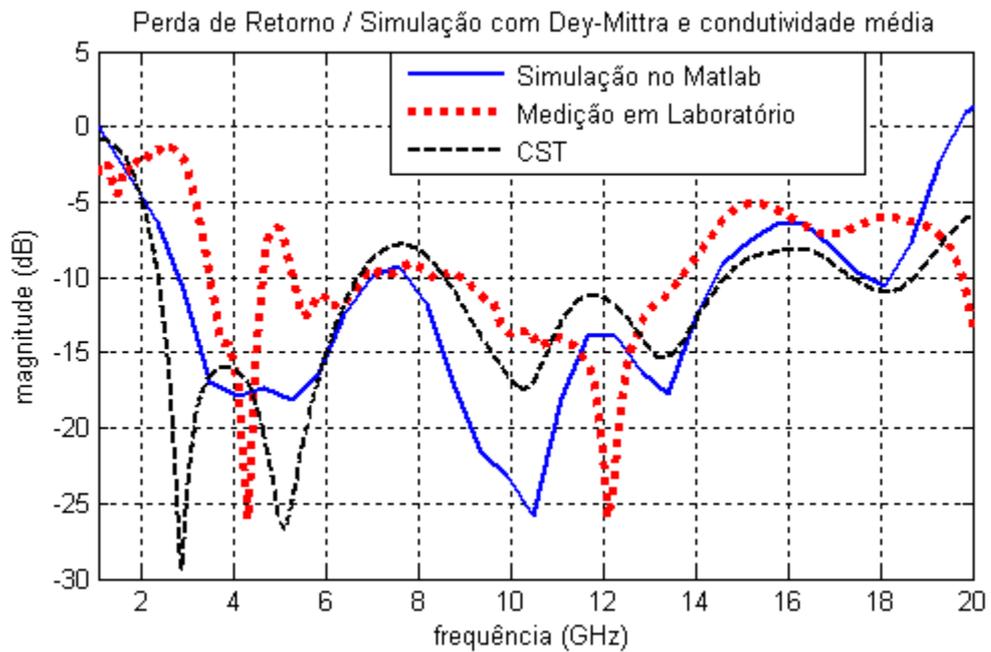


Figura 4.7 - Gráfico da simulação no Matlab gerado com a implementação do método de Dey-Mittra e condutividade média.

O estudo realizado após a implementação do método Dey-Mittra conduziu também a uma maneira diferente de eliminar as reflexões indesejadas, causadas pela linha de alimentação da antena. A idéia consistiu em definir uma condutividade para as células iniciais da linha de alimentação, a partir da impedância e largura desta região. Até o momento as reflexões provenientes desta área eram eliminadas quando a linha de alimentação penetrava dentro da UPML segundo Sandeep (2006). O resultado da perda de retorno, obtido para a antena da Figura 4.3, quando adotado essa nova vertente é apresentado na Figura 4.8.

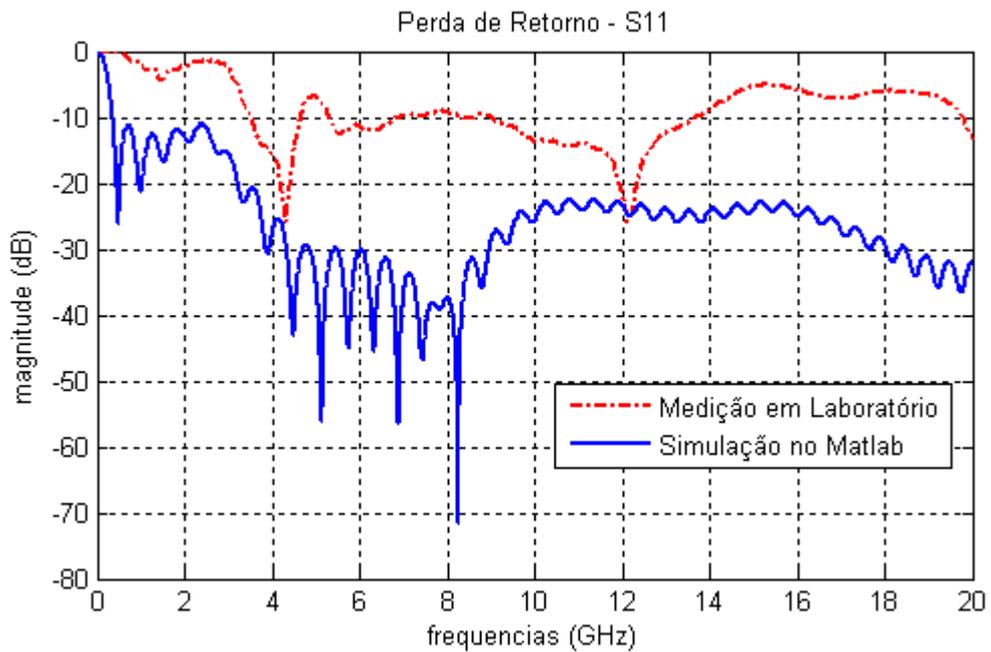


Figura 4.8 - Resultado para a perda de retorno no Matlab, quando a condutividade elétrica na linha de alimentação é definida a partir de sua impedância.

A Figura 4.8 sugere que a absorção do sinal na linha de alimentação é maior quando esta é estendida para o interior da UPML.

Com o propósito de avançar no desenvolvimento do projeto deste Trabalho de Conclusão de Curso, duas antenas foram projetadas, construídas e testadas em laboratório. As antenas foram projetadas com uma permissividade elétrica relativa de 4.3, espessura da placa de 1,5 mm e frequência de ressonância de 2,4 GHz, segundo a rotina apresentada nas Seções 2.7.2 e 2.7.3. A Figura 4.9 apresenta estas antenas construídas.



Figura 4.9 - Antenas com *patch* retangular e circular.

Os gráficos a seguir consistem na medição da perda de retorno, realizada em laboratório e o resultado fornecido pelo Matlab, para as antenas apresentadas na Figura 4.9. O comprimento da linha de alimentação destas antenas foi variado durante a simulação, através da realização de cortes na mesma, com a intenção de que uma resposta razoável, isto é abaixo de  $-10\text{dB}$  fosse obtida para a frequência de  $2,4\text{ GHz}$ .

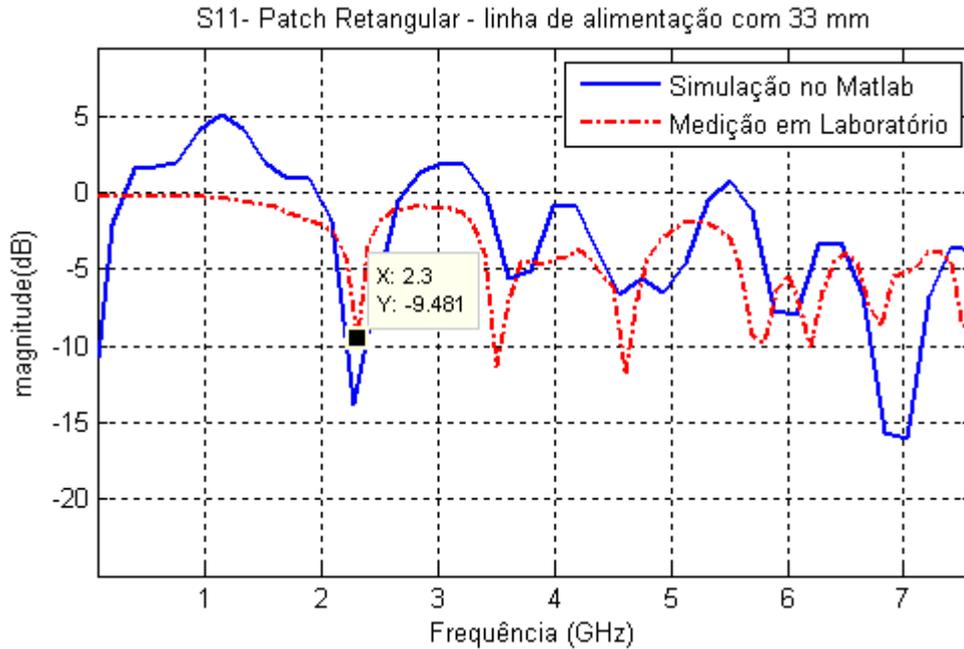


Figura 4.10 - S11 da *patch* retangular com linha de alimentação de 33 mm.

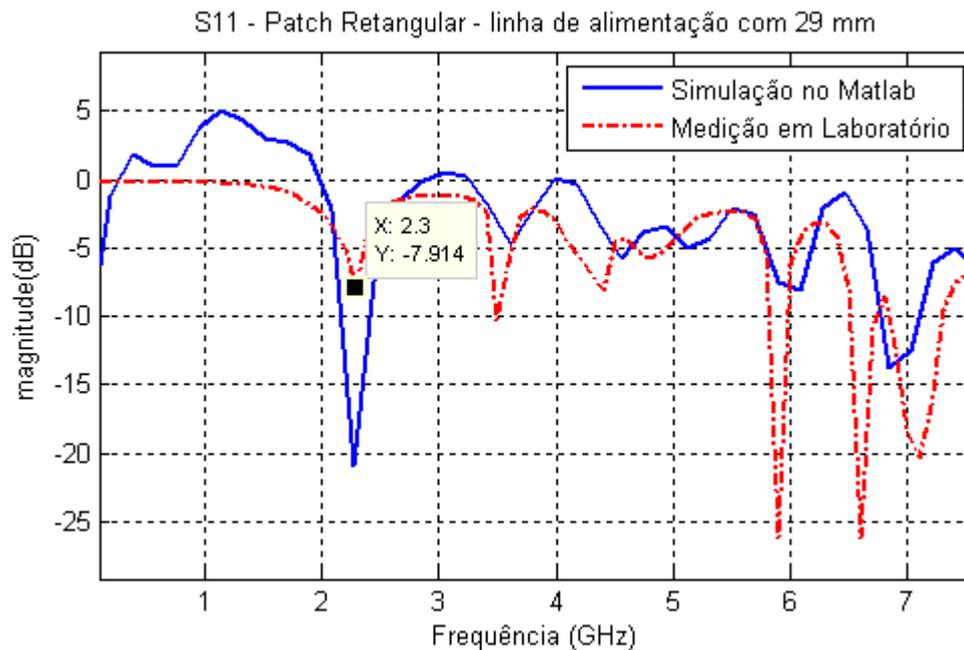


Figura 4.11 - S11 da *patch* retangular com linha de alimentação de 29 mm.

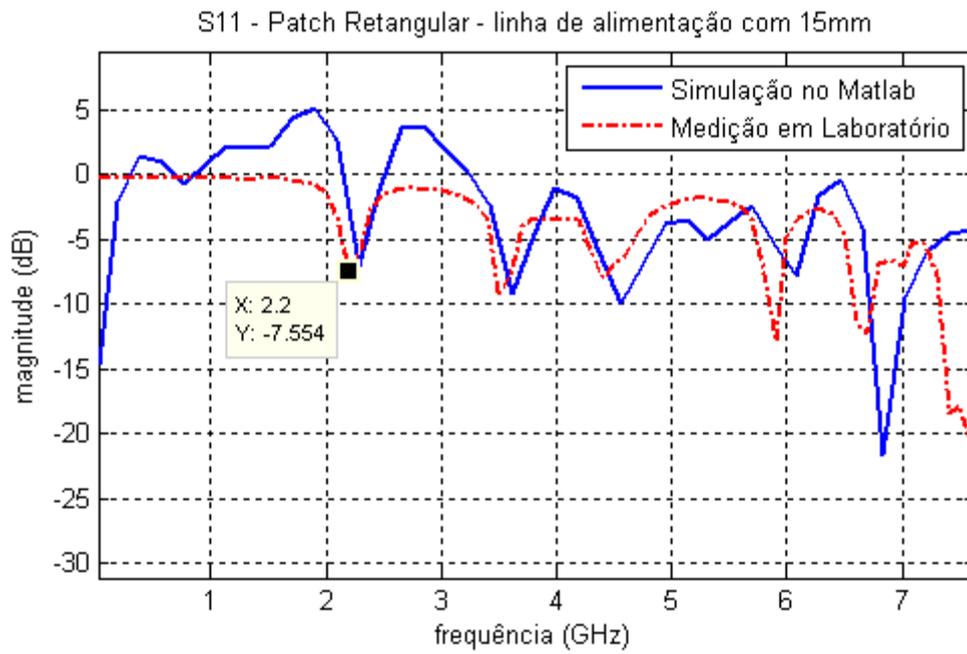


Figura 4.12 - S11 da *patch* retangular com linha de alimentação de 15 mm.

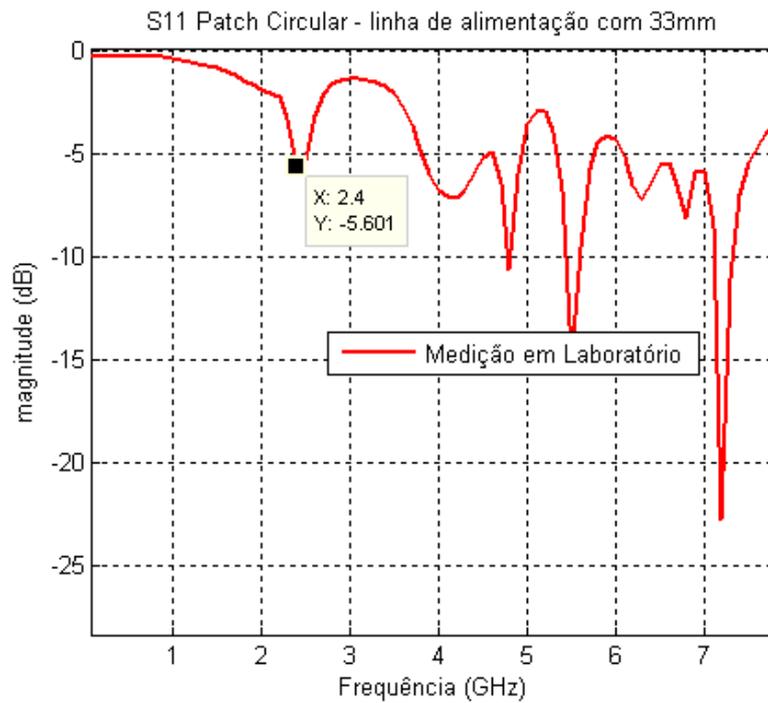


Figura 4.13 - S11 da *patch* circular com linha de alimentação de 33 mm.

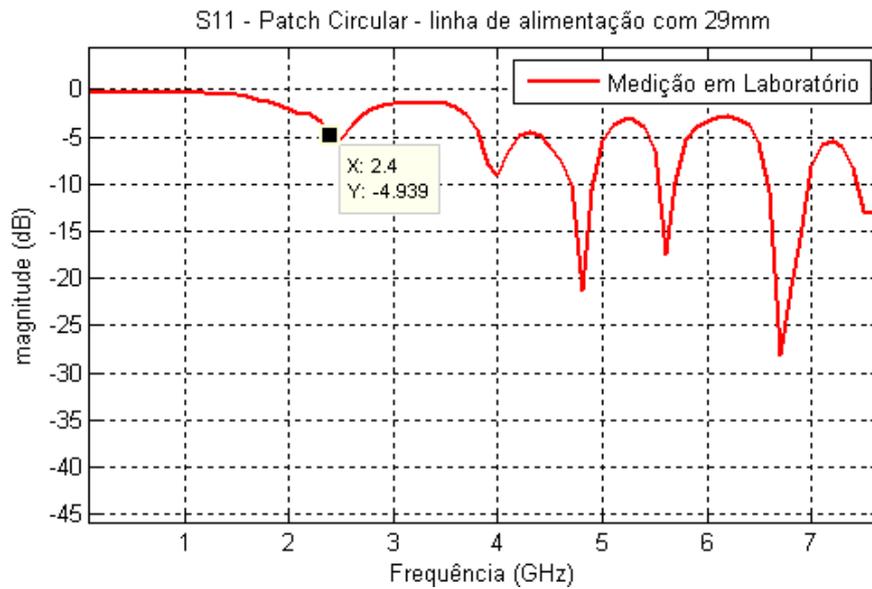


Figura 4.14 - S11 da *patch* circular com linha de alimentação de 29 mm.

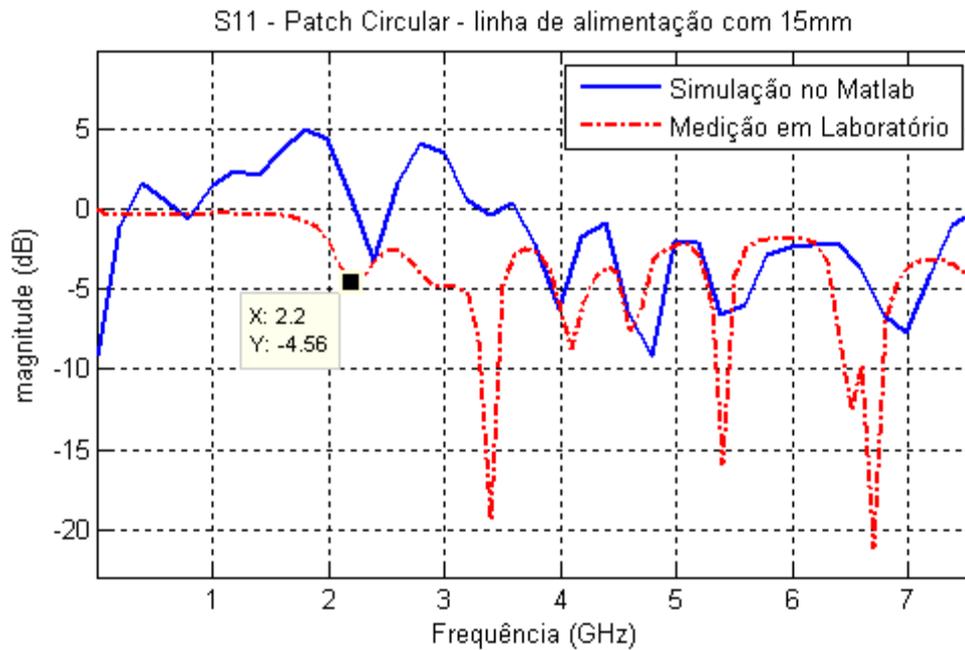


Figura 4.15 - S11 da *patch* circular com linha de alimentação de 15 mm.

Verificou-se que aparentemente a variação da linha de alimentação não afetava consideravelmente a resposta da perda de retorno e, portanto, foram realizadas novas simulações no Matlab com variações de alguns parâmetros da antena. A Figura 4.16 apresenta o *layout* da antena que está sendo estudada, em conjunto com letras que simbolizam cada dimensão da antena.

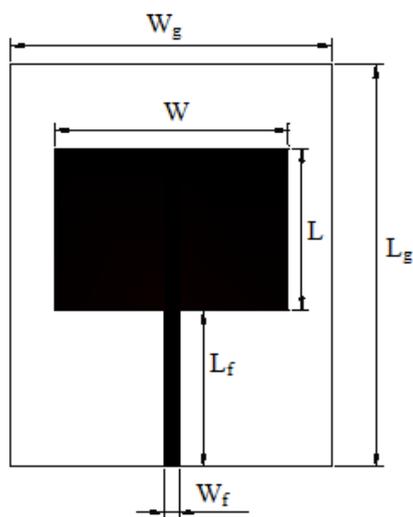


Figura 4.16 - Simbologia para dimensões da antena.

Já a Tabela 4.1 mostra a variação destas dimensões para a antena com *patch* retangular e o resultado da perda de retorno para a frequência de 2,4 GHz.

Tabela 4.1 - Parâmetros da geometria das antenas simuladas no Matlab.

$W_g$ [mm]	$L_g$ [mm]	$W$ [mm]	$L$ [mm]	$W_f$ [mm]	$L_f$ [mm]	Ganho (dB) em 2,4 GHz	Pico mais próximo
55	55,5	39	30	2,84	10	- 4,55	2,39 GHz (- 4,81 dB)
55	51	39	30	2,84	4,5	- 7,8	2,39 GHz (- 8,10 dB)
59	74,5	43	30	2,84	29	- 9,25	2,28 GHz (-14,75 dB)
61	73,5	45	29	2,84	29	- 10,2	2,49 GHz (-13,96 dB)
53	73,5	45	29	2,84	29	- 5,1	2,47 GHz (-7,10 dB)
61	69,5	45	29,5	2,84	25	- 6	2,28 GHz (-9,13 dB)
59	73,75	43	29,25	2,84	29,25	-6,4	2,4 GHz (-6,4 dB)
59	73,75	43	29,25	2,84	30	-7,32	2,47 GHz (-7,95 dB)
59	73,75	43	29,25	2,84	32	- 8	2,47 GHz (-8,84 dB)
61	73,75	43	29,25	2,84	32	- 8	2,47 GHz (-8,84 dB)
59	74,5	43	31	2,84	32	- 5,45	2,28 GHz (-13,35 dB)

A tabela também apresenta a informação sobre o pico mais próximo de 2,4 GHz, uma vez que se pretendia deslocar este, para a frequência de interesse, além de obter um aumento significativo de sua amplitude. A maioria dos parâmetros foi variado durante uma mesma simulação, devido ao elevado tempo necessário para realização desta e, por isso, não foi possível determinar qual deles contribuíam para o deslocamento do pico e qual contribuía para o aumento de sua amplitude. Além disso, nenhuma das modificações produziu um aumento na amplitude do pico, como era esperado.

O trabalho de Ali *et al.* (2011) apresenta o projeto para uma antena de microfita ressonante na frequência de 2,4 GHz. Neste, a geometria estudada é diferente daquela empregada até o momento nas simulações, possuindo uma alimentação indentada e fendas na *patch*. Essa nova configuração é apresentada na Figura 4.17.

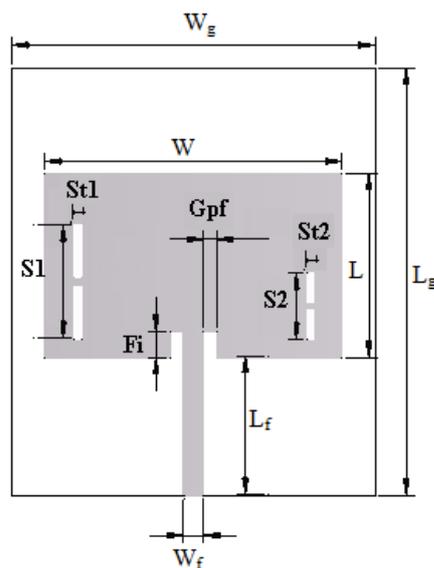


Figura 4.17 - Antena com alimentação indentada e fendas.

No trabalho de Ali *et al.* (2011) é utilizado uma permissividade elétrica para o dielétrico igual a 4,7, diferente da permissividade do FR-4 de 4,3, que é o material empregado para construção das antenas proposta. O projeto de dimensionamento das antenas está diretamente ligado ao valor da permissividade, portanto, os valores propostos por Ali *et al.* (2011) não puderam ser utilizados neste trabalho. Em um primeiro momento, descartou-se a possibilidade de utilizar uma alimentação indentada, visto que o seu projeto, exposto no livro de Balanis (2009) mostrou-se um tanto complicado, por isso,

optou-se apenas pela inserção de algumas fendas na *patch* da antena apresentada na Figura 4.16, com a intenção de atingir resultados melhores para a perda de retorno.

Tabela 4.2 - Parâmetros para antenas com fendas simuladas no Matlab.

$W_g$ [mm]	$L_g$ [mm]	$W$ [mm]	$L$ [mm]	$W_f$ [mm]	$L_f$ [mm]	$S1$ [mm]	$S2$ [mm]	$St1$ [mm]	$St2$ [mm]	Ganho (dB) em 2,4 GHz	Pico mais próximo
59	53,5	43	30	2,84	8	16	9	1,6	1,6	-3,5	2,39 GHz (-3,7 dB)
59	74,5	43	30	2,84	29	16	9	1,6	1,6	-6,86	2,28 GHz (-13,9dB)

A inserção de fendas também não produziu o resultado esperado e, para agilizar o processo optou-se temporariamente pelo uso do *software* comercial *CST Microwave Studio*. Este *software* realiza simulações rápidas, além de fornecer o valor da impedância para a frequência de interesse. Devido a esta última possibilidade a alimentação indentada foi implementada, já que outra preocupação era com o descasamento da impedância entre a antena e o conector. A Tabela 4.3 apresenta duas antenas com medidas diferentes simuladas no CST, todas com um pico próximo a 2,4 GHz.

Tabela 4.3 - Parâmetros para antenas simuladas no CST.

Antena	$W_g$ [mm]	$L_g$ [mm]	$W$ [mm]	$L$ [mm]	$W_f$ [mm]	$L_f$ [mm]	$G_{pf}$ [mm]	$F_i$ [mm]	Pico mais próximo de 2,4 GHz	Impedância em 2,4 GHz
1	62	74	48	30	3,4	29,5	2,5	4	2,32 GHz (-19,3 dB)	61,4+3i
4	60	75	47	29	2,84	29	1,2	4	2,38 GHz (-14,8 dB)	68,7+10,96i

É desejado que a parte real da impedância seja o mais próximo possível de 50 e que a parte imaginária seja próxima de zero, para que o casamento entre a

antena e o conector ocorra. Foram feitas diversas simulações para a antena 1, variando-se alguns parâmetros, como mostrado na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Variação dos Parâmetros da antena 1 no CST.

$W_g$ [mm]	$L_g$ [mm]	$W$ [mm]	$L$ [mm]	$W_f$ [mm]	$L_f$ [mm]	$G_{pf}$ [mm]	$F_i$ [mm]	Pico mais próximo de 2,4 GHz	Impedância em 2,4 GHz
62	74	48	30	3,4	29,5	<b>2,2</b>	4	2,32 GHz (-18,56 dB)	60,9+7,27i
62	74	48	30	3,4	29,5	<b>2</b>	4	2,32 GHz (-17,43 dB)	62,5+8,5i
62	74	48	30	3,4	29,5	<b>3</b>	4	2,32 GHz (-21,58 dB)	57,1+5,35i
62	74	48	30	3,4	29,5	3	<b>5</b>	2,33 GHz (-33,32 dB)	48,8-1,8i
62	74	48	30	3,4	29,5	3	<b>4,5</b>	2,325 GHz (-28 dB)	52+3i
62	74	48	<b>29</b>	3,4	29,5	3	4,5	2,4 GHz (-28,49 dB)	47,3+2,51i
62	74	48	29	3,4	29,5	3	<b>4,3</b>	2,4 GHz (-39 dB)	49,2+0,72i
62	74	48	29	3,4	29,5	3	<b>4,2</b>	2,4 GHz (-45 dB)	50,2+0,99i

A Tabela 4.5 ilustra o que foi observado na modificação dos parâmetros das antenas nas simulações realizadas no CST.

Tabela 4.5 - Interferência das dimensões da antena nos parâmetros de interesse.

Parâmetro	Diminuição	Aumento
Gpf	Aumento da impedância e diminuição em módulo da amplitude do pico.	Diminuição da impedância e aumento em módulo da amplitude do pico.
Fi	Aumento da impedância e aumento em módulo da amplitude do pico.	Diminuição da impedância e aumento em módulo da amplitude do pico.
L	Diminuição da impedância, deslocamento do pico de interesse para a direita e aumento em módulo da amplitude do pico.	Aumento da impedância, deslocamento do pico de interesse para a esquerda e diminuição em módulo da amplitude do pico.

Em outros testes realizados no CST, observou-se também que o aumento de  $W$  conduziu a diminuição da impedância e da amplitude do pico em módulo, já a diminuição de  $W$  produziu um aumento da impedância e diminuição da amplitude do pico em módulo.

Seis antenas foram construídas a partir das simulações realizadas no CST, os resultados para a medição em laboratório e as dimensões das antenas são mostrados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Parâmetros das antenas construídas.

Antena	$W_g$ [mm]	$L_g$ [mm]	$W$ [mm]	$L$ [mm]	$W_f$ [mm]	$L_f$ [mm]	$G_{pf}$ [mm]	$F_i$ [mm]	Pico mais próximo de 2,4 GHz	Impedância em 2,4 GHz
1	63	74,6	48,1	29	3,5	29,2	3	4,1	2,5 GHz (-11,9 dB)	31,4+48,6i
2	62,7	78	48,3	28,5	3,2	29,6	2,5	3,7	2,5 GHz (-22,7 dB)	27+48i
3	62	76	<b>46,2</b>	30,2	3,2	29,6	3,2	4,4	2,4 GHz (-29,1 dB)	46,5+5,3i
4	60	75,7	41,8	29,1	3,2	28,6	3,1	4,1	2,5 GHz (-14,4 dB)	23+35i
5	62	75,6	<b>48</b>	<b>31,5</b>	3,6	29,6	3	4	2,3 GHz (-15,1 dB)	12,7+1,2i
6	60,3	75,3	45	27,5	3,1	27	0,5	3,8	2,57 GHz (-10 dB)	13,3+27,9i

Segundo a Tabela 4.5, seria necessário a deposição de cobre no comprimento  $L$  da *patch* nas antenas 1, 2, 4 e 6 para que o pico em 2,5 GHz se deslocasse para a esquerda, por esse motivo não foram feitas modificações nessas antenas. Já a antena 3 exibe um pico, como desejado, em 2,4 GHz, porém é necessário um aumento da impedância, para isso, diminuiu-se a largura  $W$  da *patch*. A antena foi coberta com fita crepe, como mostrado na Figura 4.18 e apenas pequenas porções da *patch* ficaram expostas, para que fossem corroídas pelo cobre.



Figura 4.18 - Preparo da antena para nova corrosão.

Para que o pico de interesse da antena 5 se deslocasse para a direita foi necessário diminuir o comprimento  $L$  da *patch*, isto, no entanto, implicou na diminuição da impedância, sendo assim após esta modificação foi necessário também diminuir a largura  $W$  da *patch* para que a impedância voltasse a aumentar. A Tabela 4.7 apresenta os novos resultados fornecidos para a perda de retorno e impedância das antenas 3 e 5, após a diminuição dos parâmetros mencionados.

Tabela 4.7 - Ajuste dos parâmetros das antenas.

Antena	$W_g$ [mm]	$L_g$ [mm]	$W$ [mm]	$L$ [mm]	$W_f$ [mm]	$L_f$ [mm]	$G_{pf}$ [mm]	$F_i$ [mm]	Pico mais próximo de 2,4 GHz	Impedância em 2,4 GHz
3	62	76	<b>44,2</b>	30,2	3,2	29,6	3,2	4,4	2,4 GHz (-23,3 dB)	50,4+2i
5	62	75,6	<b>47</b>	<b>30,2</b>	3,6	29,6	3	4	2,4 GHz (-23,9 dB)	50,9+3,6i

As Figuras 4.19 e 4.20 apresentam os gráficos da perda de retorno, para as antenas 3 e 5, com os resultados obtidos a partir de medições em laboratório e simulações no Matlab.

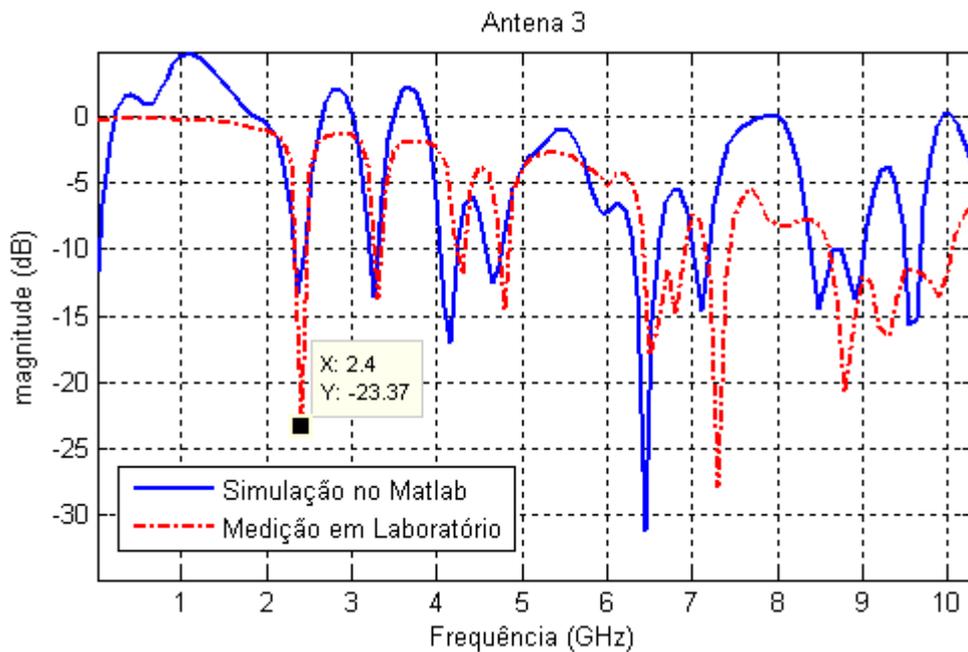


Figura 4.19 - S11 fornecido para antena 3.

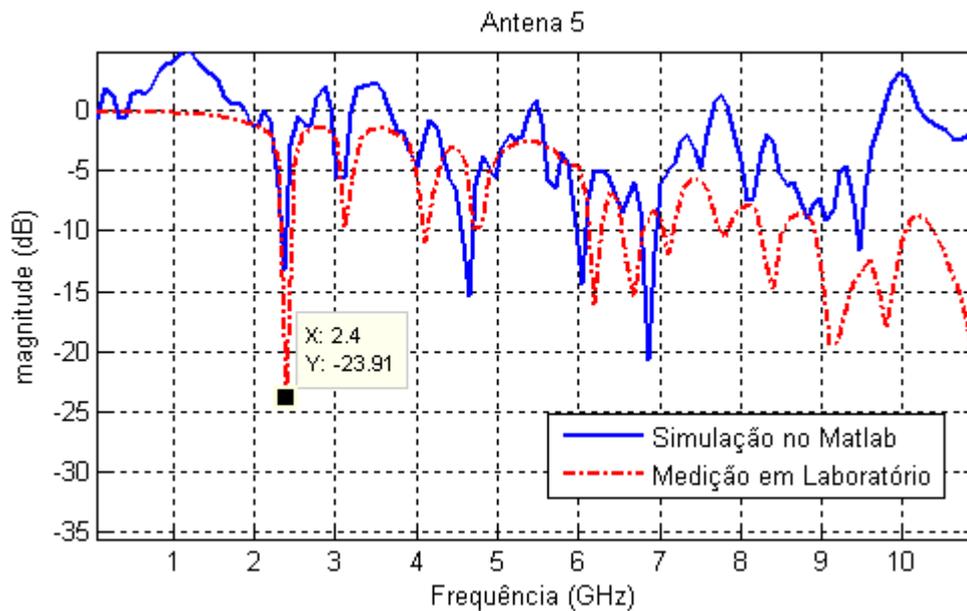


Figura 4.20 - S11 fornecido para antena 5.

Foram obtidas então, duas antenas com as características desejadas, para que uma delas seja empregada na recepção de dados no dispositivo desenvolvido.

#### 4.2 SIMULAÇÃO E FABRICAÇÃO DAS ANTENAS DIPOLO

Para as antenas filamentosares dipolo, o código FDTD implementado juntamente com a condição de fronteira CPML e o método dos fios finos foi validado de acordo com resultados encontrados na literatura para uma antena dipolo projetada para 7GHz. As dimensões da antena simulada foram: 19,5mm (9,75mm em cada fio fino) e raio 0,05mm.

A dimensão das células na malha FDTD nas direções x, y e z foi 0,25mm e 4000 passos de tempo foram utilizados na simulação. Na Figura 4.21 é possível ver a antena inserida no espaço computacional.

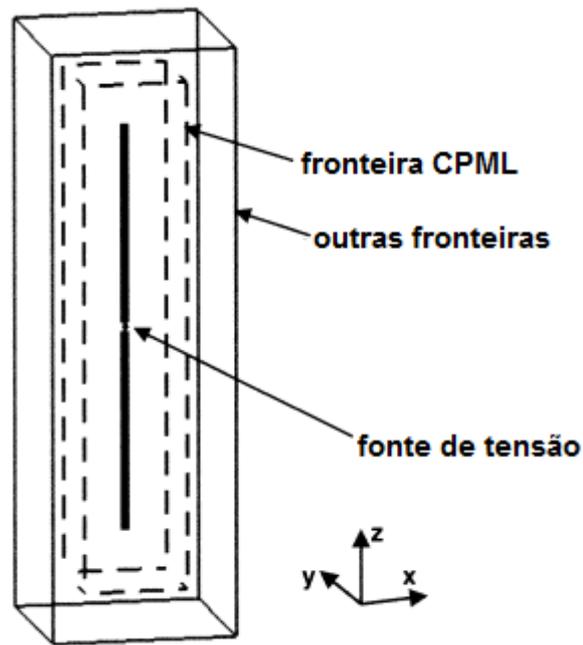


Figura 4.21 - Antena dipolo de fios finos (ELSHARBENI E DEMIR, 2009).

A Figura 4.22 mostra a comparação entre a perda de retorno encontrada pelo Método FDTD e pelo *software* WIPL-D apresentados por Elsherbeni e Demir (2009) e a perda de retorno encontrada pelo FDTD implementado para este Trabalho de Conclusão de Curso.

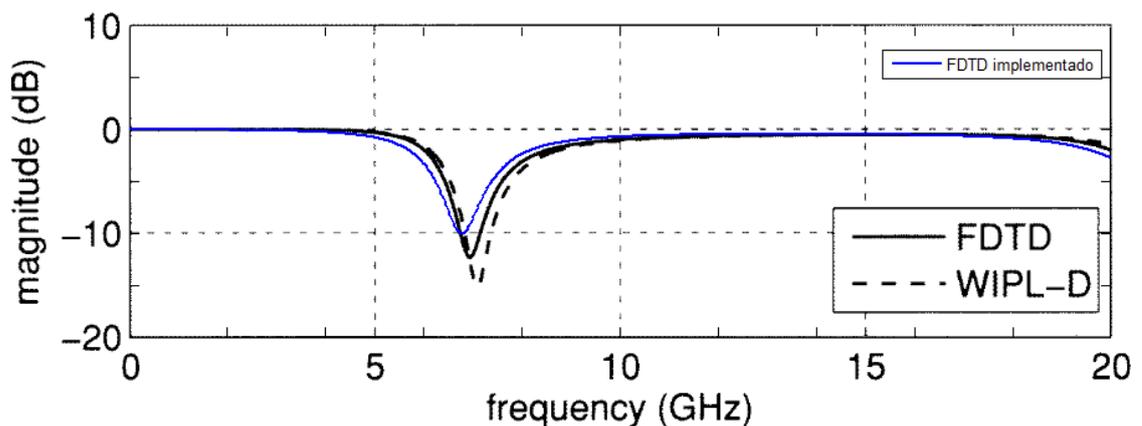


Figura 4.22 - Perda de Retorno para Validação.

Observando a perda de retorno para validação, é possível notar que o código FDTD implementado tem a magnitude ligeiramente menor do que a encontrada por Elsherbeni e Demir (2009) em ambos os casos apresentados. Também é possível perceber que o vale acontece um pouco antes, porém essas

são diferenças que de nada interferem no uso do FDTD implementado na otimização da escolha da antena a ser construída.

Após a validação do programa, uma antena dipolo filamentar foi projetada para operar na frequência de 2,4GHz de acordo com a Equação 2.112.

$$l = \frac{0,95 \cdot c}{2 \cdot f}$$
$$l = \frac{0,95 \cdot 299792458}{2 \cdot 2,4 \cdot 10^9}$$
$$l = 59,4 \text{ mm}$$

Cada parte da antena tem o comprimento  $l/2 = 29,4 \text{ mm}$ .

A antena com essas dimensões foi simulada utilizando o método FDTD. Como neste caso o raio da antena dipolo é maior que a dimensão da célula na direção z, com a qual a antena está alinhada, o método dos fios finos torna-se dispensável.

A simulação mostrou que para a frequência de 2,4GHz, a perda de retorno era aproximadamente -12dB. Por se tratar de um resultado satisfatório, a antena foi construída. O material escolhido foi o cobre, devido a sua alta condutividade que resulta em menores perdas. O diâmetro escolhido foi 1,15 mm que corresponde ao fio AWG 17. Este é um diâmetro comumente utilizado por proporcionar um bom casamento da impedância da antena de  $72\Omega$  com os conectores e o módulo transceptor de  $50\Omega$ . É importante ressaltar que durante a simulação FDTD, foi atribuído à impedância de entrada da fonte de tensão o valor de  $50\Omega$ , a fim de gerar um resultado mais próximo do real.

Na Figura 4.23 pode-se ver a antena construída.

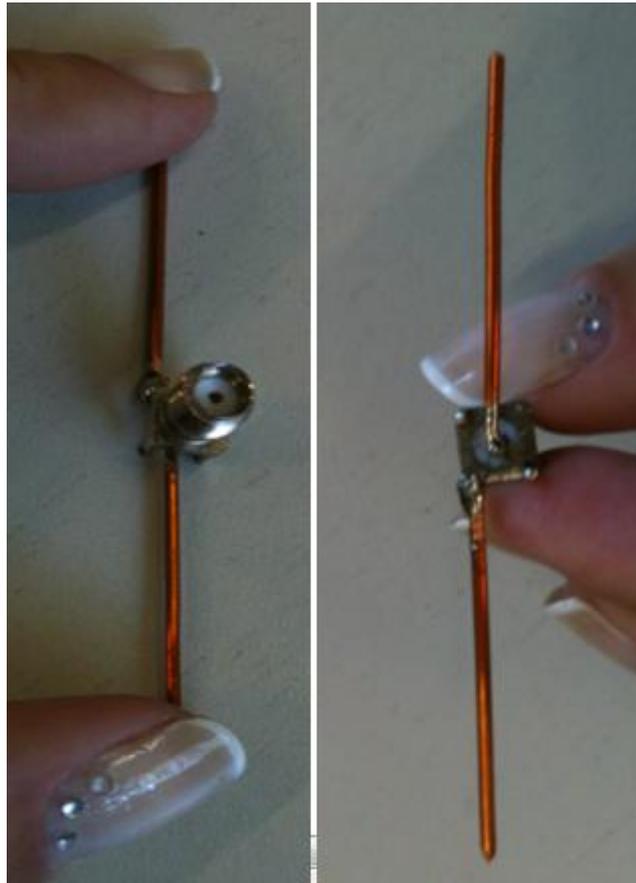


Figura 4.23 - Antena 59,4mm.

A perda de retorno foi medida utilizando o analisador de redes, como mostra a Figura 4.24. Já a perda de retorno, simulada e medida, é mostrada na Figura 4.25.

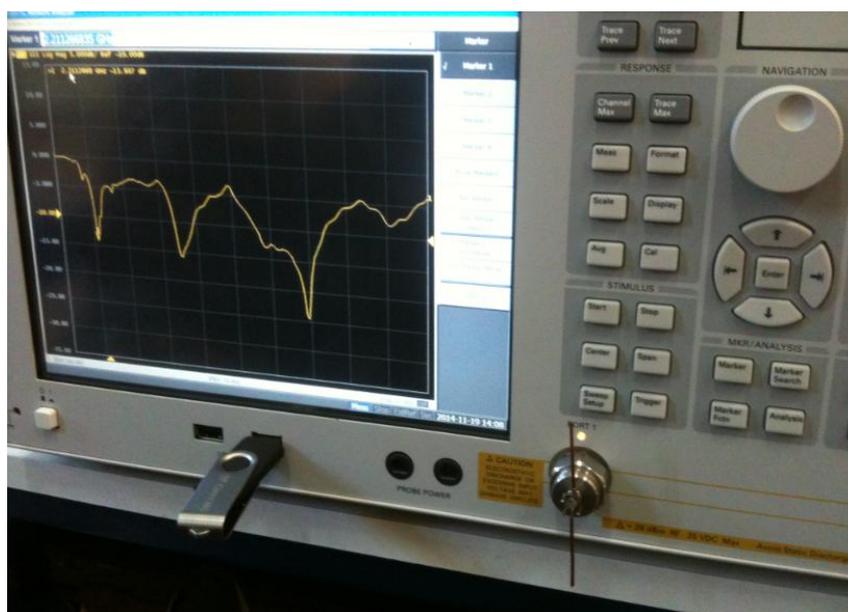


Figura 4.24 - Antena de 59,4 mm no analisador de redes

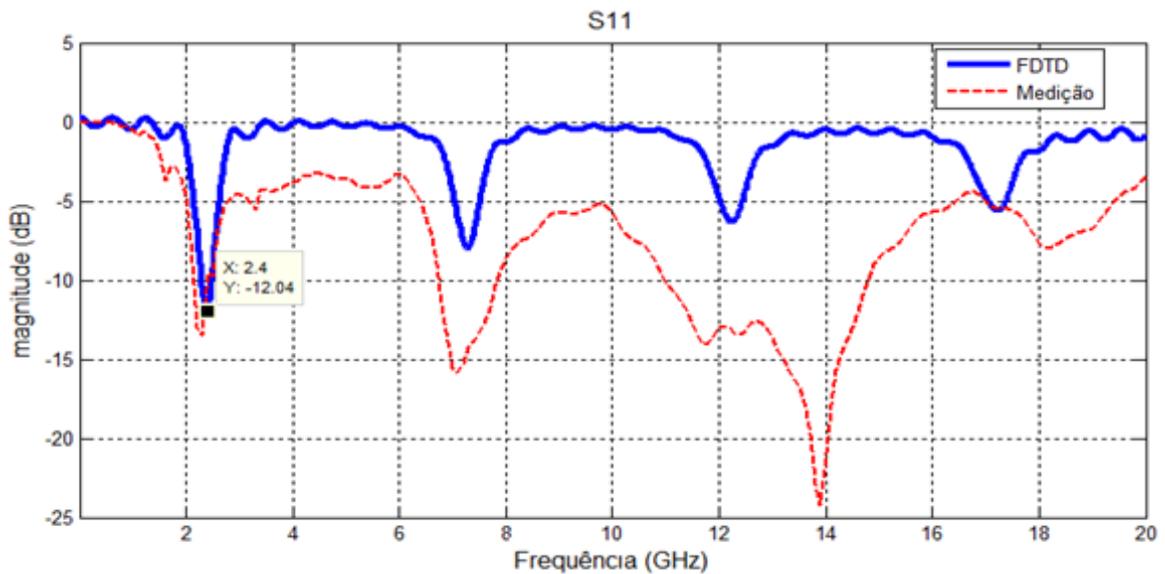


Figura 4.25 - Perda de Retorno da antena de 59,4 mm.

Analisando a figura da perda de retorno é possível notar que na frequência desejada houve compatibilidade entre os resultados encontrados na simulação e através do analisador de redes, comprovando a eficácia do método FDTD para prever a perda de retorno da antena. Para frequências maiores que essa, há uma série de fatores que influenciam na não eficácia do método FDTD. O código implementado ainda não trata perdas, que são maiores nas altas frequências. Além disso, a medição não foi realizada em uma câmara anecóica, mas a principal causa é a baixa discretização da malha devido à limitação de memória.

Apesar do bom resultado, outra antena foi projetada e simulada, a fim de encontrar uma perda de retorno maior, em módulo, que -12dB na frequência de 2,4GHz. Para isso, o fator de correção de velocidade 0,95 na Equação 2.112 foi substituído por 0,9222. Dessa forma:

$$l = \frac{0,9222 \cdot c}{2 \cdot f}$$

$$l = \frac{0,9222 \cdot 299792458}{2 \cdot 2,4 \cdot 10^9}$$

$$l = 57,6 \text{ mm}$$

O raio e o material escolhido foi mantido. A Figura 4.26 mostra a antena construída.



Figura 4.26 - Antena 57,6 mm.

A antena no analisador de redes e a perda de retorno gerada medição e pela simulação no FDTD são mostradas na Figura 4.27 e na Figura 4.28 respectivamente.

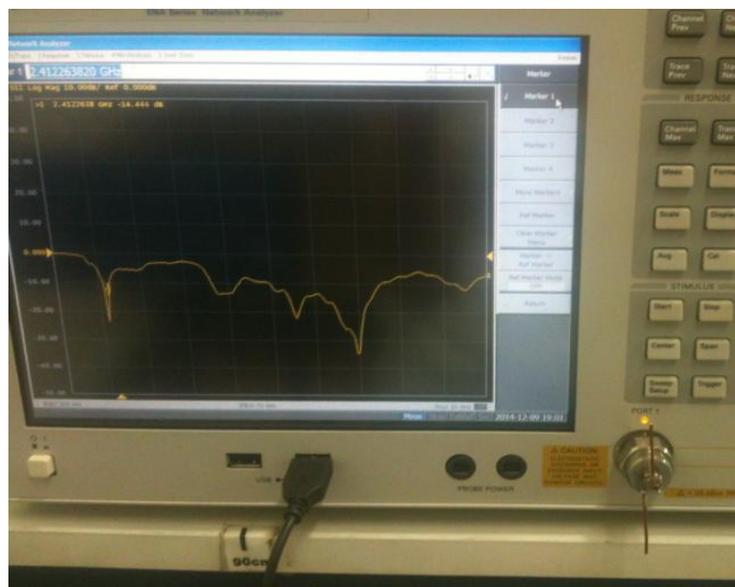


Figura 4. 27 - Antena de 57,6 mm no analisador de redes.

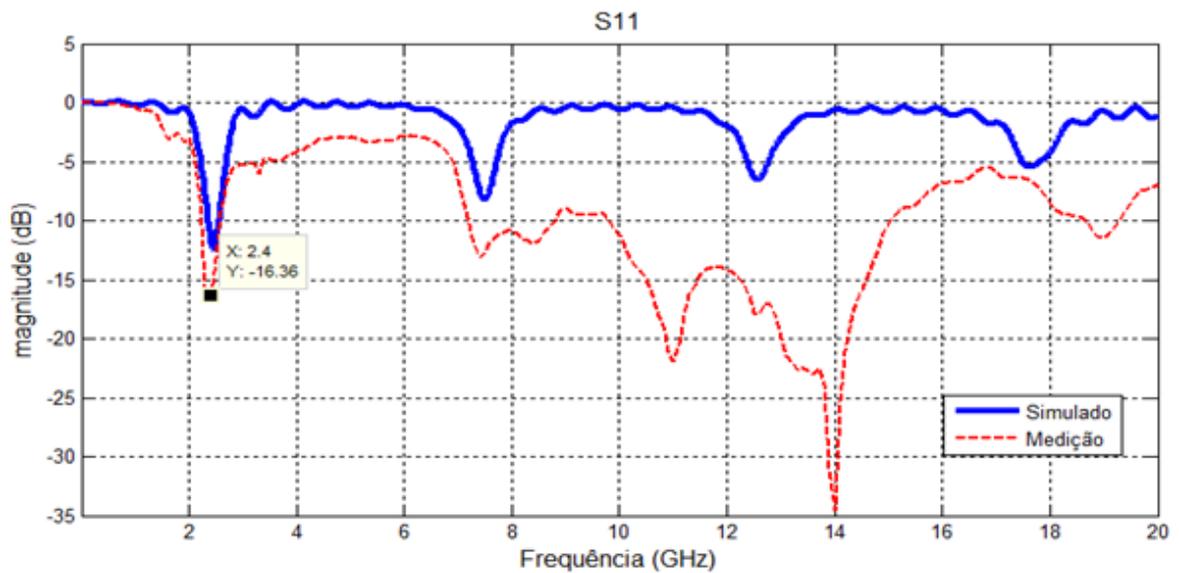


Figura 4.28 - Perda de Retorno da antena de 57,6mm.

Assim como na antena anterior, os resultados coincidem para a frequência desejada de 2,4GHz. Apresenta também distorções em frequências maiores, pelos mesmos motivos. Essa foi a antena escolhida para o trabalho por apresentar uma perda de retorno maior, em módulo, que da antena anterior em 2,4GHz: -16,36dB. Os demais parâmetros gerados pela simulação FDTD para esta antena são apresentados nas figuras a seguir.

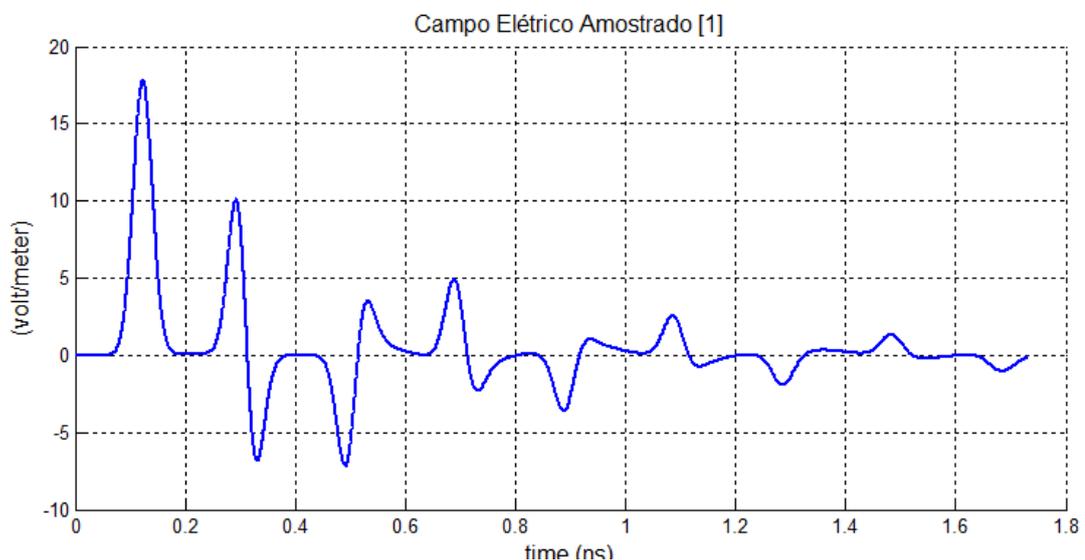


Figura 4.29 - Campo Elétrico na antena de 57,6mm.

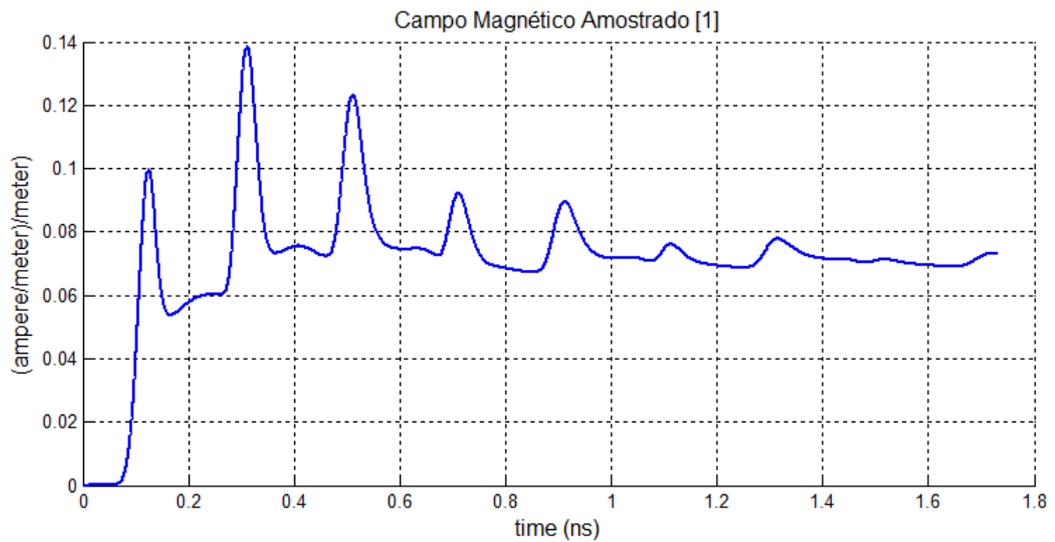


Figura 4.30 - Campo Magnético na antena de 57,6mm.

O campo elétrico e o campo magnético foram amostrados em um lugar arbitrário do espaço computacional e apresentaram padrões condizentes de campos encontrados para antenas dipolo filamentosas.

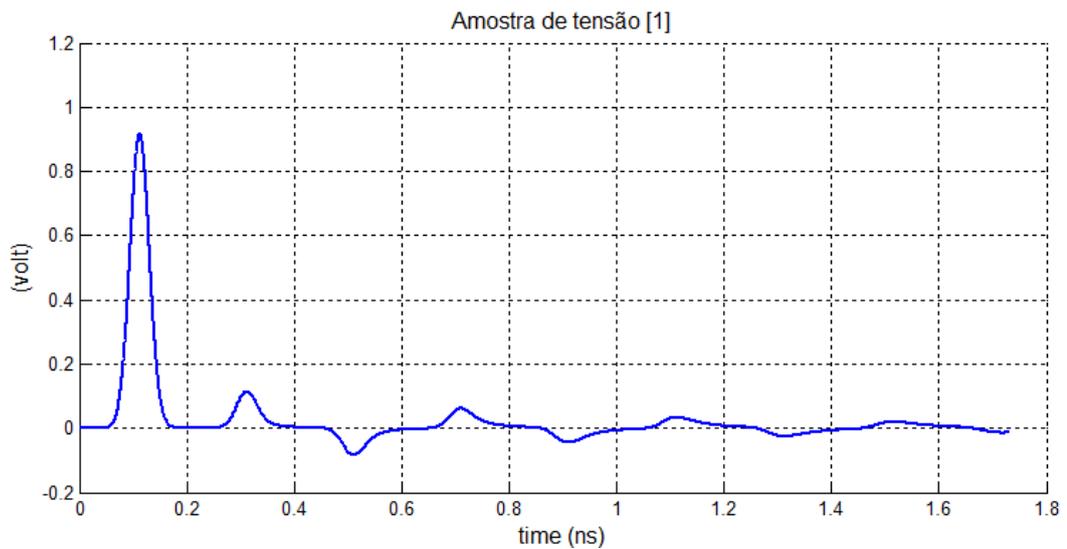


Figura 4.31 - Tensão no *gap* antena de 57,6mm.

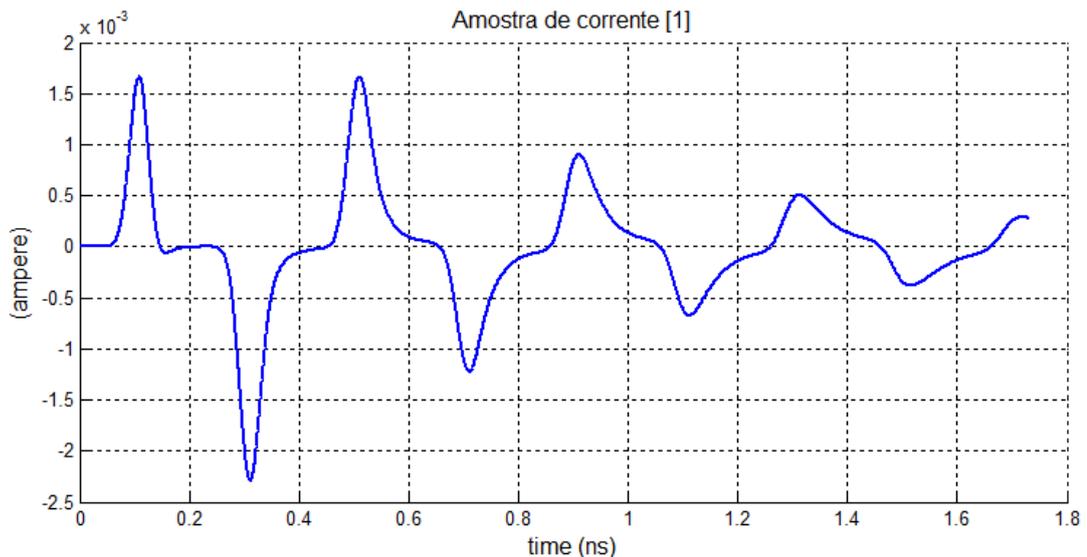


Figura 4.32 - Corrente no *gap* antena de 57,6mm.

A tensão e a corrente foram medidas no *gap* da antena, ou seja, entre os fios que compõem a dipolo. A fonte de tensão geradora do Pulso Gaussiano para excitação foi colocada também nesse espaço. Ambos os resultados estão de acordo com o esperado e foram utilizados no cálculo da Perda de Retorno.

## 4.2 PLATAFORMA MÓVEL

A plataforma móvel construída pelos alunos do CEFET-MG realizava inicialmente a coleta de imagens através de uma webcam. Estas eram enviadas para uma estação fixa através do *software* comercial TeamViewer, instalado em um notebook, com acesso a internet *wireless*. A partir das imagens recebidas a estação fixa realizava o controle de velocidade e direcionamento da plataforma, enviando dados, também através do TeamViewer. Na estação móvel o notebook recebia estes dados e repassava para um Arduino, conectado a sua saída USB. O Arduino, por sua vez, acionava o circuito ponte H através de suas saídas PWM e dessa forma era feito o controle dos motores.

Os alunos que desenvolveram a plataforma móvel cederam para a realização deste trabalho a estrutura mecânica da plataforma, uma bateria de 12V, o circuito ponte H, com um sistema de refrigeração composto por *coolers* e dois motores. Este arranjo é apresentado na Figura 4.33.

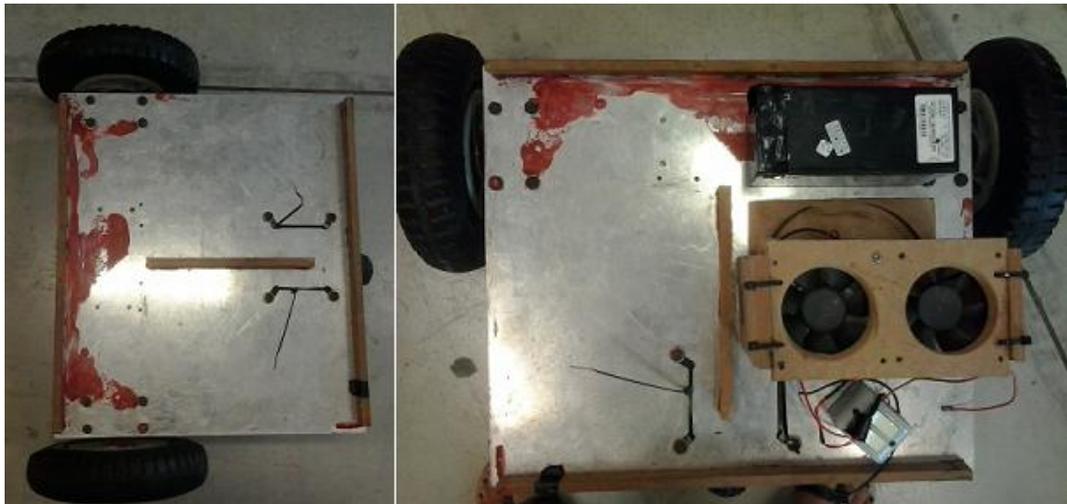


Figura 4.33 – Estrutura da plataforma cedida pelos alunos do CEFET-MG.

Uma base de madeira coberta com papel *contact* foi fixada na base já existente na plataforma, com o uso de *durepox*. A bateria e o sistema de refrigeração, em conjunto com o circuito ponte H foram posicionados na nova base através de abraçadeiras. Esta base também recebeu uma caixa de madeira com tampa articulável, coberta com papel *contact*, que continha a antena de microfita acoplada ao circuito transceptor nRF24I01, um Arduino, uma caixa suporte para pilhas, um motor com *clamp*, geralmente utilizado em DVDs, uma base utilizada em porta CDs e um circuito amplificador de áudio. O Arduino em conjunto com a caixa suporte para pilhas, o circuito nRF24I01 e a antena de microfita foram fixados na base do porta CDs. Esta foi assentada ao *clamp* do motor, para que a antena pudesse girar e coletar dados em diferentes direções. O motor foi acionado com uma saída PWM do Arduino. A Figura 4.34 apresenta o novo arranjo desenvolvido para a plataforma móvel e a Figura 4.35 apresenta o sistema no interior da caixa de madeira.



Figura 4.34 – Plataforma móvel com novo arranjo.



Figura 4.35 – Interior da caixa fixada a plataforma móvel.

### 4.3 ESTAÇÃO FIXA

A estação fixa para transmissão de dados é composta pelo circuito pré-amplificador de áudio, que contém um microfone de eletreto para captação deste. Este circuito foi construído primeiramente no *protoboard*, gerando bons resultados. Foi observado um resultado ainda melhor quando retirados todos os capacitores conectados ao pino 5 do LM386, mostrados na Figura 2.9 da Seção 2.8. Ao ser construído em uma placa de circuito impresso, apresentou interferências e mau contato, resultando em uma amplificação instável e

imperceptível. Várias tentativas foram feitas no sentido de melhorar estes resultados, sem sucesso. Por se tratar de uma estação fixa, sem necessidade de conter pequenas dimensões, optou-se pelo uso deste no protoboard a fim de evitar os problemas apresentados anteriormente.

A saída do pré-amplificador de áudio é conectada no pino analógico A0 de um Arduino UNO. Em conjunto com um circuito amplificador de áudio presente na plataforma móvel, este sistema é responsável por caracterizar a telepresença. Neste mesmo Arduino é conectado um módulo nRF24I01, de acordo com a Tabela 3.1 da Seção 3.6. Ao módulo, foi conectada a antena filamentar prevista pelo método FDTD para a transmissão de dados.

O Arduino é alimentado por um notebook, de onde também serão enviados os dados para a teleoperação da plataforma móvel. Uma vez gravado o código desenvolvido para o microcontrolador, a estação fixa está pronta para uso e pode ser vista na Figura 4.36.

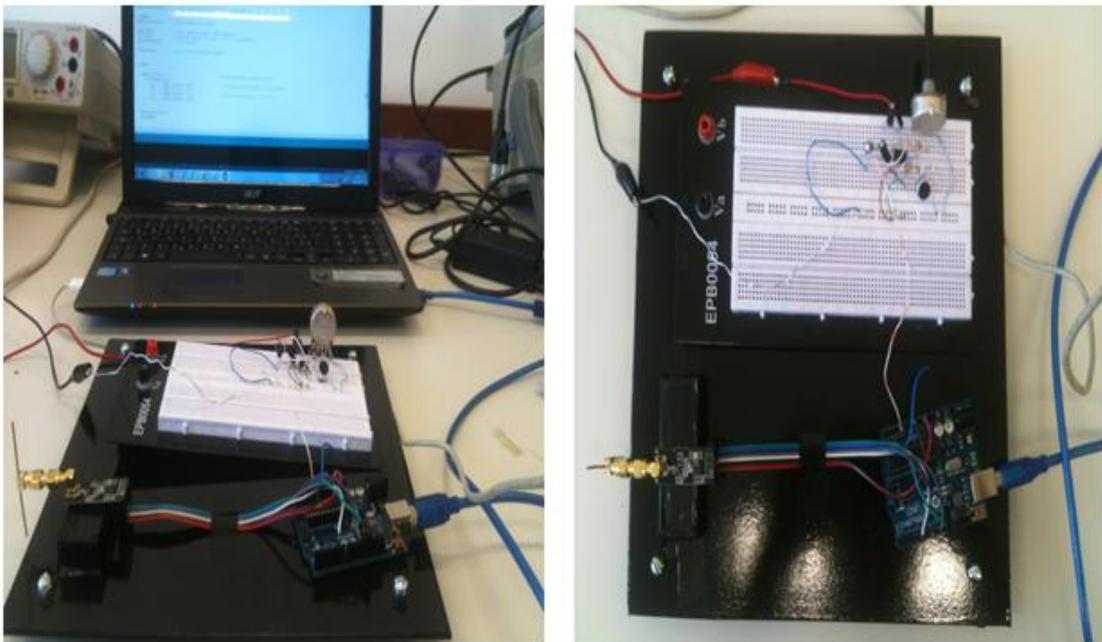


Figura 4.36 - Estação fixa para transmissão de dados.

#### 4.4 ACIONAMENTO DOS MOTORES

O circuito ponte H foi conectado as saídas PWM 8-9 e 10-11 do Arduino, sendo que cada um desses pares era responsável pelo acionamento de um dos motores da plataforma.

Em um teste mal sucedido o circuito ponte H foi queimado e em busca de solucionar o problema foram removidos todos os *mosfets* da placa, para que fosse conferido o funcionamento de cada um. O objetivo do teste era verificar se os terminais correspondentes ao dreno e *source* estavam em aberto quando o terminal *ground* estava desenergizado e se estavam conectados quando este era energizado. O teste acusou que cinco dos oitos mosfets tinham sido danificado, os quais foram trocados, porém ainda assim o circuito não funcionou.

Para que o desenvolvimento do trabalho fosse agilizado optou-se pelo abandono temporário do circuito ponte H danificado e realização dos reparos posteriormente.

Um novo circuito foi desenvolvido para o acionamento dos motores, com o uso de três relés. Um deles foi responsável pela alternância do sentido de giro e os outros dois, pelo acionamento e desacionamento de cada um dos motores. As bobinas dos relés foram alimentadas com os 12V fornecidos pela bateria, porém apenas 5V foram chaveados para o motor.

A tensão de 5V disponível para o motor foi obtida com um arranjo em paralelo de três LM 7405, que atuam como reguladores de tensão. O uso de três desses componentes é necessário, pois cada um deles suporta uma corrente máxima de 1A e o acionamento simultâneo dos motores exige uma corrente de 2,64A.

Este novo circuito não permite a realização do controle de velocidade dos motores e para que a velocidade constante desenvolvida não seja relativamente alta, optou-se pelo fornecimento de apenas 5V para os motores. O esquema do circuito construído com relés e LM7805 é apresentado na Figura 4.37.

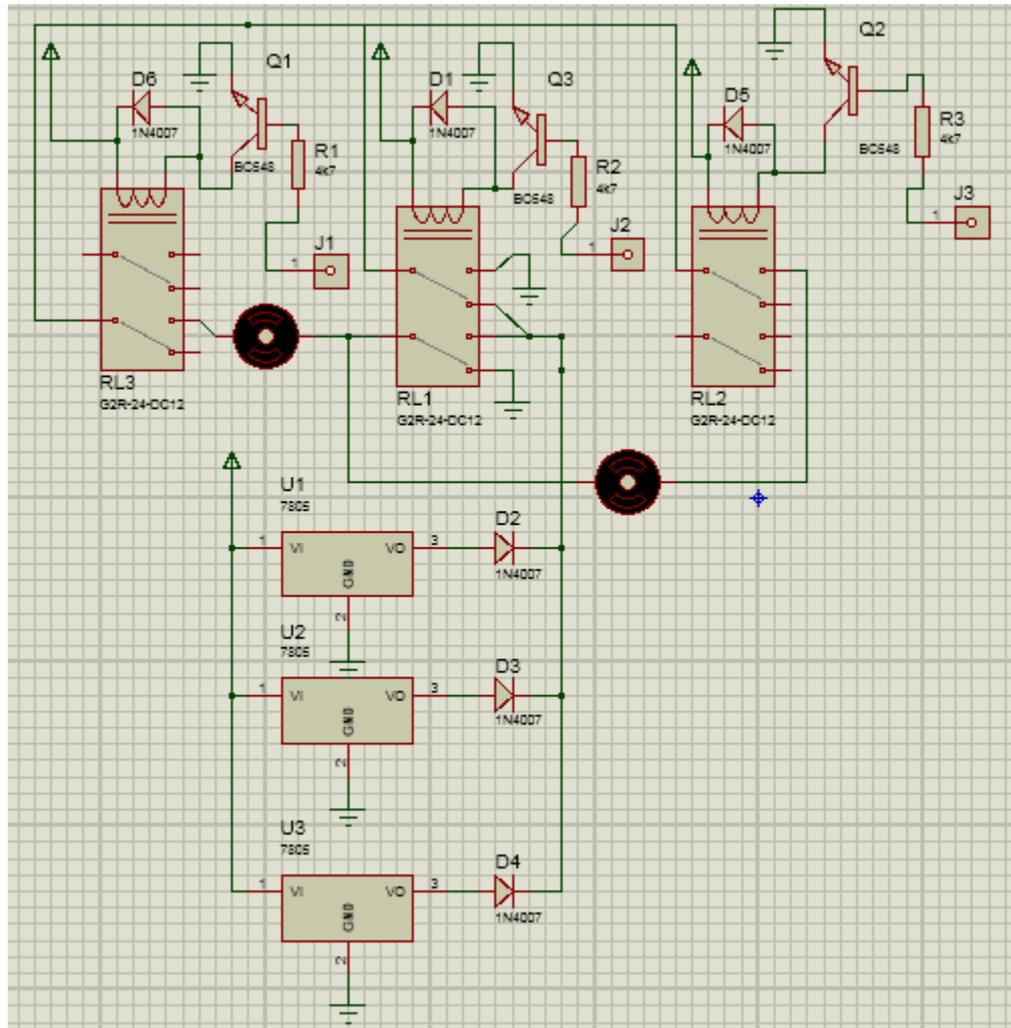


Figura 4.37 – Circuito de acionamento dos motores com relés.

## 5- CONCLUSÕES

A partir dos resultados mostrados na análise e discussão, podemos concluir:

Sobre o uso do método FDTD:

- O método FDTD em conjunto com a UPML simulam com eficiência a perda de retorno para antenas de microfita. Apesar disso, para um ajuste fino da frequência de ressonância desejada, é necessário a construção da antena simulada e medição do S11 e impedância através de um analisador de rede e após este procedimento realizar as reduções necessárias dos parâmetros de dimensionamento da *patch*.
- O código de programação desenvolvido no Matlab, com a utilização da UPML, produz resultados para a perda de retorno bem semelhantes aos encontrados na prática e em outros *softwares* comerciais, como o CST Microwave Studio, no entanto, o tempo de processamento ainda é muito superior ao desses *softwares*, podendo chegar a seis horas, enquanto os comerciais simulam em apenas trinta minutos.
- Para a antena filamental, o método FDTD juntamente com a CPML também se mostrou eficiente na simulação da perda de retorno. Para a frequência de 2,4GHz, utilizada neste trabalho, não foi necessário nenhum ajuste nas dimensões da antena, pois o código desenvolvido gerou resultados coerentes com os encontrados através das medições no analisador de redes.
- O tempo de processamento na simulação das antenas filamentosas utilizando o método FDTD é superior ao tempo de processamento de *softwares* comerciais. Enquanto o FDTD leva cerca de 10 minutos para concluir a simulação, o 4NEC2, por exemplo, leva de 5 a 10 segundos. Ainda assim, o tempo de processamento do código implementado é aceitável, pois não gera atraso no andamento do projeto.

Sobre a transmissão e recepção de dados:

- A aquisição do módulo transceptor permitiu a economia de tempo e a despreocupação com ausência de recursos para sua construção, tais como componentes para trabalhar com radio frequência, estações de solda mais precisas, ausência de equipamentos para testar seu funcionamento, entre

outros. Além disso, o módulo exige o mesmo nível de conhecimento para sua utilização que os circuitos, que acrescentariam conhecimento apenas na atividade de sua fabricação.

Sobre a telepresença e a teleoperação:

- A transmissão de dados a fim de acionar os motores da plataforma móvel e a transmissão de áudio da estação fixa para esta foram realizadas com sucesso, agregando, portanto, as funcionalidades teleoperação e telepresença em trabalhos realizados por alunos do CEFET-MG *Campus V*.

## 6- PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Com base nas conclusões apresentadas sugere-se o estudo de procedimentos que reduzam o gasto de memória computacional, isto é, procedimentos que possibilitem reduzir o número de variáveis utilizadas para armazenamento de dados do processo. Isto proporcionaria a diminuição do tempo necessário para a realização das simulações. Quanto ao uso das antenas para transmissão de dados, é sugerido que seja implementado um código de programação para coleta, tratamento e envio de imagens na plataforma móvel e outro para recebimento, tratamento e reprodução na estação fixa. Essa implementação possibilitará que o usuário atue sobre o veículo de acordo com seu posicionamento. A implementação de um sistema de transmissão de áudio da plataforma móvel pra estação fixa, permitiria também que o operador fosse capaz de se comunicar com quem está próximo à plataforma e vice-versa.

Sugere-se ainda a construção de um sistema capaz de acionar os motores da plataforma móvel e controlar a velocidade destes. Uma vez acionados, é fácil finalmente implementar a teleoperação na plataforma. O controle de velocidade por sua vez, se feito de forma individual para cada um dos motores, possibilitará que a plataforma faça curvas, aumentando sua mobilidade.

## 7- REFERÊNCIAS

ALI, M. T., RAMLI, N., SALLEH, M. K. M., TAN, M. N. Md. A Design of Reconfigurable Rectangular Microstrip Slot *Patch* Antennas. *IEEE International Conference on System Engineering and Technology (ICSET)*, p. 111-115, 2011.

ANATEL, Agência Nacional de Telecomunicações. Hot-spots Wi-Fi no Brasil. 2014. Disponível em: <<http://www.teleco.com.br/wifi.asp>>. Acesso em: 07 abr. 2014.

ANDREWS, W. V., BALANIS, C. A. e TIRKAS, P.A. *Comparision of the Berenger perfectly matched layer and the Lindman high-order ABCs for the FDTD method*. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no.6, pp. 192-194, 1995.

ARDUINO. Disponível em: <http://www.arduino.cc/>> Acesso em: 28 de Dezembro de 2014.

AUSTIN, T. M.; CARY, J. R.; SMITHE, D. N.; NIETER, C. *Alternating Direction Implicit Methods for FDTD Using the Dey-Mittra Embedded Boundary Method*. 2010. *The Open Plasma Physics Journal* 29-35 p. 2009.

BALANIS, C. A., *Teoria de antenas: análise e síntese*, Tradução de SOUZA, J.R, 3. ed., Rio de Janeiro: LTC, 345p. 2009.

BERENGER, J. P. *A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves*. *Journal of Computational Physics*, vol. 114, no. 2, pp. 185-200, 1994.

CHEW, W.C.; WEEDON W.H. *A 3D perfectly matched medium from modified Maxwell's equations with stretched coordinates*, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 7, no. 13, pp. 590-604, 1994.

DESCHAMPS, G. A. *Microstrip Microwave Antennas. Third USAF Symposium on Antennas*, 1953.

DEY, S.; MITTRA, R.A *Locally Conformal Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Algorithm for Modeling Three-Dimensional Perfectly Conducting Objects*. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, v.7, n. 9, p. 273-275, set. 1997.

ELSHARBENI, A.; DEMIR, V. *The Finite-Difference-Time-Domain Method for Electromagnetics with MATLAB® simulations*, USA, Scitech Publishing, 423p. 2009.

GEDNEY, S. D. *An Anisotropic Perfectly Matched Layer-Absorbing Medium for the Truncation of FDTD Lattices*. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 44, n. 12, p. 1630-1639, dez. 1996.

Git Hub. Disponível em: <<https://github.com/TMRh20/RF24Audio>> Acesso em: 28 de Dezembro de 2014.

GONÇALVES, S. T. M.; MILAGRE, L. R., Simulação de antenas de microfita usando o método das diferenças finitas no domínio do tempo para sinais de banda ultra larga. XXXV Iberian Latin American Congress on Computational Methods in Engineering, CILAMCE 2014, nov. 2014.

JÚNIOR, W.C. *Antenas*, Universidade Federal de Santa Catarina. Disponível em: <<http://coral.ufsm.br/gpscom/professores/andrei/Semfio>> Acesso em: 29 jul. 2014.

KUZUOGLU. M., MITTRA. R. *Frequency dependence of the constitutive parameters of casual perfectly matched anisotropic absorbers*. IEEE Microwave.

LARSSON, J.; BROXVALL, M.; SAFFIOTTI, A. An Evaluation of Local Autonomy Applied to Teleoperated Vehicles in Underground Mines. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Anchorage – AK, p. 1745-1752, maio 2010.

MALBURG, M. M., Modulação. Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2004. Disponível em: <[http://www.gta.ufri.br/grad/04\\_2/Modulacao/index.html#Topic12](http://www.gta.ufri.br/grad/04_2/Modulacao/index.html#Topic12)> Acesso em: 28 de Dezembro de 2014.

MARTINS, T. C., *Controle de banda e sintonia de antenas monopolo planar para sistemas uwb*. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará, 2007.

MOTA, V. R. *Metodologia espaço-temporal para a análise de antenas de microfita*. Tese de Mestrado, Departamento de Eletrônica da Universidade Federal de Minas Gerais, 2010.

MUR, G. Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. EMC-23, n. 4, p. 377-382, nov.1981.

NORDIC SEMICONDUTOR, Datasheet: nRF24I01 Single Chip Transceiver. Publicação Eletrônica, 2007.

NOVACON, Empresa de Materiais de Construção Novacon Audionica. Tabela de Conversão de AWG para o sistema métrico. 2014. Disponível em: <<http://www.novacon.com.br/audiotabawg.htm>>Acesso em: 15 jul. 2014.

RODEN, J.; GEDNEY, S. *Convolution PML (CPML): an efficient FDTD implementation of the CSF-PML for arbitrary media*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 27, no. 5, pp. 334-339, 2000.

SANDEEP, S. *Broadband analysis of microstrip patch antenna using 3D FDTD – UPML*. ECEN 5134 – Term paper, University of Colorado at Boulder, 2006.

SANTOS, R. R. *Teste de Transmissão de Dados Utilizando a Tecnologia UWB*. 2011. 101 f. Monografia (Tecnólogo em Informática com Ênfase em Redes de Computadores) – Faculdade de Tecnologia de São José dos Campos, São José dos Campos, 2011.

SILVA, J. F. M. C.; SANTOS, D. M. S.; MARQUES, V. C.; OLIVEIRA, K. D.; RODRIGUES, T. O.; TEXEIRA, R. G. F.; MENEZES, J. W. M.; SILVA, F. D. A Study of Bluetooth Application for Remote Controlling of Mobile Embedded Systems. *IEEE Brazilian Symposium on Computing System Engineering*, Natal, p. 116, nov. 2012.

TAFLOVE, A.; HAGNESS, S. C. (1995). *Computational Electrodynamics: The Finite – Difference Time– Domain Method*, London: Artech House, 2005.

TAFLOVE, A.; HAGNESS, S. C. *Computational Electrodynamics: Finite-Difference Time-Domain Method*. 2.ed. Boston: Artech House, 852 p. 2000.

THOM, A.; APELT, C. J. *Field Computations in Engineering and Physics*. London: Van Nostrand, 1961. 165 p.

TSUI, K. M.; NORTON, A.; BROOKS, D. J.; MCCANN, E.; MEDVEDEV, M. S.; YANCO, H. A. Design and Development of Two Generations of Semi-Autonomous Social Telepresence Robots. *IEEE International Conference on Technologies for Practical Robot Applications*, Woburn - MA, p. 1-6, abr. 2013.

UMASHANKAR, A., TAFLOVE, A., BEKER, B.; *Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in a arbitrary shaped cavity*. *IEEE Transactionson Antennas and Propagation*, vol. AP-35, no. 11, pp. 1248-1257, 1987.

WILDE, M.; WALTER, U. A Robotic Camera Arm for Increased Situational Awareness in Telepresent On-Orbit Servicing. *IEEE Aerospace Conference*, Big Sky – MT, p. 1-11, mar. 2010.

YEE, K. S. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 14, n. 3, p. 302–307, 1966.

## 8- ANEXOS

### 8.1 CÓDIGO PARA TRANSMISSÃO DE ÁUDIO E DADOS

```
#include <RF24.h>
#include <SPI.h>
#include <RF24Audio.h>
#include "printf.h"

RF24 radio(7,8);           // Configura rádio usando pinos (CE) 8 (CS)
RF24Audio rfAudio(radio,1); // Configura áudio usando o rádio e
                             // configura para rádio           // número 0
void setup() {
    Serial.begin(115200);    // Taxa de comunicação
    printf_begin();         // Biblioteca Radio usa printf para saída de
                             // informações de depuração
    radio.begin();          // Inicialização do radio
    radio.printDetails();   // Mostra informações
    rfAudio.begin();        // Inicializa rádio e bibliotecas de áudio
}
void loop() {
    rfAudio.transmit(); break; // Captura, trata e transmite áudio
    Serial.println("test");    // Teste da porta serial
    delay(1000);
}
```

### 8.2 CÓDIGO PARA RECEPÇÃO DE ÁUDIO E DADOS

```
#include <RF24.h>
#include <SPI.h>
#include <RF24Audio.h>
#include "printf.h"

RF24 radio(7,8);           // Configura rádio usando pinos (CE) 8 (CS)
RF24Audio rfAudio(radio,1); // Configura áudio usando o rádio e
                             // configura para rádio           // número 0
void setup() {
    Serial.begin(115200);    // Taxa de comunicação
    printf_begin();         // Biblioteca Radio usa printf para saída de
                             // informações de depuração
    radio.begin();          // Inicialização do radio
    radio.printDetails();   // Mostra informações
    rfAudio.begin();        // Inicializa rádio e bibliotecas de áudio
}
void loop() {
    rfAudio.transmit(); break; // Recebe, trata e envia áudio para circuito
                             // de reprodução através da porta
                             // Arduino
    PWM do
    Serial.println("test");// Teste da porta serial
    delay(1000);
}
```

### 8.3 CÓDIGO PARA ANÁLISE DOS DADOS RECEBIDOS E ACIONAMENTO DOS MOTORES

```
#include <SoftwareSerial.h>

int sensorPin = A0; // seleciona pino de entrada
int sensorValue = 0; // variável de armazenamento do endereço A0
int comando1=0, comando2=0, comando3=0, comando4=0, comando5=0,
comando6=0; // variáveis de controle
const int M1 = 2, M2 = 4, sentgiro = 7; // Motor 1, Motor 2, sentido de giro dos
motores

void setup() {
    Serial.begin(115200);
}

void loop() {
    // Lê valor do sensor:
    sensorValue = analogRead(sensorPin);
    // inicializa os pinos M1, M2, sentgiro como um output:
    pinMode(M1, OUTPUT);
    pinMode(M2, OUTPUT);
    pinMode(sentgiro, OUTPUT);

    Serial.println( sensorValue );

    // comando1 - responsável pelo acionamento do motor 1
    // tensão enviada 4,32V em 10 bits corresponde ao valor 885 - intervalo 4,15v a
    4,49v
    if ((sensorValue>850) && (sensorValue<920)) {comando1 ++ ;
                                                } else { comando1=0;}

    delay(50);
    if (comando1 > 5) {
        Serial.println("Comando 1");
        digitalWrite(M1, HIGH);
        comando1=0;
    }

    // comando2 - responsável pelo acionamento do motor 2
    // tensão enviada 3,59V em 10 bits corresponde ao valor 735 - intervalo 3,41v a
    3,76v
    if ((sensorValue>700) && (sensorValue<770)) {comando2 ++ ;
                                                } else { comando2=0;}

    delay(50);
    if (comando2 > 5) {
        Serial.println("Comando 2");
        digitalWrite(M2, HIGH);
        comando2=0;
    }
}
```

```

// comando3 - responsável pelo sentido de giro horário
// tensão enviada 2,87V em 10 bits corresponde ao valor 588 - intervalo 2,7v a
3,04v
if ((sensorValue>553) && (sensorValue<623)) {comando3 ++ ;
                                     } else{ comando3=0;}

delay(50);
if (comando3 > 5) {
    Serial.println("Comando 3");
    digitalWrite(sentgiro, HIGH);
    comando3=0;
}

// comando4 - responsável pelo desacionamento do motor 1
// tensão enviada 2,15V em 10 bits corresponde ao valor 440 - intervalo 1,98v a
2,31v
if ((sensorValue>405) && (sensorValue<475)) {comando4 ++ ;
                                     } else { comando5=0; }

delay(50);
if (comando4 > 5) {
    Serial.println("Comando 4");
    digitalWrite(M1, LOW);
    comando4=0;
}

// comando5 - responsável pelo desacionamento do motor 2
// tensão enviada 1,44V em 10 bits corresponde ao valor 295 - intervalo 1,27v a
1,61v
if ((sensorValue>260) && (sensorValue<330)) {comando5 ++ ;
                                     } else { comando5=0; }

delay(50);
if (comando5 > 5) {
    Serial.println("Comando 5");
    digitalWrite(M2, LOW);
    comando5=0;
}

// comando6 - responsável pelo sentido de giro anti-horário
// tensão enviada 0,72V em 10 bits corresponde ao valor 147 - intervalo 0,54v a
0,89v
if ((sensorValue>112) && (sensorValue<182)) {comando6 ++ ;
                                     } else { comando6=0; }

delay(50);
if (comando6 > 5) {
    Serial.println("Comando 6");
    digitalWrite(sentgiro, LOW);
    comando6=0;
}
}
}

```