



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSIVALDO DE SOUZA ARAÚJO

DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIAS PARA LOCALIZAÇÃO DE
INTRUSO EM AMBIENTES *INDOOR*.

TD – 02 / 2010

UFPA/ITEC/PPGEE
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
BELÉM – PARÁ – BRASIL
2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSIVALDO DE SOUZA ARÁUJO

DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIAS PARA LOCALIZAÇÃO DE
INTRUSO EM AMBIENTES *INDOOR*.

UFPA/ITEC/PPGEE
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
BELÉM – PARÁ – BRASIL
2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSIVALDO DE SOUZA ARÁUJO

DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIAS PARA LOCALIZAÇÃO DE
INTRUSO EM AMBIENTES *INDOOR*.

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Leonidas da Silva Souza Sobrinho.

UFPA/ITEC/PPGEE
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
BELÉM – PARÁ – BRASIL
2010

S729d

Araújo, Josivaldo de Souza

Desenvolvimento de metodologias para localização de intruso em ambientes *indoor* / Josivaldo de Sousa Araújo; orientador, Carlos Leonidas da Silva Souza Sobrinho.-2010.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Pará,
Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2010.

1.Diferenças finitas. 2. Radar. 3. Antenas (eletrônica). 4. Campos eletromagnéticos. I. Orientador. II. Título.

CDD 22. ed. 515.62

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIAS PARA LOCALIZAÇÃO DE INTRUSO EM
AMBIENTES *INDOOR*.**

AUTOR: JOSIVALDO DE SOUZA ARAÚJO

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM 30 DE MARÇO DE 2010.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Carlos Leonidas da Silva Souza Sobrinho
(Orientador - ITEC / UFPA)

Prof. Dr. Rubem Gonçalves Farias
(Membro - ITEC / UFPA)

Prof. Dr. José Ricardo Descardec
(Membro - UFT)

Prof. Dr. Ronaldo Oliveira dos Santos
(Membro - IESAM)

Prof. Dr. José Felipe Souza de Almeida
(Membro - UFRA)

Prof. Dr. Rodrigo Melo e Silva de Oliveira
(Membro - ITEC / UFPA)

Prof. Dr. Marcus Vinícius Alves Nunes
Coordenador do PPGEE / ITEC / UFPA

“O homem erudito é um descobridor de fatos que já existem, mas o homem sábio é um criador de valores que não existem e que ele faz existir”.

Albert Einstein (1879-1955).

Aos meus pais Nivaldo e Rosane por toda a dedicação e amor que sempre me envolveram, possibilitando-me caminhar com dignidade e confiança.

À minha esposa Fabíola Araújo pelos incansáveis apoio e paciência, que me motivaram a seguir em frente e, por tudo o que representa, hoje, na minha vida.

AGRADECIMENTOS

A Deus, nosso Pai amantíssimo, que na sua infinita bondade me concedeu força, coragem, paciência e sabedoria durante todo o curso para que eu pudesse realizar este trabalho.

Aos meus irmãos Marcus e Marivalda que, além dos incontestáveis sentimentos, sempre me motivaram e me ensinaram o verdadeiro sentido da vida. Ao meu sobrinho Rafael que, com suas peraltices, ajuda-me a sorrir até em momentos turbulentos.

Ao Prof. Dr. Carlos Leonidas Sobrinho que sempre me ensinou o verdadeiro sentido da palavra “professor”, pelas incansáveis orientações, que em muitos momentos, tornaram-se conselhos amigos que carregarei para toda a vida, pela dedicação e disponibilidade durante todo o período do curso e, principalmente, pela paciência, por não ter desistido e ter acreditado no meu trabalho. Obrigado Mestre.

Ao professor e amigo Rodrigo Oliveira pelo apoio, paciência, companheirismo e profissionalismo demonstrados, e por suas valiosas contribuições nas explicações sempre cordiais. Meu muito obrigado.

Aos companheiros que passaram e aos que ainda estão no LANE e aos professores do PPGEE, que contribuíram de forma direta ou indireta para a realização deste trabalho.

À FIDESA pela concessão da bolsa de doutorado durante um período do curso e a UNAMA, por proporcionar a participação em congressos e eventos.

A todas as pessoas que contribuíram de maneira direta ou indireta para a realização deste trabalho.

LISTA DE SÍMBOLOS

\vec{E}	Vetor Intensidade de Campo Elétrico
\vec{H}	Vetor Intensidade de Campo Magnético
E_x, E_y, E_z	Componentes do Campo Elétrico
H_x, H_y, H_z	Componentes do Campo Magnético
μ	Permeabilidade Magnética
ϵ	Permissividade Elétrica
σ	Condutividade Elétrica
λ	Comprimento de onda
\vec{D}	Vetor Densidade de Fluxo Elétrico
\vec{B}	Vetor Densidade do Fluxo Magnético
D_x, D_y, D_z	Componentes do Fluxo Elétrico
B_x, B_y, B_z	Componentes do Fluxo Magnético
\vec{J}	Vetor Densidade de Corrente Elétrica
t	Tempo
Δt	Incremento Temporal
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	Incremento Espacial, respectivamente nas Direções x, y, z.
ϵ_0	Permissividade Elétrica no Vácuo
μ_0	Permeabilidade Magnética no Vácuo
ω	Frequência Angular
[S]	Tensor Diagonal
S_x, S_y, S_z	Componentes do Tensor [S].
k_x, k_y, k_z	Parâmetros da UPML.
Γ	Coefficiente de Reflexão
Z_0	Impedância de Alimentação

LISTA DE SIGLAS

FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FDM	<i>Finite Difference Method</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
UPML	<i>Uniaxial Perfectly Matched Layer</i>
ABC	<i>Absorbing Boundary Condition</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
RADAR	<i>Radio Detection And Ranging</i>
DARPA	<i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>
FCC	<i>Federal Communication Commission</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
W-LAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	xiv
LISTA DE TABELAS.....	xviii
RESUMO.....	xix
ABSTRACT.....	xx
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO.....	21
1.1. Objetivos	23
1.2. Proposta da Tese	24
1.3. Organização	25
1.4. Publicações Decorrentes da Tese	26
Referências.....	27
CAPÍTULO 2: MÉTODO FDTD E CONDIÇÕES DE CONTORNO.....	29
2.1. Considerações Iniciais	29
2.2. O Método FDTD	30
2.2.1. As Equações de Maxwell.....	31
2.2.2. O Método das Diferenças Finitas.....	33
2.2.3. O Algoritmo de Yee	34
2.2.3.1. O Algoritmo de Yee em Três Dimensões.....	35
2.2.3.2. O Algoritmo de Yee em Duas Dimensões.....	38
2.2.3.2.1. Modo TE_z	38
2.2.3.2.2. Modo TM_z	38
2.2.4. Dispersão e Estabilidade Numérica.....	40
2.3. Condições de Contorno Absorventes	41
2.3.1. <i>Uniaxial Perfectly Matched Layer</i> – UPML.....	42
2.4. Considerações Finais do Capítulo	49
Referências.....	50
CAPÍTULO 3: PRINCÍPIOS DE RADAR E TECNOLOGIA UWB.....	53
3.1. Considerações Iniciais	53
3.2. Princípios de Radar	54
3.2.1. Ondas UWB.....	57
3.2.2. Antenas UWB.....	58
3.3. Descrição do Ambiente Simulado	59
3.3.1. Descrição dos Ambientes em 2-D.....	59
3.3.1.1. Descrição dos Parâmetros do Sinal da Simulação.....	61
3.3.1.2. Descrição do Alvo Utilizado.....	63

3.3.2. Descrição do Ambiente 3-D.....	63
3.3.2.1. Descrição do Alvo Utilizado.....	65
3.4. Formulação Matemática Utilizada para Localizar o Intruso.....	65
3.4.1. Descrição dos Parâmetros para a Localização do Intruso no Ambiente 2-D.....	66
3.4.1.1. Método de Otimização Enxame de Partículas (PSO).....	69
3.4.1.1.1. Localizando o Alvo Utilizando o Método PSO.....	72
3.4.1.2. Método de Newton com Eliminação de Gauss.....	74
3.4.1.3. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss.....	76
3.4.2. Descrição da Técnica e Obtenção dos Parâmetros para a Localização do Intruso no Ambiente 3-D.....	77
3.5. Descrição das Antenas Utilizadas.....	83
3.5.1. Simulações em 2-D.....	83
3.5.2. Simulações em 3-D.....	84
3.6. Considerações Finais do Capítulo.....	87
Referências.....	89
CAPÍTULO 4: DESENVOLVIMENTO DO ACOR-UWB 2-D.....	91
4.1. Considerações Iniciais.....	91
4.2. O Ambiente ACOR-UWB 2-D.....	92
4.3. Considerações Finais do Capítulo.....	100
Referências.....	101
CAPÍTULO 5: RESULTADOS.....	102
5.1. Considerações Iniciais.....	102
5.2. Resultados das Simulações.....	103
5.2.1. Ambiente Simulado 1: Residência em 2-D (Figura 3.4).....	103
5.2.1.1. CASO 1: Sistema com Dois Receptores e o Transceptor Localizados Externamente à Residência utilizando Método de Newton com Eliminação de Gauss.....	104
5.2.1.2. CASO 2: Sistema com Dois Receptores e o Transceptor Localizados Internamente à Residência utilizando Método de Newton com Eliminação de Gauss.....	109
5.2.1.3. CASO 3: Sistema com Três Receptores e o Transceptor Localizados Internamente à Residência na Presença de Espalhadores utilizando Método de Newton com Eliminação de Gauss.....	113
5.2.1.4. CASO 4: Sistema com Três Receptores e o Transceptor Localizados Internamente à Residência utilizando Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss.....	115
5.2.2. Ambiente Simulado 2: Laboratório em 2-D (Figura 3.5).....	118
5.2.2.1. CASO 1: Sistema com Oito Receptores e o Transceptor Localizados Externamente ao Laboratório utilizando Enxame de Partículas	118
5.2.2.2. CASO 2: Sistema com Quatro Receptores e o Transceptor utilizando o Método de Newton.....	122

5.2.2.3. CASO 3: Receptores e o Transceptor Localizados Internamente ao Laboratório na Presença de Espalhadores Utilizando Método de Newton.....	127
5.2.2.4. CASO 4: Receptores e o Transceptor Localizados Internamente ao Laboratório Utilizando o Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss.....	129
5.2.3. Ambiente Simulado 3: Residência em 3-D, com 1 e 2 Pavimentos.....	132
5.2.3.1. CASO 1: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Dipolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento para a Frente com a Cabeça.....	133
5.2.3.2. CASO 2: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Monopolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento com a Cabeça.....	139
5.2.3.3. CASO 3: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Dipolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento com uma das Pernas.....	142
5.2.3.4. CASO 4: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Dipolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento com a Cabeça em Residência de Dois Pavimentos.....	144
5.6. Considerações Finais do Capítulo.....	145
Referências.....	147
CAPÍTULO 6: CONCLUSÃO.....	148
6.1. Trabalhos Futuros.....	151

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1.	Estimativa de Derivada de $f(x)$ no Ponto P, Usando Diferenças Finitas à Direita, à Esquerda e Centrada.....	33
Figura 2.2.	Posições das Componentes de Campo em uma Célula de Yee.....	35
Figura 2.3.	Formulações de Células 2D: em a) Células modo TE_z e b) Células modo TM_z	39
Figura 2.4.	Corte da Região de Análise Envolvida por uma UPML.....	48
Figura 3.1.	Espectro Eletromagnético.....	53
Figura 3.2.	Diagrama Básico do Funcionamento de um Radar.....	55
Figura 3.3.	Princípio Básico de Localização de Objetos por Radares.....	56
Figura 3.4.	<i>Layout</i> da Residência em 2-D.....	60
Figura 3.5.	<i>Layout</i> do Laboratório em 2-D.....	60
Figura 3.6.	Espectro da Frequência do Monociclo Gaussiano.....	61
Figura 3.7.	Pulso Monociclo Gaussiano.....	63
Figura 3.8.	<i>Layout</i> da Residência em 3-D.....	64
Figura 3.9.	Modelo Utilizado como Intruso no Ambiente 3-D.....	65
Figura 3.10.	Esquema de um Radar Multiestático para Três Receptores: a) Solução Exata e b) Estimativa Baseada no Método do PSO.....	67
Figura 3.11.	Elipse e seus parâmetros no plano- xy	67
Figura 3.12.	Composição do Movimento de uma Partícula i onde \mathbf{X}_R é o Vetor Resultante.....	70
Figura 3.13.	Convergência das Partículas PSO para a Localização do Intruso: (a) Partículas Distribuídas Aleatoriamente; (b) Posição das Partículas após 100 Iterações; (c) Posição das Partículas após 500 Iterações e em (d) Posição das Partículas após 700 Iterações.....	73
Figura 3.14.	Vetor $\vec{AB} = \vec{x}'$ formado pelas posições do Transceptor (A) e de um Receptor (B). Ponto P não interceptado pela reta que passa por A e B.....	78
Figura 3.15.	Definição da direção \hat{j}' no eixo \vec{y}' através do produto vetorial $(\vec{P} \times \vec{x}')$	79
Figura 3.16.	Definição do Esferóide no Sistema x' , y' e z'	82
Figura 3.17.	Diagrama para a Localização de um Radar Multiestático para Dois Receptores e um Transceptor em 3-D.....	83
Figura 3.18.	Antena Dipolo.....	84
Figura 3.19.	Corrente Obtida na Entrada da Antena Dipolo.....	84
Figura 3.20.	Antena Monopolo com Alimentação de Impedância de 50Ω	85
Figura 3.21.	Corrente Obtida na Entrada da Antena Monopolo.....	85
Figura 3.22.	Comparação da Perda de Retorno entre as Antenas Dipolo e Monopolo.....	86
Figura 4.1.	Esquemática das possíveis saídas do simulador.....	92
Figura 4.2.	Fluxograma do Funcionamento do Simulador.....	93

Figura 4.3.	Tela Inicial do Ambiente ACOR-UWB.....	94
Figura 4.4.	Seleção da Estrutura e do Sistema de Interesse.....	94
Figura 4.5.	Tela Inicial para Estudo de Radares em uma Residência 2-D <i>Indoor</i>	95
Figura 4.6.	Visualização dos Radares e do Alvo após Inclusão dos Parâmetros.....	96
Figura 4.7.	Primeira Saída: Sinal Captado em cada um dos Receptores.....	97
Figura 4.8.	Segunda Saída: Visualização da Propagação do Sinal e Localização do Alvo (Intruso).....	98
Figura 4.9.	Terceira Saída: Relatório Gerado com os Parâmetros Solicitados.....	99
Figura 4.10.	Quarta Saída: Visualização do Arquivo em PDF.....	100
Figura 5.1.	Intruso Localizado no quarto 2, na posição (160,180).....	104
Figura 5.2.	Intruso Localizado no quarto 1, na posição (150,550).....	105
Figura 5.3.	Intruso Localizado na sala, afastado do Transceptor, na posição (500,400).....	105
Figura 5.4.	Intruso Localizado na sala, em Frente ao Transceptor, na posição (660,452).....	106
Figura 5.5.	Intruso Localizado na sala e Transceptor na posição (740,452), afastado do Alvo.....	106
Figura 5.6.	Intruso Localizado na sala, Transceptor (TX/Rx1) Permutado com o Receptor (RX2).....	107
Figura 5.7.	Intruso Localizado no quarto 2: Permutada a Posição do Transceptor com um dos Receptores.....	107
Figura 5.8.	Intruso Localizado no quarto 1: Permutada a Posição do Transceptor com um dos Receptores.....	108
Figura 5.9.	Sistema de Elipses e Círculo utilizados para a Localização do Intruso.....	108
Figura 5.10.	Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (640,452).....	109
Figura 5.11.	Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (500,400) e Localização na Posição (518,413).....	110
Figura 5.12.	Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (250,350) e Localização na Posição (253,355).....	110
Figura 5.13.	Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (180,550) e Localização na Posição (183,550).....	110
Figura 5.14.	Intensidades da Componente E_z do Campo Elétrico Registradas no Receptor RX2 (Figura 5.11) com e sem a Presença do Alvo.....	111
Figura 5.15.	Diferença Normalizada do Sinal no Receptor RX2, com Ruído AWGN.....	112
Figura 5.16.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso dentro do Armário.....	112
Figura 5.17.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso na Cozinha.....	113
Figura 5.18.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso no Quarto 2 com Espalhadores.....	113
Figura 5.19.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso no Corredor com Espalhadores.....	114
Figura 5.20.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso, com o Sistema de Elipses e o círculo, no Corredor, na Presença de Espalhadores.....	114
Figura 5.21.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso no Canto Superior da Sala na Presença de Espalhadores.....	115
Figura 5.22.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso entre os Quartos da Residência.....	116

Figura 5.23.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso entre os Quartos da Residência Através da Interseção das Elipses com o Círculo.....	116
Figura 5.24.	Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso dentro de um dos Armários Através da Interseção das Elipses com o Círculo e do Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss.....	117
Figura 5.25.	Sistema com Três Receptores Internos Localizando o Intruso no Quarto 2 da Residência Através da Interseção das Elipses com o Círculo e do Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss.....	117
Figura 5.26.	Intruso Localizado no corredor do laboratório pelo transceptor TX1/RX1.....	119
Figura 5.27.	Intruso Localizado no corredor do laboratório pelo transceptor TX2/RX1.....	119
Figura 5.28.	Intruso Localizado no Laboratório de Software II pelo transceptor TX1/RX1.....	120
Figura 5.29.	Intruso Localizado no Laboratório de Software I pelo transceptor TX1/RX1.....	120
Figura 5.30.	Intruso Localizado no Laboratório de Hardware pelo transceptor TX1/RX1.....	121
Figura 5.31.	Método de Newton com Quatro Receptores com Localização em (737,192).....	122
Figura 5.32.	Método de Newton com Quatro Receptores com Localização em (401,728).....	123
Figura 5.33.	Sistema de Elipses e o Círculo Utilizado para Realizar a Localização do Intruso...	123
Figura 5.34.	Método de Newton com Quatro Receptores Localizando o Intruso no Corredor...	124
Figura 5.35.	Intensidade da Componente E_z do Campo Elétrico Registrada no Receptor RX2 com e sem a Presença do Alvo.....	125
Figura 5.36.	Intensidade da Componente E_z do Campo Elétrico Registrada no Receptor RX3 com e sem a Presença do Alvo.....	125
Figura 5.37.	Diferença entre os Sinais com e sem a Presença do Intruso no Receptor RX2.....	126
Figura 5.38.	Diferença entre os Sinais com e sem a Presença do Intruso no Receptor RX3.....	126
Figura 5.39.	Método do Enxame de Partículas Localizando Intruso na Presença de Espalhadores.....	127
Figura 5.40.	Método de Newton com Eliminação de Gauss Localizando Intruso na Presença de Espalhadores com Transceptor na Janela 2.....	128
Figura 5.41.	Método de Newton com Eliminação de Gauss Localizando Intruso na Presença de Espalhadores com Transceptor na Janela 1.....	128
Figura 5.42.	Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Com. Celular com Transceptor TX/RX1.....	129
Figura 5.43.	Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Corredor com Transceptor TX/RX1.....	130
Figura 5.44.	Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Corredor com Transceptor TX/RX1 Utilizando Elipses e Círculo.....	130
Figura 5.45.	Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Software II com Transceptor TX/RX1.....	131
Figura 5.46.	Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Hardware com Transceptor TX/RX1.....	131
Figura 5.47.	Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Hardware com Transceptor TX/RX1 com a Interseção das Elipses e o Círculo.....	131
Figura 5.48.	Visualização do Posicionamento dos Transceptores e dos Receptores na Residência 3-D de um Pavimento.....	132
Figura 5.49.	Intruso realizando um leve movimento com a cabeça para frente.	133
Figura 5.50.	Vista Lateral da Localização do Intruso no Quarto 1.....	134
Figura 5.51.	Vista Superior (plano-xy) da Localização do Intruso no Quarto 2.....	134
Figura 5.52.	Vista Lateral (plano-xz) da Localização do Intruso no Quarto 2.....	135

Figura 5.53.	Vista Lateral da Localização do Intruso na Cozinha.....	135
Figura 5.54.	Vista Superior da Localização do Intruso na Sala.....	136
Figura 5.55.	Vista Lateral da Localização do Intruso na Sala.....	137
Figura 5.56.	Vista Lateral (plano- xz) da Distribuição do Campo Elétrico ($t = 0.347 \mu s$, $x = 5.25$ m).....	137
Figura 5.57.	Sinais obtidos no Receptor RX2 considerando o Intruso em uma Posição Inicial e Realizando um leve Deslocamento com a Cabeça.....	138
Figura 5.58.	Diferença Normalizada entre os Sinais obtidos no Receptor RX2 (Antena Dipolo).....	138
Figura 5.59.	Vista Lateral da Localização do Intruso no Quarto 1 utilizando um Sistema Cooperativo de Antenas Monopolo.....	139
Figura 5.60.	Vista Lateral da Localização do Intruso na Cozinha utilizando um Sistema Cooperativo de Antenas Monopolo.....	140
Figura 5.61.	Sinais obtidos no Receptor RX2 considerando o Intruso em uma Posição Inicial e Realizando um leve Deslocamento com a Cabeça.....	141
Figura 5.62.	Diferença Normalizada entre os Sinais obtidos no Receptor RX2 (Antena Monopolo).....	141
Figura 5.63.	Intruso, de perfil, realizando um leve movimento com a perna direita.....	142
Figura 5.64.	Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1. Movimento com a perna Utilizando uma Frequência de 500 MHz.....	142
Figura 5.65.	Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1. Movimento com a perna Utilizando uma Frequência de 300 MHz.	143
Figura 5.66.	Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1. Movimento com a perna Utilizando uma Frequência de 200 MHz.	144
Figura 5.67.	Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1 movimentando a cabeça no pavimento superior da residência.....	145

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.....	134
Tabela 5.2.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx1/Rx1.....	135
Tabela 5.3.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx2/Rx1.....	136
Tabela 5.4.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx3/Rx1.....	137
Tabela 5.5.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.....	139
Tabela 5.6.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx2/Rx1.....	140
Tabela 5.7.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.....	143
Tabela 5.8.	Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.....	145

RESUMO

O presente trabalho propõe metodologias para detectar a presença e localizar um intruso em ambientes *indoor*, 2-D e 3-D, sendo que neste último, utiliza-se um sistema cooperativo de antenas e, em ambos os casos, o sistema é baseado em radares multiestáticos. Para obter uma alta resolução, o radar opera com pulsos UWB, que possuem amplitude espectral máxima em 1 GHz para ambientes 2-D e, pulsos de banda larga com frequências entre 200 MHz e 500 MHz para ambientes 3-D. A estimativa de localização, para os ambientes bidimensionais, é feita pela técnica de otimização Enxame de Partículas - PSO (*Particle Swarm Optimization*), pelo método de Newton com eliminação de Gauss e pelo método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss. Para o ambiente tridimensional, foi desenvolvida uma metodologia vetorial que estima uma possível região de localização do intruso. Para a simulação das ondas eletromagnéticas se utiliza o método numérico FDTD (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo) associado à técnica de absorção UPML (*Uniaxial Perfectly Matched Layer*) com o objetivo de truncar o domínio de análise simulando uma propagação ao infinito. Para a análise do ambiente em 2-D foi desenvolvido o ACOR-UWB-2-D e para o ambiente 3-D foi utilizado o software LANE SAGS.

ABSTRACT

The present study aims to propose methodologies in order to detect the presence and locate of an intruder in indoor environments 2-D and 3-D which uses a cooperative system of antennas with the latter. This system is based on multi-static radars in both cases. For a high resolution, the radar operates with pulses of Ultra Wide Band which have spectral range up to 1GHz for the 2-D environments and pulses of Wide Band of 200MHz and 500 MHz for the 3-D environments. For the two-dimensional environments, the estimated location is made by the Particle Swarm Optimization (PSO) technique, Newton's method with Gaussian elimination and least squares method with Gaussian elimination. For the three-dimensional environment, it was developed a methodology based on vectors which estimates a possible region of intruder location. For the simulation of electromagnetic waves, it uses the numerical method Finite Difference Time Domain (FDTD) associated with the absorption technique UPML (Uniaxial Perfectly Matched Layer) which is used to truncate the domain of analysis simulating the spread upwards. For the analysis of 2-D environment, it was developed ACOR-UWB-2-D and in order to build environments in 3-D, it was used LANE SAGS software.

Introdução

Nas últimas décadas, com o aumento da criminalidade, principalmente no Brasil, os investimentos destinados à elaboração de tecnologias que permitam à segurança pessoal e de patrimônios têm crescido de forma exponencial, exemplo disso, é o grande número de residências, condomínios, escolas, comércios, que utilizam algum “artefato” de proteção, tais como, câmeras, sensores, seguranças especializados, cerca elétrica, entre outros, para se protegerem contra a invasão de algum intruso. O desenvolvimento de tecnologias que possibilitam um monitoramento mais confiável e preciso vem crescendo nos últimos anos. Prova disso, é o crescente número de feiras e eventos que acontecem no mundo todo, inclusive no Brasil, para demonstrar o que existe de mais moderno no ramo da segurança eletrônica.

Dentro deste contexto, encontram-se os radares multiestáticos que podem ser utilizados na área de segurança, mas que encontram outras aplicações, como o monitoramento de doentes e pessoas idosas, principalmente, quando estas moram sozinhas.

Muitas dessas modernas tecnologias encontram suporte na área da computação. Um exemplo muito simples que é bastante utilizado é o uso de câmeras de monitoramento que podem ser acessadas via internet. No entanto, o desenvolvimento de tecnologias na área da computação aplicada [1] é uma constante evolução, para isso, novos conceitos são criados e outros são mesclados com os já existentes, no sentido de aprimorar as técnicas computacionais, como é o caso da computação de alto desempenho [2], onde as estruturas utilizadas, *clusters* [3] e *grids* [4] (grades) de computadores, utilizam uma tecnologia de rede de alta velocidade, baseada em um sistema de *middleware* [5], camada que proporciona ao usuário visualizar todo o aparato computacional como se fosse um único sistema.

Essa busca constante por um melhor desempenho é justificada pela necessidade de se obter respostas cada vez mais rápidas, para que se leve menos tempo na simulação e elaboração de protótipos que serão úteis na melhoria de serviços nas mais diversas áreas do conhecimento, como por exemplo, as telecomunicações, onde o estudo da propagação de ondas eletromagnéticas e, conseqüentemente de antenas em diversas estruturas e meios, é de vital importância para o atual sistema de comunicação existente, como é o caso dos telefones, fixos e móveis, sistemas de TV digital, redes sem fio (*wireless*), entre outros [6].

Com tantos sistemas propagando ondas eletromagnéticas o desenvolvimento de um sistema capaz de não sofrer interferências com outros dispositivos é de fundamental importância. Por conta disso, muitos pesquisadores estão voltando à atenção para ferramentas que sejam capazes de detectar e localizar precisamente intrusos, mesmo estes estando posicionados atrás de paredes ou outros objetos comuns, ou seja, ferramentas que emitam sinais eletromagnéticos de banda larga ou ultralarga, com baixa potência e que se propaguem eficazmente através de concreto, solo, tijolos, etc.

Para auxiliar no desenvolvimento do problema e facilitar a localização de intrusos, utilizam-se os mais variados métodos e técnicas numéricas [7]. Uma das técnicas numéricas mais utilizadas para simular sistemas eletromagnéticos é o método das diferenças finitas no domínio do tempo, ou método FDTD. Esse método introduzido por Kane Yee [8] em 1966 possibilita solucionar uma grande variedade de problemas aplicados a antenas, óptica, sistemas de aterramento, radares, circuitos eletrônicos de alta velocidade, semicondutores, entre outros, de maneira simples e direta no domínio do tempo.

Desde a sua primeira utilização até a atualidade, o método FDTD tem sido constantemente aprimorado, o que permitiu um aumento substancial nas suas aplicações, principalmente quando utilizado conjuntamente com outras técnicas numéricas, possibilitando analisar estruturas cada vez mais complexas. Dentre essas técnicas, pode-se citar, por exemplo, Mür [9], primeira e segunda ordens, publicada em 1981; a de Liao [10]; a de Higdon [11], entre outras. Estas técnicas são conhecidas como condições de contorno absorvente

(ABCs) que possibilitam truncar o domínio de análise, simulando a propagação ao infinito. Entre as mais utilizadas técnicas absorventes, estão, sem dúvida, as perfeitamente casadas com o domínio de análise, *Perfectly Matched Layer* ou PML [12], originalmente implementada por Berenger e a *Uniaxial Perfectly Matched Layer* ou UPML [13], que possibilita ao modelo anterior uma interpretação física.

Essas técnicas podem ser utilizadas com os mais variados tipos de sinais. No entanto, um tipo de sinal eletromagnético que vem ganhando atenção especial nos últimos anos é o que utiliza pulsos de banda ultralarga, como o *Ultra Wide Band*, ou simplesmente pulso UWB [14], que está sendo muito utilizado na área de segurança, por radares para detecção de intrusos em ambientes *indoor*, e mais recentemente, na área de comunicação, em redes sem fio, pois pode transmitir uma grande quantidade de dados, reduzindo qualquer tipo de interferência, além de ser mais rápido do que qualquer tecnologia sem fio existente. Neste trabalho, o pulso UWB será utilizado para a detecção do intruso no ambiente *indoor* 2-D e pulsos de banda larga serão utilizados para detectar o intruso no ambiente *indoor* 3-D.

A utilização de radares voltada para a segurança de imóveis e conseqüentemente, para investigações policiais, como para sondar o solo à procura de objetos enterrados (prospecção), já existe a mais de uma década. Há estudos e aplicações de radares para avaliação de continuidade de meios, que geram imagens usando técnicas de espalhamento inverso [15], que podem ser usadas no controle de qualidade de estruturas, com larga aplicação em engenharia civil, por exemplo.

1.1. Objetivos

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de metodologias que sejam capazes de localizar um intruso, inicialmente em ambientes bidimensionais e em seguida em ambientes tridimensionais, utilizando tecnologia UWB e de banda larga, respectivamente, sendo que nos ambientes 3-D a localização se dará através de um sistema cooperativo de antenas monopolos ou dipolos. Os ambientes modelados são de uma residência,

semelhante àquele proposto por Kondylis [16], tanto no 2-D quanto no 3-D, e um laboratório em 2-D, composto por quatro salas e uma área de circulação. O programa tem por finalidade localizar o intruso nesses ambientes, para isso, utiliza receptores que captam pulsos de ondas UWB (2-D) e de banda larga (3-D) emitidos por uma antena transceptora que utiliza algoritmos específicos no processo de detecção do intruso. Um dos algoritmos utilizados na solução 2-D é heurístico, mais precisamente a técnica de PSO (*Particle Swarm Optimization*) [17], além do método de Newton com eliminação de Gauss [1] e o método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss, e para o ambiente 3-D, foi desenvolvida uma formulação vetorial, especificamente para a solução de um sistema de equações não-lineares, dedicada para a localização de um intruso.

Os resultados obtidos por cada uma das técnicas utilizadas são então discutidos, analisando a eficiência das mesmas, para cada situação apresentada.

1.2. Proposta da Tese

Desenvolver metodologias de localização de intruso em ambientes 2-D e 3-D que possam ser utilizadas para detectar a presença de um indivíduo em ambientes *indoor*, utilizando pulsos eletromagnéticos UWB e de banda larga, respectivamente, sendo que para os ambientes em 3-D a localização será realizada por um sistema cooperativo de antenas.

A proposta terá como foco a área de segurança, onde através da instalação de radares em um ambiente *indoor* (projetado pelo próprio usuário) e depois de fornecer alguns parâmetros físicos, poderá, através de pulsos UWB e de banda larga, localizar intrusos no ambiente projetado. Para projetar o ambiente 3-D foi utilizado o *software* LANE SAGS [18]. A idéia aqui desenvolvida poderá ser aplicada nas mais variadas áreas e nos mais variados campos do eletromagnetismo.

O simulador LANE SAGS é uma GUI (*Graphical User Interface*), desenvolvido e testado no ambiente Slackware Linux e, possui, além da finalidade de simular estruturas complexas, reduzir a incidência de erros humanos, principalmente quando se utiliza processamento paralelo. A interface

gráfica desenvolvida possui um visualizador de estruturas escrito na linguagem C com biblioteca OpenGL. O visualizador, além de ser capaz de representar os dados de entrada do usuário em 3-D, possibilitando a correta construção do ambiente a ser simulado, também torna transparente todo o processo de paralelização do método FDTD, que utiliza a biblioteca MPI para a passagem de mensagem, o que reduz bastante a incidência de erros.

1.3. Organização

Esta tese está dividida em seis capítulos, além da introdução. No capítulo 2, será apresentado todo o formalismo matemático utilizado na elaboração do problema, como o método numérico FDTD e as condições de contorno utilizadas.

No capítulo 3, estão expostas as idéias que envolvem os conceitos sobre radares, suas características de funcionamento, os ambientes simulados, bem como os tipos de antenas utilizadas, descrevendo as características usadas em cada simulação. Também neste capítulo são apresentados os métodos de localização utilizados em cada ambiente simulado.

No capítulo 4 será apresentado o ACOR-UWB-2-D [19] (Ambiente Computacional de Radar UWB 2-D) um ambiente desenvolvido em 2-D que tem o objetivo de auxiliar no processo da simulação da residência proposta por Kondylis [16].

No capítulo 5, serão apresentados os resultados encontrados em cada ambiente considerado, tanto em 2-D onde são utilizados pulsos UWB, quanto em 3-D onde são utilizados pulsos de banda larga, sendo esses resultados discutidos em cada situação.

O capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho desenvolvido, bem como, os possíveis trabalhos futuros que podem ser desenvolvidos em consequência desta tese.

As referências bibliográficas utilizadas na elaboração deste trabalho encontram-se disponíveis no final de cada capítulo.

1.4. Publicações Decorrentes da Tese

- [1] ARAÚJO, J. S., OLIVEIRA, R. M. S., SOBRINHO, C. L. da S. S., FARIAS, R. G., GOMES, K. D. C., “Desenvolvimento de Ambiente Educacional para Simulação de Radar Multiestático UWB para Localização de Intruso em Ambiente Indoor”. *Revista IEEE América Latina*. vol. 7, p. 230-237, 2009.
- [2] ARAÚJO, J. S., SOBRINHO, C. L. da S. S., OLIVEIRA, R. M. S., FARIAS, R. G., “Particle Swarm Optimization Applied for Locating an Intruder by an Ultra-Wideband Radar Network”. Aleksandar Lazinica. (Org.). *Particle Swarm Optimization*. Viena: IN-TECH Education and Publishing Publication, 2009, vol. 1, p. 183-202.
- [3] ARAÚJO, J. S., OLIVEIRA, R. M. S., SOBRINHO, C. L. da S. S., “Utilizando Tecnologia UWB em um Sistema de Radar Multiestático para Localizar Intruso em Ambientes Tridimensionais”. *Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrt*, 02-05 de setembro de 2008, Rio de Janeiro – RJ.
- [4] ARAÚJO, J. S. ; FARIAS, R. G. ; OLIVEIRA, R. M. S. ; SOBRINHO, C. L. da S.S., “Development of an Educational Software Based on Automatic Parallel Computation for Simulating UWB Multistatic Radars for Locating Intruders Inside Indoor Environments”. *Anais do International Conference on Engineering and Computer Education*, 11-14 Março 2007, Santos - SP. p. 366-370.
- [5] ARAÚJO, J. S., SOBRINHO, C. L. da S.S., OLIVEIRA, R. M. S., FARIAS, R. G., “Uso de um Sistema de Radar Multiestático com Tecnologia UWB para Localizar Intruso em Ambientes Bidimensionais”. *Anais do XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrt*, 03-06 de setembro 2007 , Recife - PE.
- [6] ARAÚJO, J. S., OLIVEIRA, R. M. S., SOBRINHO, C. L. da S.S., GOMES, K. D. C., PATRICIO, E. T., FARIAS, R. G., “Desenvolvimento de uma Ferramenta Educacional para Simular um Radar Multiestático para Proteção de Ambientes Indoor”. *Anais do MOMAG*, 07-10 de agosto 2007, Belo Horizonte - MG.

R

REFERÊNCIAS

- [1] ARAÚJO, J. de S., OLIVEIRA, R. M. S. de, FARIAS, R. G., SOBRINHO, C. L. S. S., Uso de um Sistema de Radar Multiestático com Tecnologia UWB para Localizar Intruso em Ambientes Bidimensionais, *Anais do XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT*: Recife-PE, Setembro 2007.
- [2] DANTAS, Mario; *Computação Distribuída de Alto Desempenho: Redes, Clusters e Grids Computacionais*; Rio de Janeiro: Axcel Books, 2005.
- [3] BUYYA, Rajkumar; *High Performance Cluster Computing: Architectures and Systems*, Vol. 2; Prentice Hall, 1999.
- [4] BERMAN, Fran et al; *Grid Computing: Making The Global Infrastructure a Reality*; John Wiley & Sons, 2003.
- [5] GOLDCHLEGER, Andrei; *Integrade: Um Sistema de Middleware para Computação em Grade Oportunista; Dissertação de Mestrado, Instituto de Matemática e Estatística, Universidade de São Paulo*; Dezembro, 2004.
- [6] MULLER, F. C. B. F., Simulação por Técnica FDTD de Radar Multiestático com Pulsos de Banda Ultra Larga para Ambientes *Indoor*, *Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, PPGEE*, Outubro 2005.
- [7] BALANIS, Constantine A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons Inc., 1st ed., 1989.
- [8] YEE, K. S., Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. AP-14, nº 5, pp. 302-307, May 1966.
- [9] MÜR, G., "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 23, pp. 377-382, 1981.
- [10] LIAO, Z., WONG, H., YANG, B.P., and YUAN, Y.F., "A transmitting boundary for transient wave analysis", *Scientia Sinica*, vol. XXVII (series A), pp. 1063-1076, 1984.
- [11] HIGDON, R., "Numerical absorbing boundary conditions for the wave equation", *Mathematics of computation*, vol. 49, pp. 65-90, 1987.
- [12] BERENGER, J.P. "A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves", *J. Computational Physics*, Vol. 114, 1994, pp.185-200.

- [13] GEDNEY, Stephen D. "An Anisotropic Perfectly Matched Layer-Absorbing Medium for the Truncation of FDTD Lattices", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 44, No. 12, Dec. 1996, pp. 1630-1639.
- [14] GHAVAMI, M., MICHAEL, L., KOHNO, R., "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering", *Science*, 2004.
- [15] CHEN, F., CHEW, W. C., "Time-Domain Ultra-Wideband Microwave Imaging Radar System", *Proceedings IEEE*, vol. 1, pp. 648-650, 1998.
- [16] KONDYLLIS, G. D., "On Indoor Wireless Channel Characterization and The Design of Interference Aware Medium Access Control Protocol for Packet Swiched Network", *Ph.D Thesis, University of California, Los Angeles, 2000*.
- [17] OLIVEIRA, R. M. S., SOBRINHO, C. L. S. S., ARAUJO, J. S., and FARIAS, R. G., "Particle Swarm Optimization Applied for Locating an Intruder by an Ultra-Wideband Radar Network", Particle Swarm Optimization Edited by: Aleksandar Lazinica. Publisher: *InTech Education and Publishing Publication*. January, 2009.
- [18] OLIVEIRA, Rodrigo M. S., Nova Metodologia para Análise e Síntese de Sistemas de Aterramento Complexos Utilizando o Método LN-FDTD, Computação Paralela Automática e Redes Neurais Artificiais. *Tese de Doutorado, Universidade Federal do Pará. PPGEE, 2008*.
- [19] ARAÚJO, J. S., et al. Desenvolvimento de Ambiente Educacional para Simulação de Radar Multiestático UWB para Localização de Intruso em Ambiente Indoor. *IEEE Latin America Transactions*, Volume: 7, Issue: 2, pp. 230-237, June 2009.

Método FDTD e Condições de Contorno.

Este capítulo trata da solução numérica das equações de Maxwell, para ambientes 2-D e 3-D, através do método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD), desenvolvido por Yee e, das condições de contorno utilizadas nas simulações, que para este trabalho, foi usada a UPML.

2.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Muitas das ferramentas utilizadas pelo homem moderno são oriundas dos avanços na tecnologia computacional que possibilitaram analisar, de forma rápida e eficiente, dispositivos eletromagnéticos que puderam ser aplicados nas mais diversas áreas do conhecimento, como: na medicina, com a elaboração de exames e diagnósticos mais precisos; nos estudos geológicos, com a detecção e localização de minérios sob a terra; na segurança, através da construção de radares *indoor*, que permitem localizar, com precisão, por exemplo, intrusos em uma residência [1], e *outdoor*, que podem ser utilizados para monitorar, neste caso, o espaço aéreo de um país; e nas telecomunicações, através dos sistemas de informações, como celulares, redes sem fio e transmissões de rádio e televisão.

Todavia, esses sistemas possuem como princípio básico de funcionamento a propagação de ondas que são disseminadas através de fontes específicas, de tal forma que, o estudo da simulação dessas ondas, associado a um perfeito entendimento dos fenômenos físicos pertinentes à propagação é de fundamental importância para a melhoria de serviços que possuem um grande interesse comercial.

No entanto, para realizar simulações de propagação de ondas, utilizam-se técnicas numéricas, que são ferramentas extremamente poderosas para solucionar os mais variados tipos de problemas, pois são capazes de manipular grandes quantidades de dados, com complicadas geometrias, que são tão comuns, na prática de simulações empregadas nas engenharias [2].

As técnicas numéricas empregadas no estudo da propagação de ondas eletromagnéticas, mais utilizadas, estão baseadas nas equações do rotacional de Maxwell que estabelecem as relações de dependência entre os campos elétricos e magnéticos e, entre estes, com os parâmetros eletromagnéticos que caracterizam o meio de propagação, o espaço e o tempo, sendo uma das mais utilizadas para a solução desse tipo de problema o método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo, conhecido no mundo científico, simplesmente como, método FDTD.

2.2. O MÉTODO FDTD

Em 1966, Kane Yee introduziu o método FDTD, com a publicação de um importante artigo [3] que solucionava as equações rotacionais de Maxwell diretamente no domínio do tempo em um espaço discreto, no entanto, o termo FDTD só foi utilizado pela primeira vez em 1980 por Allen Taflove [4].

O método é uma técnica robusta que fornece uma solução numérica para as equações de Maxwell usando diferenças centradas com solução envolvendo precisão de segunda ordem no espaço e no tempo. Este processo recai em um método explícito o que implica em um menor custo computacional por quantidade de incógnitas, quando comparado com os métodos que envolvem inversão de matrizes para as suas soluções. Em 1975 Taflove e Brodwin [5] obtiveram o correto critério de estabilidade do algoritmo de Yee apresentando mais informações para o aperfeiçoamento do método.

Em 1981 Mur [6] publicou a primeira condição absorvente de contorno (ABC) numericamente estável e com segunda ordem de precisão para a malha de Yee, isto porque até esta data não existiam métodos para truncar o domínio de análise. Estas técnicas de truncagem são necessárias para absorver ondas que incidem sobre as superfícies que limitam as regiões de análise de maneira a simular a propagação para o infinito. Isso é necessário para viabilizar simulações de ambientes abertos (problemas de espalhamento), já que o método sem essas fronteiras absorventes requereria malhas com quantidade infinita de células e um número infinito de iterações. A formulação utilizada para truncar o domínio é, portanto, decisiva para determinar a

precisão do método [7]. Entre as técnicas de truncagem mais utilizadas estão as camadas perfeitamente casadas com a região de análise (PML), originalmente implementada por Berenger [8] e a camada perfeitamente casada uniaxial (UPML) [9], dando ao modelo anterior uma interpretação física.

Nas últimas décadas o método FDTD tem sido constantemente aprimorado, com um aumento substancial de suas aplicações, na sua maioria, para solucionar problemas complexos, onde soluções analíticas são inviáveis. Esses problemas incluem regiões onde exista condição de contorno mistas, meios não homogêneos, anisotrópicos, não lineares e dispersivos. Entre esses problemas, tem-se: aterramento, antenas, interação de ondas eletromagnéticas com o tecido biológico, espalhamento de ondas utilizando superfícies complexas, entre outros.

O FDTD não é a única técnica numérica que pode ser aplicada para solucionar problemas eletromagnéticos, entre as existentes, pode-se destacar: Método Variacional [10], Métodos dos Momentos [11] [12], Método dos Elementos Finitos [13], Método Matriz Linha de Transmissão [14], Método Monte Carlo [15] e Método das Linhas [16].

Cada um dos métodos possui as suas próprias características, fazendo-os ter vantagens e desvantagens, dependendo da aplicação e da solução desejada. No entanto, o que faz um método ter vantagens sobre o outro é o tipo de problema a ser solucionado, analisando suas estruturas e contornos; o ambiente computacional disponibilizado (se será serial ou paralelo), considerando o hardware e os softwares, o que afetará diretamente no tempo de processamento; e principalmente, o grau de conhecimento da técnica escolhida.

2.2.1. As Equações de Maxwell

As leis que regem o eletromagnetismo foram formuladas, da maneira pela qual se conhece hoje, por James Clerk Maxwell (1831-1879) e por conta disso são comumente chamadas de equações de Maxwell e relacionam à variação dos campos elétricos e magnéticos. Para meios isotrópicos e não dispersivos são dadas na forma diferencial no domínio do tempo pelas

equações (2.1) e (2.2), conhecidas como Lei de Faraday e Lei de Ampère, respectivamente.

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

e

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

onde \vec{E} é o vetor intensidade de campo elétrico, dado por (V/m); \vec{H} é o vetor intensidade de campo magnético, dado por (A/m); ε e μ são, respectivamente, permissividade elétrica, dado por (farads/m) e permeabilidade magnética, dada por (henrys/m) e \vec{J} é o vetor densidade de corrente elétrica de condução, dado por (A/m²).

As equações (2.1) e (2.2) quando expandidas utilizando coordenadas retangulares (x,y,z) a partir da definição do rotacional, podem ser escritas como:

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

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

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

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

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

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

sendo E_x, E_y, E_z e H_x, H_y, H_z as componentes dos campos elétrico e magnético, respectivamente, e σ é a condutividade elétrica do meio em consideração, dada por S/m.

2.2.2. O Método das Diferenças Finitas

O método FDTD é originário do método das diferenças finitas, ou método FDM (*Finite Difference Method*), desenvolvido em 1920 por Alexander Thom [17], a fim de solucionar equações não lineares da hidrodinâmica. O método é uma técnica de aproximação, onde transforma equações diferenciais em equações algébricas. Essas aproximações são feitas algebricamente em uma região discretizada, que relaciona os valores das variáveis em pontos dentro da área de estudo.

Diante disso, dada uma função $f(x)$, como pode ser visualizada na Figura 2.1, sua derivada primeira no ponto P pode ser aproximada à Direita (2.9), à esquerda (2.10) e central (2.11), ao ponto P, como pode ser observado na Figura 2.1. [18].

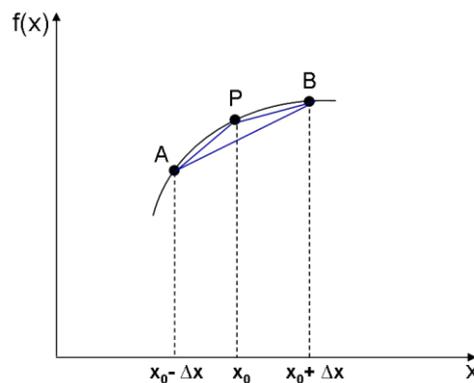


Figura 2.1. Estimativa de Derivada de $f(x)$ no Ponto P, Usando Diferenças Finitas à Direita, à Esquerda e Centrada.

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x}, \quad (2.9)$$

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x}, \quad (2.10)$$

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x}. \quad (2.11)$$

As equações (2.9) a (2.11) são uma aproximação para a derivada num ponto P de uma função qualquer. Estas equações utilizam um Δx com valor arbitrário, diferente da definição de derivada, que exige um Δx tendendo a zero. Sendo assim, essas equações acabam sendo uma forma discreta da definição de derivada.

Dessa forma, a equação (2.11) é a base para o FDTD, pois apresenta uma aproximação de segunda ordem, e conseqüentemente, introduz um menor erro que aquele das equações (2.9) e (2.10), as quais são de primeira ordem.

2.2.3. O Algoritmo de Yee.

Yee introduziu um algoritmo, que tem como base, a solução numérica por diferenças finitas das equações (2.3) a (2.8). Para tanto, essas equações foram discretizadas no espaço e no tempo de forma a caracterizar a propagação de uma onda eletromagnética em um sistema de coordenadas retangulares tridimensional. Assim, um ponto qualquer (x,y,z) no espaço contínuo é definido no espaço discreto, como na equação (2.12):

$$(i, j, k) \Leftrightarrow (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z), \quad (2.12)$$

e qualquer função dependente do espaço e do tempo é escrita na forma apresentada na equação (2.13):

$$F \Big|_{i,j,k}^n = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t), \quad (2.13)$$

onde Δx , Δy e Δz são os incrementos espaciais nas direções x , y e z , respectivamente, Δt é o incremento temporal e i , j , k e n são números inteiros. Usando diferenças finitas centradas para aproximar as derivadas no espaço e no tempo, resulta nas equações (2.14), para a componente x , e (2.15) para a componente do tempo:

$$\frac{\partial F}{\partial x} \Big|_{i,j,k}^n = \frac{F \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n - F \Big|_{i-\frac{1}{2},j,k}^n}{\Delta x} + O(\Delta x^2), \quad (2.14)$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} \Big|_{i,j,k}^n = \frac{F \Big|_{i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - F \Big|_{i,j,k}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} + O(\Delta t^2), \quad (2.15)$$

onde 0 é o erro introduzido pela aproximação.

2.2.3.1. O Algoritmo de Yee em Três Dimensões

Utilizando aproximação por diferenças finitas centradas para as derivadas espaciais e temporais e, para conseguir realizar a precisão (2.14) e, ainda sim, realizar todas as derivadas de (2.3) a (2.8), Yee posicionou as componentes \vec{E} e \vec{H} nas fronteiras de uma célula unitária, formando com isso, uma malha estruturada, a qual permite a elaboração eficiente de um algoritmo para implementar o método FDTD. Na Figura 2.2 é apresentada a célula de Yee para problemas tridimensionais.

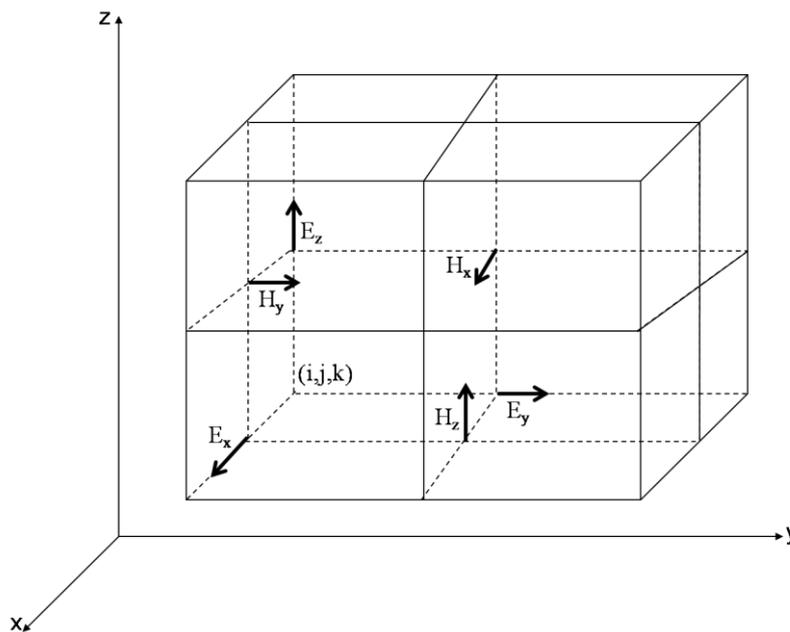


Figura 2.2. Posições das Componentes de Campo em uma Célula de Yee.

Para conseguir a precisão em (2.15), os campos elétricos e magnéticos são calculados a cada meio passo de tempo.

Essas considerações aplicadas para as equações (2.3) a (2.8) resultam num sistema de equações na forma das diferenças finitas dadas por (2.16) a (2.18), para o cálculo do campo magnético, e (2.19) a (2.21) para o cálculo do campo elétrico:

$$H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^n - E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n}{\Delta z} - \frac{E_z \Big|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^n - E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} \right], \quad (2.16)$$

$$H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_z \Big|_{i+1,j,k+\frac{1}{2}}^n - E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n}{\Delta x} - \frac{E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+1}^n - E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n}{\Delta z} \right], \quad (2.17)$$

$$H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} = H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j+1,k}^n - E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_y \Big|_{i+1,j+\frac{1}{2},k}^n - E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n}{\Delta x} \right], \quad (2.18)$$

$$E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} = E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n \left(\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right], \quad (2.19)$$

$$E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+1} = E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n \left(\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} - \frac{H_z \Big|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right], \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned}
E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} &= E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n \left[\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right] + \\
&+ \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y \Big|_{i-\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right] - \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x \Big|_{i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right].
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Como em matrizes e vetores não existem índices fracionários, as equações de Yee são alteradas para programação, como pode ser observado na equação (2.22).

$$H_z \Big|_{i,j,k} = H_z \Big|_{i,j,k} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_x \Big|_{i,j+1,k} - E_x \Big|_{i,j,k}}{\Delta y} - \frac{E_y \Big|_{i+1,j,k} - E_y \Big|_{i,j,k}}{\Delta x} \right], \tag{2.22}$$

No cálculo dos campos a cada passo de tempo, primeiro, por exemplo, calculam-se todas as componentes de campo magnético e depois todas as componentes de campo elétrico, ou vice-versa, onde o valor atual de campo magnético (ou elétrico) a ser computado depende do seu valor anterior e dos valores de campo elétrico (ou magnético) anteriores. Com isso, as componentes de campo ocupam apenas uma posição de memória, cada uma associada ao tempo. Para analisar estas componentes durante todo o processo de cálculo, elas precisam ser armazenadas a cada iteração. Portanto, dependendo do número de pontos da malha de discretização o método pode necessitar de uma grande quantidade de memória e de um longo tempo de processamento para ser executado.

Tem-se utilizado nos últimos anos tecnologias emergentes na tentativa de se reduzir o tempo de processamento e tornar, assim, o método mais eficiente, como são o caso das tecnologias de alto desempenho, com processamento paralelo, a qual foi a base para o desenvolvimento do *software* LANE SAGS [19], utilizado neste trabalho.

2.2.3.2. O Algoritmo de Yee em Duas Dimensões

As equações (2.3) a (2.8) descrevem o comportamento de qualquer onda eletromagnética em três dimensões. No entanto, em muitas ocasiões, necessita-se realizar a análise de estruturas em apenas duas dimensões, neste caso, é necessária a definição da direção de propagação da onda. Considerando a direção de propagação ao longo do eixo z e assumindo simetria translacional, a dependência dos campos com z pode ser removida. Baseado na formulação desenvolvida para guia de ondas [20], a onda pode propagar-se em dois modos: o transversal elétrico (TE_z) e o transversal magnético (TM_z).

2.2.3.2.1. Modo TE_z .

Os campos elétricos são normais à direção de propagação da onda e o campo magnético é paralelo a essa direção, sendo necessários para este modo, apenas as componentes H_z , E_x e E_y , como mostrado nas equações: (2.23), (2.24) e (2.25), respectivamente.

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right), \quad (2.23)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \sigma E_x \right), \quad (2.24)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} + \sigma E_y \right). \quad (2.25)$$

2.2.3.2.2. Modo TM_z .

Os campos magnéticos são normais à direção de propagação da onda e o campo elétrico é paralelo a essa direção, sendo necessários para esse modo, apenas as componentes E_z , H_x e H_y , como mostrado nas equações (2.26), (2.27) e (2.28), respectivamente.

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right), \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial y}, \quad (2.27)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x}. \quad (2.28)$$

Na Figura 2.3 são apresentadas as células 2-D utilizadas para cada modo.

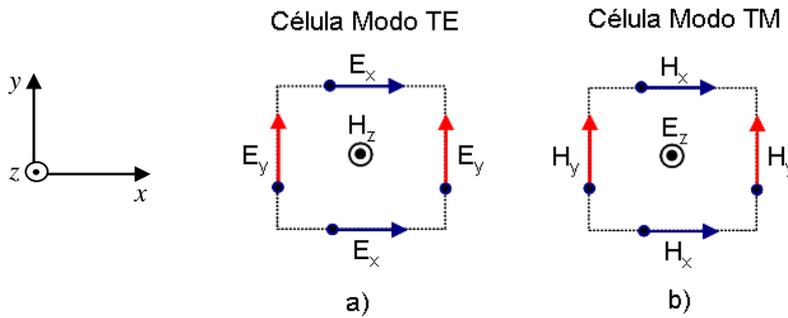


Figura 2.3. Formulações de Células 2D: em a) Células modo TE_z e b) Células modo TM_z.

A escolha do modo, assim como da célula que será utilizada dependerá do problema e das condições de contorno que será estabelecida. No entanto, deve-se escolher a formulação que melhor se adapte a situação analisada. Considerando as equações (2.23) a (2.25), no modo TE_z, e aplicando a formulação de Yee, resultam as equações (2.29), (2.30) e (2.31).

$$H_z \Big|_{i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = H_z \Big|_{i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_x \Big|_{i+\frac{1}{2}, j+1}^n - E_x \Big|_{i+\frac{1}{2}, j}^n}{\Delta y} - \frac{E_y \Big|_{i+1, j+\frac{1}{2}}^n - E_y \Big|_{i, j+\frac{1}{2}}^n}{\Delta x} \right], \quad (2.29)$$

$$E_x \Big|_{i+\frac{1}{2}, j}^{n+1} = E_x \Big|_{i+\frac{1}{2}, j}^n \left(\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_z \Big|_{i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_z \Big|_{i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right], \quad (2.30)$$

$$E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2}}^{n+1} = E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2}}^n \left[\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right] - \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_z \Big|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right]. \quad (2.31)$$

Considerando as equações (2.26) a (2.28), no modo TM_z , e aplicando a formulação de Yee, resultam as equações discretizadas (2.32), (2.33) e (2.34).

$$E_z \Big|_{i,j}^{n+1} = E_z \Big|_{i,j}^n \left[\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon}} \right] + \frac{\Delta t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\varepsilon} \right)} \left[\frac{H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}} - H_y \Big|_{i-\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} - \frac{H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x \Big|_{i,j-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right], \quad (2.32)$$

$$H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_z \Big|_{i,j+1}^n - E_z \Big|_{i,j}^n}{\Delta y} \right], \quad (2.33)$$

$$H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}} = H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_z \Big|_{i+1,j}^n - E_z \Big|_{i,j}^n}{\Delta x} \right]. \quad (2.34)$$

2.2.4. Dispersão e Estabilidade Numérica.

O algoritmo de Yee, para resolução das equações de Maxwell, causa dispersão numérica quando da simulação da propagação das ondas eletromagnéticas no domínio computacional. Por exemplo, no vácuo, a velocidade de fase das ondas obtidas numericamente através do método FDTD difere da velocidade da luz no vácuo em função do comprimento de onda, da direção de propagação e da discretização da malha.

O maior incremento espacial utilizado no método FDTD deve ser pelo menos dez vezes menor que o menor comprimento de onda presente no sistema, ou seja, para limitar a dispersão numérica, as dimensões das células de Yee devem cumprir o critério estabelecido pela equação (2.35) [21].

$$\Delta_{x,y,z} \leq \frac{\lambda_{\min}}{10}, \quad (2.35)$$

onde λ_{min} é o menor comprimento de onda que se espera propagar no domínio computacional.

Naturalmente, a dispersão numérica será cada vez mais suprimida quanto menor for o tamanho da célula. Contudo, usando um tamanho de célula muito pequeno, aumenta-se o número de células necessárias para representar o domínio simulado, aumentando, com isso, o esforço computacional do modelo e, não desprezando, o erro de arredondamento que é introduzido com esta redução.

Quanto a estabilidade numérica do FDTD, ela é limitada pelo valor do incremento temporal (Δt), o qual deve satisfazer o critério estabelecido pela equação (2.36), a condição é conhecida como condição de Courant.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (2.36)$$

Usando células cúbicas, $\Delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$ a Equação (2.36) se torna (2.37):

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \frac{\Delta}{\sqrt{N}}, \quad (2.37)$$

onde N corresponde a dimensão espacial utilizada no problema (N = 1, 2 ou 3).

2.3. Condições de Contorno Absorventes.

As equações discretizadas de Maxwell são perfeitamente aplicadas na solução de problemas fechados (como um guia de onda metálico, por exemplo), onde as ondas eletromagnéticas ficam confinadas na estrutura analisada. No entanto, em problemas abertos, em que as ondas se propagam ao infinito, é necessário limitar o domínio de análise, diminuindo a malha utilizada e conseqüentemente a memória computacional requerida. Para isso, necessita-se de equações auxiliares para condicionar os limites da malha que simulam uma propagação ao infinito, evitando reflexões. Essas técnicas são conhecidas como *Absorbing Boundary Condition*, ou simplesmente ABC.

Existem atualmente, muitas técnicas ABC, ou seja, técnicas que limitam o domínio de análise, simulando a propagação das ondas ao infinito, entre as mais conhecidas estão: condição simples (apresentada por Taflove e Brodwin) [5], condição Mur de primeira e segunda ordem [6], condição de Bayllis-Turkel [22], técnica de Higdon [23], técnica de Liao [24], método de operação complementar [25], entre outras.

Outra maneira de programar uma ABC é utilizando um meio material absorvente, de maneira análoga ao tratamento físico das paredes de uma câmara anecóica. Esses meios são chamados de camadas perfeitamente casadas (PML – *Perfectly Matched Layer*) [8]. Para realizar o truncamento da malha, neste trabalho será considerada a PML Uniaxial, ou UPML – *Uniaxial Perfectly Matched Layer* (proposta por Gedney) [26].

2.3.1. *Uniaxial Perfectly Matched Layer* – UPML.

As mais recentes e eficientes técnicas de ABCs são, sem dúvida, as baseadas na idéia de camadas perfeitamente casadas com a região sob análise (PML), originalmente desenvolvida e implementada por Berenger [8], cujo trabalho parte da tentativa feita em 1983, por Holand [27], de manter um perfeito casamento de impedância nas interfaces de separações entre os meios [28].

Em sua descrição, Holand, define a relação (2.38):

$$\frac{\sigma_e}{\varepsilon} = \frac{\sigma_m}{\mu}, \quad (2.38)$$

onde σ_e e σ_m são as condutividade elétrica e a correspondente condutividade magnética, respectivamente, que é válida apenas para ondas planas com incidência normal à interface de separação entre as regiões consideradas.

Para uma condição de casamento, as equações rotacionais de Maxwell em sua forma harmônica (domínio da frequência) podem ser escritas para UPML em sua forma geral como apresentadas nas equações (2.39) e (2.40).

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu[S]\mathbf{H}, \quad (2.39)$$

e

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon[S]\mathbf{E}, \quad (2.40)$$

onde ω define a frequência da onda plana; \mathbf{E} e \mathbf{H} são, respectivamente as transformadas de Fourier dos vetores intensidade do campo elétrico e intensidade do campo magnético e $[S]$ é o tensor diagonal definido por (2.41):

$$[S] = \begin{bmatrix} 1/S_x & 0 & 0 \\ 0 & S_x & 0 \\ 0 & 0 & S_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_y & 0 & 0 \\ 0 & 1/S_y & 0 \\ 0 & 0 & S_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_z & 0 & 0 \\ 0 & S_z & 0 \\ 0 & 0 & 1/S_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_y S_z / S_x & 0 & 0 \\ 0 & S_x S_z / S_y & 0 \\ 0 & 0 & S_x S_y / S_z \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

com S_x , S_y e S_z dado em (2.42).

$$S_x = k_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\varepsilon}, \quad S_y = k_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\varepsilon}, \quad S_z = k_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\varepsilon}. \quad (2.42)$$

Os parâmetros da equação (2.42) são definidos de acordo com as condições abaixo [29]:

- ✓ Para o interior da malha (região de análise), isotrópica e sem perdas: $S_x = S_y = S_z = 1$, o que requer que $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z = 0$ e $k_x = k_y = k_z = 1$. Estes parâmetros se referem ao domínio de estudo dentro do FDTD, sem condição absorvente;
- ✓ UPML entre x_{min} e x_{max} (sem intersecção entre planos): $S_y = S_z = 1$, o que requer $\sigma_y = \sigma_z = 0$ e $k_y = k_z = 1$;
- ✓ UPML entre y_{min} e y_{max} (sem intersecção entre planos): $S_x = S_z = 1$, o que requer $\sigma_x = \sigma_z = 0$ e $k_x = k_z = 1$;
- ✓ UPML entre z_{min} e z_{max} (sem intersecção entre planos): $S_x = S_y = 1$, o que requer $\sigma_x = \sigma_y = 0$ e $k_x = k_y = 1$;
- ✓ UPML entre x_{min} , x_{max} e y_{min} , y_{max} (intersecção entre os planos x e y – cantos diedrais): $S_z = 1$, o que requer $\sigma_z = 0$ e $k_z = 1$;
- ✓ UPML entre x_{min} , x_{max} e z_{min} , z_{max} (intersecção entre os planos x e z – cantos diedrais): $S_y = 1$, o que requer $\sigma_y = 0$ e $k_y = 1$;

- ✓ UPML entre y_{min} , y_{max} e z_{min} , z_{max} (intersecção entre os planos y e z – cantos diedrais): $S_x = 1$, o que requer $\sigma_x = 0$ e $k_x = 1$;
- ✓ UPML na intersecção de todos os planos (cantos triedrais): usa-se o tensor completo da equação (2.41), ou seja, todas as condutividades e geralmente com $k_x = k_y = k_z = 1$.

Partindo das equações (2.40) e (2.41) a UPML é expressa como mostrado na equação (2.43).

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} \\ \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} \\ \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} \end{bmatrix} = j\omega\epsilon \begin{bmatrix} S_y S_z / S_x & 0 & 0 \\ 0 & S_x S_z / S_y & 0 \\ 0 & 0 & S_x S_y / S_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_x \\ \mathbf{E}_y \\ \mathbf{E}_z \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Inserindo (2.42) em (2.43) e transformando para o domínio do tempo, resultaria numa convolução entre o tensor e o campo elétrico, o que é computacionalmente pesado, para superar isto, define-se as equações em (2.44) [18]:

$$\mathbf{D}_x = \epsilon \frac{S_y}{S_x} \mathbf{E}_x, \quad \mathbf{D}_y = \epsilon \frac{S_z}{S_y} \mathbf{E}_y, \quad \mathbf{D}_z = \epsilon \frac{S_x}{S_z} \mathbf{E}_z, \quad (2.44)$$

logo, (2.43) pode ser reescrita na forma (2.45):

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} \\ \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} \\ \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} \end{bmatrix} = j\omega\epsilon \begin{bmatrix} S_z & 0 & 0 \\ 0 & S_x & 0 \\ 0 & 0 & S_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_x \\ \mathbf{D}_y \\ \mathbf{D}_z \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Agora, substituindo S_x , S_y e S_z de (2.42) em (2.45) e, aplicando a transformada inversa de Fourier usando a identidade $j\omega f(\omega) \rightarrow (\partial/\partial t)f(t)$, resulta num sistema de equações diferenciais no domínio do tempo, dado em (2.46):

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} k_z & 0 & 0 \\ 0 & k_x & 0 \\ 0 & 0 & k_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} + \frac{1}{\varepsilon} \begin{bmatrix} \sigma_z & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_x & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

A partir do sistema de equações (2.46), pode-se aplicar o algoritmo de Yee às componentes das induções elétricas D_x , D_y e D_z e seus respectivos campos magnéticos, gerando um conjunto de equações FDTD, dadas por (2.47), (2.48) e (2.49).

$$D_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} = \left[\frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right] D_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n + \left[\frac{2\varepsilon \Delta t}{(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t)\Delta} \right] \cdot \left[H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} + H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right], \quad (2.47)$$

$$D_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+1} = \left[\frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right] D_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n + \left[\frac{2\varepsilon \Delta t}{(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t)\Delta} \right] \cdot \left[H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + H_z \Big|_{i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} \right], \quad (2.48)$$

$$D_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} = \left[\frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right] D_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n + \left[\frac{2\varepsilon \Delta t}{(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t)\Delta} \right] \cdot \left[H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y \Big|_{i-\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + H_x \Big|_{i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right]. \quad (2.49)$$

Agora, para relacionar \vec{E} e \vec{D} usa-se (2.44). Considerando apenas a componente D_x , multiplicando ambos os lados por δ_x e substituindo o seu valor (2.42), tem-se a equação (2.50):

$$\left[k_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\varepsilon} \right] D_x = \varepsilon \left[k_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\varepsilon} \right] E_x \quad (2.50)$$

Multiplicando ambos os lados por $(j\omega)$ e transformando para o domínio do tempo, resulta na equação (2.51):

$$\frac{\partial}{\partial t}(k_x D_x) + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} D_x = \varepsilon \left[\frac{\partial}{\partial t}(k_y E_x) + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} E_x \right] \quad (2.51)$$

De maneira similar, as componentes D_y e D_z podem ser associadas aos seus respectivos campos elétricos. Após esse resultado o algoritmo de Yee já pode ser empregado. As equações FDTD para o campo elétrico são então dadas pelas equações (2.52), (2.53) e (2.54).

$$E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} = \left[\frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right] E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n + \left[\frac{1}{(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t)\varepsilon} \right] \cdot \left[(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t) D_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} - (2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t) D_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n \right], \quad (2.52)$$

$$E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+1} = \left[\frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right] E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n + \left[\frac{1}{(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t)\varepsilon} \right] \cdot \left[(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t) D_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+1} - (2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t) D_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n \right], \quad (2.53)$$

$$E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} = \left[\frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right] E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n + \left[\frac{1}{(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t)\varepsilon} \right] \cdot \left[(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t) D_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} - (2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t) D_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n \right]. \quad (2.54)$$

Para dedução das equações de campo magnético, parte-se das equações (2.39) e (2.41). Após o algebrismo similar ao do campo elétrico, mas utilizando as equações (2.55), pode-se relacionar as componentes das induções magnéticas B_x , B_y e B_z com as componentes do campo magnético:

$$\mathbf{B}_x = \mu \frac{S_y}{S_x} \mathbf{H}_x, \quad \mathbf{B}_y = \mu \frac{S_z}{S_y} \mathbf{H}_y, \quad \mathbf{B}_z = \mu \frac{S_x}{S_z} \mathbf{H}_z, \quad (2.55)$$

resulta-se no conjunto de equações FDTD para os vetores \vec{B} e \vec{H} , dadas por (2.56), (2.57), (2.58), (2.59), (2.60) e (2.61).

$$B_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = \left[\frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right] B_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + \left[\frac{2\varepsilon \Delta t}{(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t) \Delta} \right] \cdot \left[E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^{n+1} - E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+1} + E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} - E_z \Big|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+1} \right], \quad (2.56)$$

$$B_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = \left[\frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right] B_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + \left[\frac{2\varepsilon \Delta t}{(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t) \Delta} \right] \cdot \left[E_z \Big|_{i+1,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} - E_z \Big|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} + E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} - E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+1}^{n+1} \right], \quad (2.57)$$

$$B_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{3}{2}} = \left[\frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right] B_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} + \left[\frac{2\varepsilon \Delta t}{(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t) \Delta} \right] \cdot \left[E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j+1,k}^{n+1} - E_x \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} + E_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+1} - E_y \Big|_{i+1,j+\frac{1}{2},k}^{n+1} \right], \quad (2.58)$$

$$H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = \left[\frac{2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t}{2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t} \right] H_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + \left[\frac{1}{(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t) \mu} \right] \cdot \left[(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t) B_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} - (2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t) B_x \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right], \quad (2.59)$$

$$H_y \Big|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = \left[\frac{2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t}{2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t} \right] H_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + \left[\frac{1}{(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t) \mu} \right] \cdot \left[(2\varepsilon k_y + \sigma_y \Delta t) B_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} - (2\varepsilon k_y - \sigma_y \Delta t) B_y \Big|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right], \quad (2.60)$$

$$H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{3}{2}} = \left[\frac{2\varepsilon k_x - \sigma_x \Delta t}{2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t} \right] H_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} + \left[\frac{1}{(2\varepsilon k_x + \sigma_x \Delta t) \mu} \right] \cdot \left[(2\varepsilon k_z + \sigma_z \Delta t) B_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{3}{2}} - (2\varepsilon k_z - \sigma_z \Delta t) B_z \Big|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} \right], \quad (2.61)$$

A condutividade da UPML é determinada de acordo com um fator de crescimento. O fator comumente utilizado é o polinomial [9], sendo que a condutividade máxima na última camada da condição absorvente é calculada segundo a equação (2.62):

$$\sigma_{\max} = -\frac{(m+1)\ln[R(0)]}{2\eta d}, \quad (2.62)$$

onde $3 \leq m \leq 4$, $R(0)$ é o coeficiente de reflexão, $\eta = \sqrt{\nu_o/\epsilon_o}$ é a impedância intrínseca do meio e d é a espessura da UPML em metros.

Dadas às qualidades da UPML, percebe-se a sua grande utilização nas aplicações que usam com o método FDTD. Suas principais vantagens quando comparada à PML são: a maior estabilidade, o fato de não ser sensível em situações dependentes do tempo de simulação e parâmetros da malha, bem como uma maior facilidade de programação [29]. Além do que, a região de UPML é finalizada por um condutor elétrico perfeito (PEC), como mostrado na Figura 2.4.

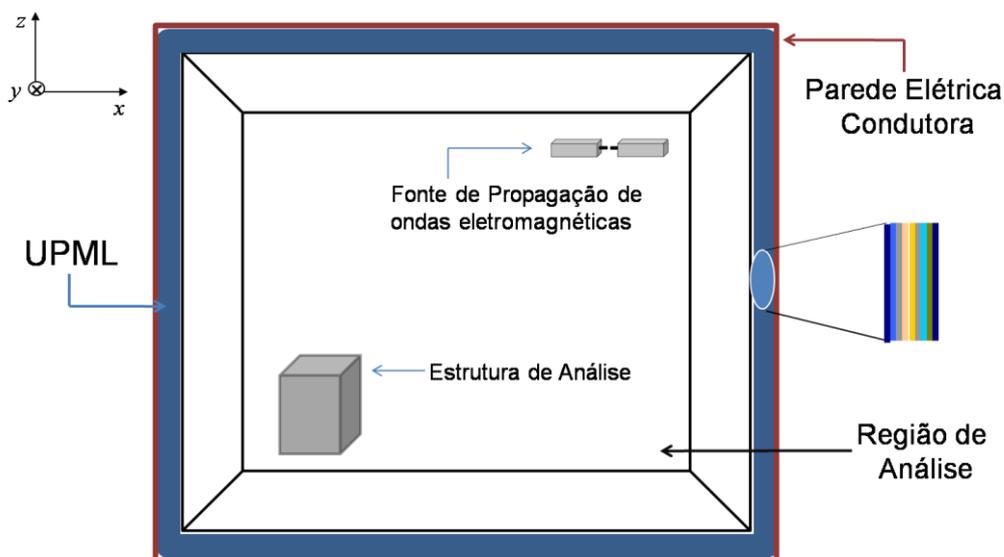


Figura 2.4. Corte da Região de Análise Envolvida por UPML.

A UPML não possui as restrições de estabilidade da PML, no entanto possui igual eficiência e segue o mesmo princípio, ou seja, circunda o domínio de estudo com um número de camadas absorventes e condutividades elétricas nas diferentes direções, porém é computacionalmente mais eficiente e mais fácil de programar.

2.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO.

As técnicas utilizadas para solucionar os mais variados tipos de problemas nas ciências e engenharias podem ser de caráter experimental, analítico ou numérico [30].

As experimentais são caras, consomem tempo, às vezes são perigosas e geralmente não possuem muita flexibilidade na variação de parâmetros. As analíticas podem ser utilizadas por somente uma limitada classe de problemas, pois muitas situações reais resultam em sistemas não-lineares e envolvem complexas formas e processos. Já as numéricas são simplificações analíticas, pois funções de métodos numéricos podem reduzir uma expressão matemática mais elevada às operações aritméticas mais básicas [31].

O método introduzido por Yee soluciona numericamente as equações de Maxwell quando aplicado em problemas de propagação de ondas eletromagnéticas. O método é robusto, flexível e muito usado na área científica, podendo ser aplicado conjuntamente com técnicas absorventes (ABCs), as quais podem simular a propagação em espaços abertos, através da truncagem do domínio de análise. Para este trabalho, foi utilizada a UPML como técnica de absorção por não possui as restrições de estabilidade necessárias a PML e por ser computacionalmente mais eficiente e mais simples de se programar.

REFERÊNCIAS

- [1] ARAÚJO, J. S., et al. Desenvolvimento de Uma Ferramenta Educacional para Simular um Radar Multiestático para Proteção de Ambientes *Indoor*: Localização de Intrusos. *Anais do MOMAG*: Belo Horizonte-MG, Agosto 2006.
- [2] ARAÚJO, J. S., et al. Utilizando Sistemas de Computação em Grade Oportunistas na Solução de Problemas Eletromagnéticos por FDTD. *Anais do XXVII CILAMCE*: Belém-Pa, Setembro 2006.
- [3] YEE, K. S., Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. AP-14, nº 5, pp. 302-307, May 1966.
- [4] TAFLOVE, A., Application of the finite-difference time-domain method to sinusoidal steady-state electromagnetic-penetration problems, *IEEE Trans. EM Comp.*, Vol. EMC-22, nº 3, Aug. 1980, pp. 191-202.
- [5] TAFLOVE, A. and BRODWIN, M. E., Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations, *IEEE Micro. Theo. Tech.*, Vol. MTT-23, nº 8, Aug. 1975, pp. 623-630.
- [6] MUR, G. "Absorbing Boundary Conditions for Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-23, No. 4, Nov. 1981, pp. 377-382.
- [7] OLIVEIRA, R. M. S., Estudo Tridimensional da Propagação Eletromagnética em Canais *Outdoor* Através do Método de Implementação B-FDTD com Processamento Paralelo. *Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, PPGEE*, Outubro 2004.
- [8] BERENGER, J.P. "A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves", *J. Computational Physics*, Vol. 114, 1994, pp.185-200.
- [9] GEDNEY, Stephen D. "An Anisotropic Perfectly Matched Layer-Absorbing Medium for the Truncation of FDTD Lattices", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 44, No. 12, Dec. 1996, pp. 1630-1639.
- [10] MIKHLIN, S. G., *Variational Methods in Mathematical Physics*. New York: Mcmillan, 1964, pp. xv, 4-78.
- [11] KANTOROVICH L. V. and KRYLOV, V. I., *Approximate Methods of Higher Analysis*. New York: John Wiley, 1964.

- [12] VOROBEEV, Y. U., *Method of Moments in Applied Mathematics*. New York: Gordon & Breach, 1965.
- [13] DESAI, C. S. and ABEL, J. F., Introduction to the Finite Element Method: A Numerical Approach for Engineering Analysis. New York: Van Nostrand Reinhold, 1972.
- [14] KRON, G., Numerical Solution of Ordinary and Partial Differential Equations by Means of Equivalent Circuits, *J. Appl. Phys.*, Vol. 16, Mar. 1945, pp. 172-186.
- [15] McCracken, D. D., The Monte Carlo Method, *Science American*, Vol. 192, May 1955, pp. 90-96.
- [16] CARVER, M. B. and HINDS, H. W., The Method of Lines and the Advection Equation, *Simulation*, Vol. 31, n° 2, 1978, pp. 59-69.
- [17] THOM, A. and APELT, C. J., *Field Computations in Engineering and Physics*. D. Van Nostrand, London, 1961.
- [18] SADIKU, Matthew N.O., *Numerical Techniques in Electromagnetics. Second Edition*, CRC Press, 2001.
- [19] OLIVEIRA, Rodrigo M. S., Nova Metodologia para Análise e Síntese de Sistemas de Aterramento Complexos Utilizando o Método LN-FDTD, Computação Paralela Automática e Redes Neurais Artificiais. *Tese de Doutorado, Universidade Federal do Pará. PPGEE*, 2008.
- [20] BALANIS, Constantine A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons Inc., 1st ed., 1989.
- [21] TAFLOVE, A. and Hagness, S. C., *Computacional Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House Inc., 2000.
- [22] BAYLISS, A. and TURKEL, E., Radiation Boundary Conditions for Wave-like Equations, *Comm. Pure Appl. Math.*, Vol.23, pp. 707-725, 1980.
- [23] HIGDON, R., Numerical Absorbing Boundary Conditions for the Wave Equation, *Mathematics of Computation*, Vol. 49, pp. 65-90, 1987.
- [24] LIAO, Z, et al, A Transmitting Boundary for Transient Wave Analysis, *Scientia Sinica*, Vol. XXVII (Series A), pp. 1063-1076, 1984.
- [25] RAMAHI, O. M., The Complementary Operators Method in FDTD Simulations, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 39, n° 6, pp. 33-45, Dec. 1997.
- [26] GEDNEY, S. D., An Anisotropic PML Absorbing Media for FDTD Simulation of Fields in Lossy Dispersive Media, *Electromagnetics*, Vol.16, pp. 399-415, July/August 1996.

- [27] HOLAND, R., and WILLAMS, J., Total Field Versus Scattered-Field Finite-Difference, *IEEE Trans. Nuclear Science*, Vol. 30, pp. 4583-4587, 1983.
- [28] ALMEIDA, José F. S., Análise Fôtonica em Estruturas de Microfita Planar Usando o Método FDTD com Processamento Paralelo, *Tese de Doutorado, Universidade Federal do Pará, PPGEE*, 2004.
- [29] LIMA, C. B., Análise de Dispositivos Eletromagnéticos para Hipertermia Usando o Método FDTD, *Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, PPGEE*, 2006.
- [30] CHAPRA, Steven C. and CANALE, Raymond P., *Numerical Methods for Engineers*, Second Edition, McGraw-Hill International Editions, New York, 1990.
- [31] ARAÚJO, J. S., OLIVEIRA, R. M. S., SOBRINHO, C. L. S. S., FRANCES, C. R. L., Estudo Comparativo de Códigos Paralelos em Fortran, C e Java na Análise de uma Antena Monopolo Utilizando Técnica Numérica de FDTD, *Revista Principia*, nº 13, Maio 2006.

Princípios de Radar e Tecnologia UWB

Capítulo que trata dos conceitos relacionados ao funcionamento básico dos radares, assim como das características da tecnologia das antenas UWB e de banda larga utilizadas neste trabalho e dos processos de localização de intruso para ambientes *indoor* em 2-D e 3-D.

3.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

As ondas de rádio ocupam apenas uma pequena parte do espectro eletromagnético em frequências, que vai de alguns quilohertz (kHz) até alguns gigahertz (GHz). O total do espectro eletromagnético abrange todas as frequências, incluindo as de raios cósmicos, que se estendem até alguns zetahertz (ZHz), como pode ser observado na Figura 3.1. Portanto, as ondas de rádio representam apenas uma pequena parcela do total do espectro eletromagnético.

Embora a energia eletromagnética possa ser descrita na forma de onda ou de quanta, as frequências mais baixas são muito mais adequadas à explicação pela teoria de onda, fato esse que será aplicado na elaboração deste trabalho.

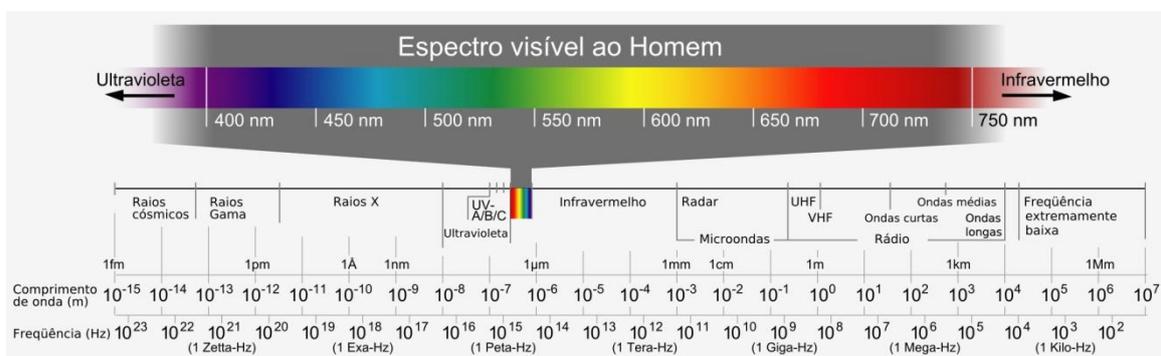


Figura 3.1. Espectro Eletromagnético¹

¹ Figura Disponível em: http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Electromagnetic_spectrum-es.svg

Definitivamente, dos experimentos realizados em eletromagnetismo, foi o desenvolvido por Michael Faraday, em 1831, que trouxe uma das grandes contribuições para a ciência, a descoberta da indução eletromagnética, o princípio por trás do gerador elétrico e do transformador elétrico [1]. Usando o trabalho de Faraday para fundamentação, James Clerk Maxwell em 1860, sintetizou, com sucesso, as propriedades elétricas e magnéticas dentro de equações que unificaram a teoria eletromagnética [2].

As equações de Maxwell, vistas no capítulo 2 - equações (2.3) a (2.8), foram a base para a teoria e para o projeto dos modernos rádios e sistemas de radar. Faraday e Maxwell perceberam que variando uma corrente elétrica no tempo, produziram, também, uma variação dos campos elétricos e magnéticos no espaço livre e, esses campos, induziram correntes elétricas variantes no tempo nos materiais que encontrassem, produzindo, por sua vez, campos elétricos e magnéticos próprios [3].

Em 1886, Heinrich Hertz, conduzindo uma série de experimentos, mostrou que as ondas de rádio podiam ser refletidas, refratadas, e quando polarizadas, sofrerem interferência com outras ondas e viajar em alta velocidade, o que acabou demonstrando que a teoria de Maxwell estava correta. Estas características, de reradiação (retransmissão) e do conhecimento da velocidade de propagação no espaço livre, já prenunciavam a invenção do radar.

3.2. PRINCÍPIOS DE RADAR.

O radar, do inglês, ***RA***dio ***D***etection ***A***nd ***R***anging, é um dispositivo que permite detectar objetos a curtas e longas distâncias e, dependendo de seu propósito de construção, pode fornecer algumas informações sobre objetos (alvos) de interesse, tais como: detecção, distância, direção angular, velocidade em relação ao terminal (base), tamanho, formato, etc. Seu princípio de funcionamento pode ser resumido em três etapas básicas: transmissão, propagação e recepção do sinal refletido, como visualizada na Figura 3.2.

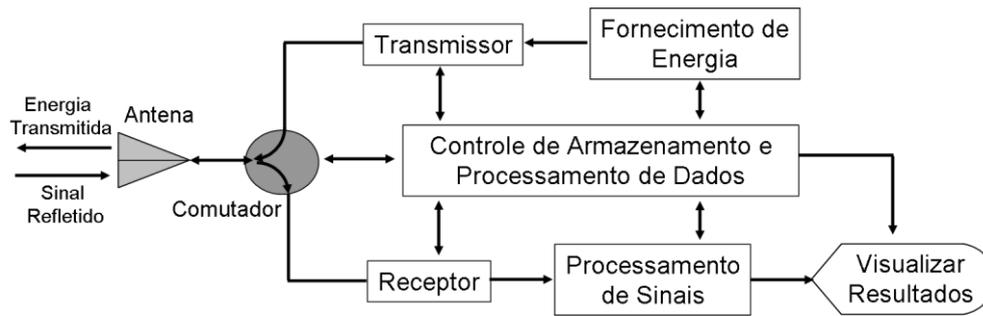


Figura 3.2. Diagrama Básico do Funcionamento de um Radar.

Um pulso de energia eletromagnética, oscilante em uma frequência predeterminada f_0 e duração τ , é gerado por um transmissor. O pulso é encaminhado através de um comutador duplex transmissor-receptor da antena, que também protege o receptor, que é sensível, da alta potência do pulso transmitido. O pulso é radiado no espaço livre através da antena na velocidade da luz, o qual é então refletido através dos objetos que encontra pelo caminho. Parte do sinal espalhado retorna para o radar. O sinal espalhado é coletado pela antena e encaminhado através do comutador transmissor-receptor. A presença do sinal recebido pode ser detectada no receptor, porque ele reconhece a frequência e a duração do pulso transmitido. O sinal recebido é reforçado e os sinais de interferência são reduzidos, e os objetos captados ao longo do percurso são aferidos por processamento de sinais. As detecções dos sinais recebidos são então apresentadas para o operador de radar na tela [3].

Como relatado anteriormente, a detecção da presença de um objeto não é a única funcionalidade de um radar, pois, também, poderá determinar a distância entre o radar e o objeto. Para isso, quando um pulso é transmitido, o cronômetro é acionado. Quando o sinal refletido é detectado o cronômetro é parado. Utilizando física básica, distância é igual à velocidade x tempo, a distância do objeto pode ser calculada, utilizando a equação (3.1).

$$2R = c\Delta t \Rightarrow R = \frac{c\Delta t}{2}, \quad (3.1)$$

onde, R é a distância do radar para o objeto (em metros), c é a velocidade da luz (metros por segundo) e Δt é o tempo decorrido entre a emissão e a recepção do pulso (segundos).

A distância percorrida pelo pulso é o dobro do alcance, uma vez que o pulso encontra o objeto, reflete e parte dessa reflexão retorna para o radar, Figura 3.3.

No entanto, a tecnologia de radar não se limita a detecção de objetos a longas distâncias. O uso de sistemas de radares, aplicado à segurança de ambientes *indoor*, ou seja, para detectar e localizar intrusos em residências ou em ambientes comerciais, por exemplo, vêm sendo pesquisada e desenvolvida nos últimos anos [4].

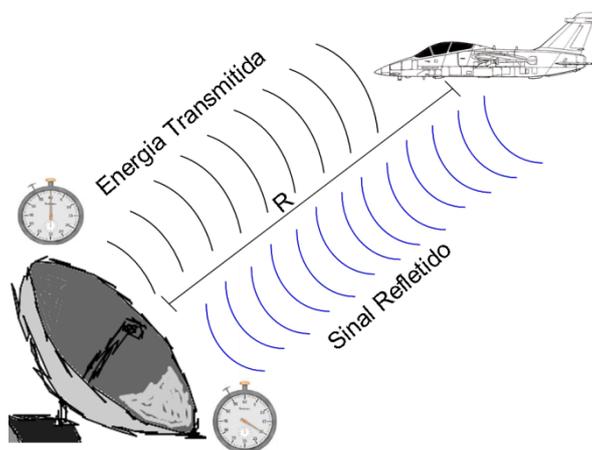


Figura 3.3. Princípio Básico de Localização de Objetos por Radares.

Para isso, as atenções dos pesquisadores estão voltadas para o estudo de radares que sejam capazes de detectar e localizar precisamente intrusos, mesmo estes estando posicionados atrás de paredes ou outros objetos comuns. São radares que utilizam antenas operando com pulsos de banda ultra-larga e que detectam a presença de intrusos medindo mudanças na resposta do ambiente a um pulso. Esses pulsos são extremamente curtos, o que os torna com largura de banda extremamente grande. Essa característica faz com que o pulso tenha maior imunidade a atenuações seletivas de frequências, as quais são inerentes a ambientes ricos em espalhamento, tornando-os adequados para ambientes *indoor*. Essa tecnologia é conhecida como *Ultra Wide Band*, ou simplesmente UWB [5].

3.2.1. Ondas UWB.

No fim da década de 60 e início dos anos de 1970, Gerald F. Ross demonstrou pela primeira vez a viabilidade na utilização da tecnologia UWB em forma de ondas para aplicações de comunicação e radar. Originalmente desenvolvida pela DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*), agência de pesquisa das Forças Armadas dos EUA, a tecnologia era chamada de banda base, ficando também conhecida como, sem operadora, ou ainda, de comunicações de impulso ou sinalização de domínio do tempo, até o ministério da defesa dos EUA batizá-la de *Ultra-Wide-Band* em 1989 [6].

Apesar de não substituir qualquer outra forma de onda, a UWB possui algumas características que não são encontradas em outros tipos de tecnologias. Por exemplo, o transmissor de UWB envia bilhões de pulsos de curta duração por um largo espectro de frequências de rádio. Estes pulsos partem tão rapidamente (restando apenas alguns trilionésimos de segundos para alguns nanosegundos) que cada um deles utiliza somente poucos ciclos da onda de radiofrequência.

Esta curta duração oferece às ondas UWB algumas propriedades únicas, ficando praticamente imunes aos efeitos de cancelamento de múltiplos caminhos (*multipath*), como, por exemplo, quando uma forte onda refletida chega fora da fase com o sinal direto, reduzindo a força do sinal no receptor. Pelo fato de os pulsos UWB serem tão curtos, eles também podem utilizar espectros de frequência bastante amplos, permitindo que os sinais usem baixa energia, o que minimiza a interferência de outras frequências de rádio como telefones, celulares, GPS, *Bluetooth*, W-LAN IEEE 802.11, entre outros, através do espalhamento espectral, o que acaba por reduzir os riscos à saúde [7] ficando abaixo da linha normal de ruídos, além de torná-los mais difíceis de detectar.

As emissões de radares utilizando ondas UWB usualmente abrangem desde frequências relativamente baixas, da ordem de 100 MHz, e chegam a ultrapassar 3 GHz, e possuem características que permitem que o sinal se propague eficazmente através do concreto, solo, tijolos, etc [8]. Os modernos sistemas UWB utilizam técnicas variadas de modulação, incluindo *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), para ocupar bandas

extremamente largas. Em 2002, a agência de comunicações dos EUA, aprovou a utilização comercial das transmissões UWB na faixa de 3,1 GHz até 10,6 GHz, com uma limitação de transmissão de energia.

Uma das mais recentes aplicações da tecnologia de ondas UWB é na transmissão de dados através das redes sem fio, pois oferece uma banda larga de alta capacidade que reduz outros tipos de interferência, além de ser mais rápida do que qualquer tecnologia sem fio disponível no mercado. Nesta área, já está sendo chamada de pulso digital sem fio, pois permite transmitir grande quantidade de dados em distâncias curtas e com pouco consumo de energia.

3.2.2. Antenas UWB.

Não é surpresa que a principal característica que diferencia uma antena UWB de uma antena comum é a sua largura de banda. No entanto, existem dois outros critérios que devem ser avaliados para se identificar quando uma antena pode ser considerada de banda ultralarga. O primeiro critério a ser considerado é uma definição (feita pela DARPA) que requer que uma antena UWB deve ter uma largura de banda fracional maior que 0,25 (ver equação 3.2), com valores de f_i e f_f medidos no ponto de 3dB do espectro [6]. Uma alternativa a esta definição é, uma outra, mais recente (definida pela FCC - *Federal Communication Commission*), que possui largura de banda fracional maior que 0,20 (ver equação 3.2) [9]. Para se calcular a largura de banda fracional, pode-se utilizar a equação (3.2) e, os valores obtidos, devem estar dentro dos limites permitidos em [6] e [9].

$$bw = 2 \frac{f_f - f_i}{f_f + f_i} \geq \begin{cases} 0,25 & DARPA, \\ 0,20 & FCC, \end{cases} \quad (3.2)$$

onde

f_f é o limite superior (ou frequência final) da banda de operação da antena

f_i é o limite inferior (ou frequência inicial) da banda de operação da antena.

O segundo critério que deve ser analisado é alternativo ao que foi fornecido pela FCC, e relata que uma antena UWB deve possuir largura de

banda superior a 500 MHz. Também, de acordo com a FCC, os pontos superiores e inferiores da faixa de operação são definidos pelo ponto onde a potência radiada é inferior a -10 dB do nível de pico.

Estas definições apresentadas pela FCC, não devem ser consideradas como únicas para se definir uma antena de banda ultralarga, até porque a potência radiada também depende da resposta espectral da potência transmitida [10].

Para este trabalho será utilizado à propagação de pulsos UWB apenas para o caso 2-D. Para os ambientes 3-D, será considerada uma antena de banda larga.

3.3. DESCRIÇÃO DO AMBIENTE SIMULADO

Para aplicar a tecnologia de antenas que utilizam ondas UWB, foram realizadas simulações em dois diferentes ambientes bidimensionais; no primeiro, a simulação foi realizada em um *layout* de uma residência, semelhante à utilizada por Kondylis [12], pois representa um ambiente *indoor* típico, já no segundo, foi considerado um *layout* de um laboratório de pesquisa.

As simulações também foram realizadas para um ambiente tridimensional, sendo que neste caso, foi utilizada uma residência semelhante à utilizada no ambiente 2-D, incluindo a propagação em z . Para este ambiente, foram utilizadas antenas de banda larga.

3.3.1. Descrição dos Ambientes em 2-D.

Na Figura 3.4 pode ser visualizada a residência bidimensional utilizada, como primeiro ambiente de simulação, para este trabalho. O ambiente é constituído por dois quartos (chamados de quarto 1 e quarto 2), uma sala, uma cozinha, um banheiro, três armários (sendo um em cada quarto e outro no banheiro), além de uma área de circulação interligando os cômodos.

Para efeito de análise e síntese do problema, considerou-se uma malha uniforme, contendo 790 células na direção x e 754 na direção y . As

paredes possuem espessuras de 25,5 cm para paredes externas e 15 cm para paredes internas, tal como em [12]. A frequência central utilizada foi de $f_o = 1$ GHz

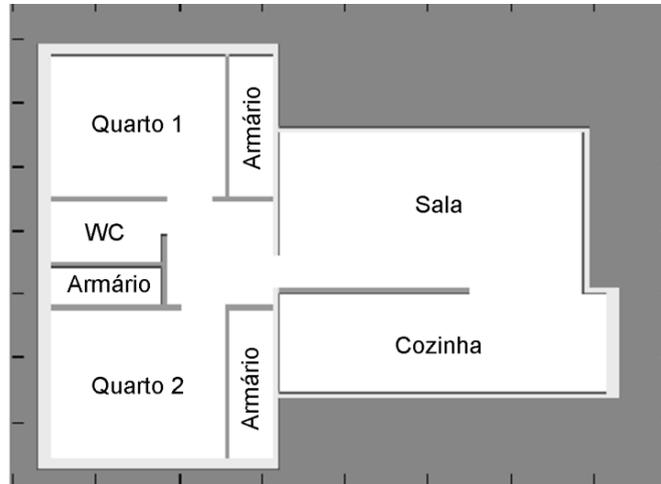


Figura 3.4. *Layout* da Residência em 2-D.

Na Figura 3.5, pode-se visualizar o segundo ambiente bidimensional utilizado neste trabalho. Este ambiente é constituído de quatro salas (laboratórios) interligadas por uma área de circulação (corredor), sendo que entre os laboratórios de comunicação celular e de *hardware* existe uma pequena abertura, denominada de janela 1 e, entre os laboratórios de *software* II e *software* I existe, também, uma pequena abertura, denominada de janela 2.

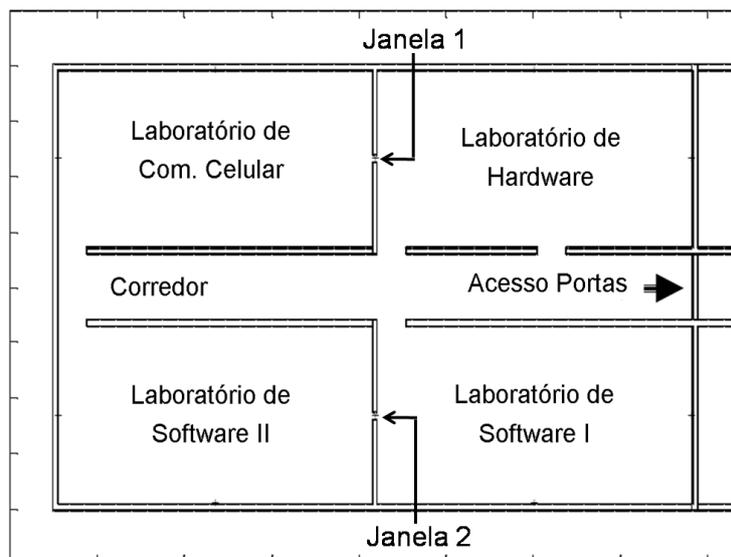


Figura 3.5. *Layout* do Laboratório em 2-D.

Para este ambiente, a malha considerada foi de 1000x1000 células, sendo que a espessura das paredes foi de 27 cm para paredes externas e 12 cm para paredes internas. A frequência central utilizada foi de $f_o = 2$ GHz.

Para as duas situações de *layout* as paredes externas possuem permissividade igual a $\epsilon_r = 5,0$; e as paredes internas possuem permissividade igual $\epsilon_r = 4,2$. Em todos os casos a condutividade das paredes equivale a $\sigma = 0,02$ S/m.

Os parâmetros que descrevem a UPML são definidos pelo número de camadas, igual a 10 células, a condutividade de atenuação máxima, $\sigma_{\max} = 15$ S/m e um polinômio de ordem 4 para descrever a variação da condutividade em função da penetração (distância) na UPML.

As simulações são realizadas usando o método FDTD bidimensional para meios isotrópicos não dispersivos. Para antenas de transmissão e recepção, somente a componente E_z (modo TM_z) do campo elétrico (polarização perpendicular relativa ao plano das Figuras 3.4 e 3.5) é considerada.

3.3.1.1. Descrição dos Parâmetros do Sinal da Simulação.

Para minimizar a dispersão numérica, a discretização do ambiente é feita usando-se células ($\Delta x = \Delta y = \Delta z$) de 1,5 cm de aresta, que é o valor de um décimo de comprimento de onda da frequência máxima (3 dB) igual a 1 GHz, como mostrado na Figura 3.6 [13].

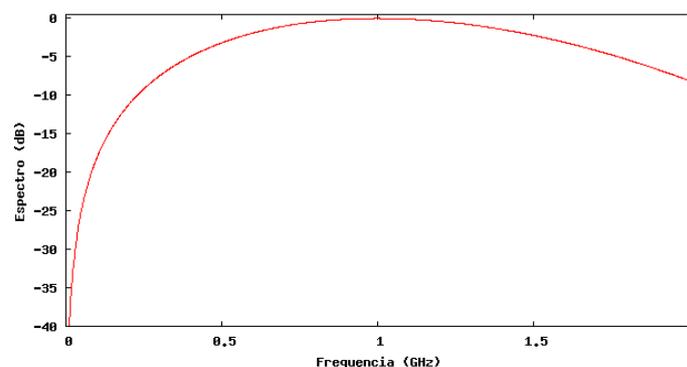


Figura 3.6. Espectro da Frequência do Monociclo Gaussiano.

Para assegurar estabilidade numérica do método, adota-se o valor de incremento temporal Δt calculado por (3.3), que equivale a 70% do limite de Courant [14].

$$\Delta t = 0,7 \frac{\Delta s}{c\sqrt{2}}, \quad (3.3)$$

no qual c é a velocidade da luz no espaço livre.

A forma de onda do pulso de banda larga que o radar utiliza para sondar o ambiente, neste trabalho, é o monociclo gaussiano [15], obtido a partir da função gaussiana, dado por (3.4):

$$g(t) = A_0 \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{\tau^2}\right], \quad (3.4)$$

onde A_0 é a amplitude máxima da gaussiana, t_0 é o tempo onde ocorre a amplitude máxima, e τ é a constante de decaimento no tempo. O monociclo gaussiano é a derivada da equação (3.4), dada pela equação (3.5)

$$p(t) = -A_p \sqrt{\frac{2e}{\tau^2}} (t-t_0) \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{\tau^2}\right], \quad (3.5)$$

na qual A_p é a amplitude do pico no monociclo e e é o número de Neper, que possui valor $e \approx 2,718281$.

O parâmetro t_0 é o instante que corresponde ao centro do pulso. Este parâmetro é escolhido de tal maneira a evitar *windowing* (efeito Gibbs) causado pela truncagem do pulso.

O monociclo é um sinal de banda ultra larga, com largura de banda e frequência central dependentes da duração do pulso. No domínio da frequência, seu espectro obtido a partir da transformada de Fourier é dado pela equação (3.6).

$$P(f) = A_p \tau^2 \sqrt{\frac{\pi e}{2}} \exp\left[1 - (2\pi f)^2\right] \exp(-j2\pi t_0 f). \quad (3.6)$$

Para a residência 2-D foram utilizados os seguintes valores para os parâmetros de entrada: $A_p = 1$ V/m, $\tau \approx 0,255$ ns e $t_0 = 1,8$ ns. Na Figura 3.7, o

pulso monociclo gaussiano pode ser observado, equação (3.5), considerando-se os valores fornecidos acima para os parâmetros.

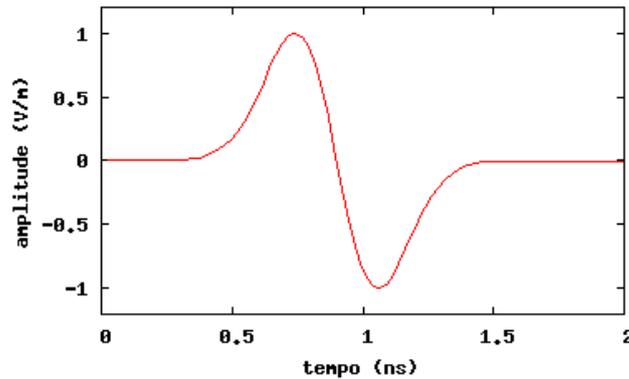


Figura 3.7. Pulso Monociclo Gaussiano.

3.3.1.2. Descrição do Alvo Utilizado.

Para o ambiente 2-D foi utilizado como intruso (alvo a ser localizado), a seção transversal de um cilindro (lembrando que a malha possui duas dimensões) com 25 cm de raio, na tentativa de representar um corpo humano. As características elétricas do alvo também tentam reproduzir as de um ser humano, para tanto, a permissividade elétrica relativa adotada foi $\epsilon_r = 50$ e a condutividade igual a $\sigma = 1,43$ S/m [16].

3.3.2. Descrição do Ambiente 3-D.

Na Figura 3.8, pode ser observado, em uma vista superior, o ambiente, em 3-D, utilizado para as simulações.

Para a análise e síntese deste problema, considerou-se uma malha de discretização uniforme, contendo 384 células na direção x , 352 células na direção y e 120 células na direção z . As paredes externas possuem espessura de 30 cm e permissividade igual a $\epsilon_r = 5,0$; já as paredes internas possuem espessura de 18 cm e permissividade igual a $\epsilon_r = 4,2$. A condutividade dentro das paredes equivale a $\sigma = 0,02$ S/m. No resto do ambiente, a permissividade

elétrica relativa é igual a unidade, exceto nas paredes absorventes e nos extremos do domínio computacional.

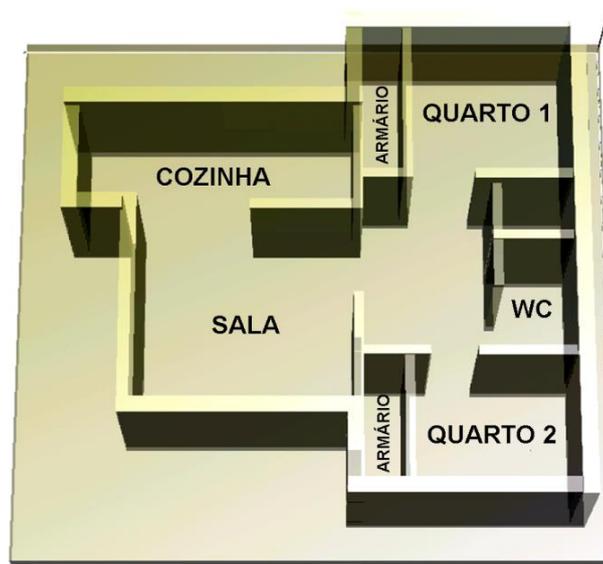


Figura 3.8. *Layout* da Residência em 3-D.

A célula cúbica utilizada é uniforme de 3 cm de aresta onde ($\Delta s = \Delta x = \Delta y = \Delta z$). Assim como descrito no ambiente 2-D, para o ambiente 3-D, também se adotou o valor de incremento temporal Δt calculado por (3.7), para o ambiente 3-D, que equivale a 70% do limite de Courant:

$$\Delta t = 0,7 \frac{\Delta s}{c\sqrt{3}}, \quad (3.7)$$

no qual c é a velocidade da luz no espaço livre.

As equações do pulso utilizado para realizar as simulações no ambiente 3-D, foram as mesmas utilizadas no ambiente 2-D e, com isso, podem ser visualizadas em (3.4) a (3.6).

Para o ambiente 3-D, a frequência de referência utilizada foi de $f_o = 500$ MHz, para a antena monopolo, de $f_o = 300$ MHz, para a antena dipolo, devido o ambiente simulado ser tridimensional, isso resulta que, para se utilizar uma frequência mais alta, ter-se-ia que haver uma maior discretização da malha o que acarretaria em um maior número de pontos e conseqüentemente um maior consumo de memória, levando a um maior tempo de processamento.

3.3.2.1. Descrição do Alvo Utilizado.

Para as simulações realizadas em ambientes 3-D, foi utilizado o intruso da Figura 3.9, na tentativa de simular um corpo humano, com aproximadamente 1,70 m de altura. Assim como no ambiente 2-D, as características elétricas do alvo também tentam reproduzir as de um ser humano. Para tanto, a permissividade elétrica relativa adotada foi $\epsilon_r = 50$ e a condutividade adotada foi de $\sigma = 1,43$ S/m [16].

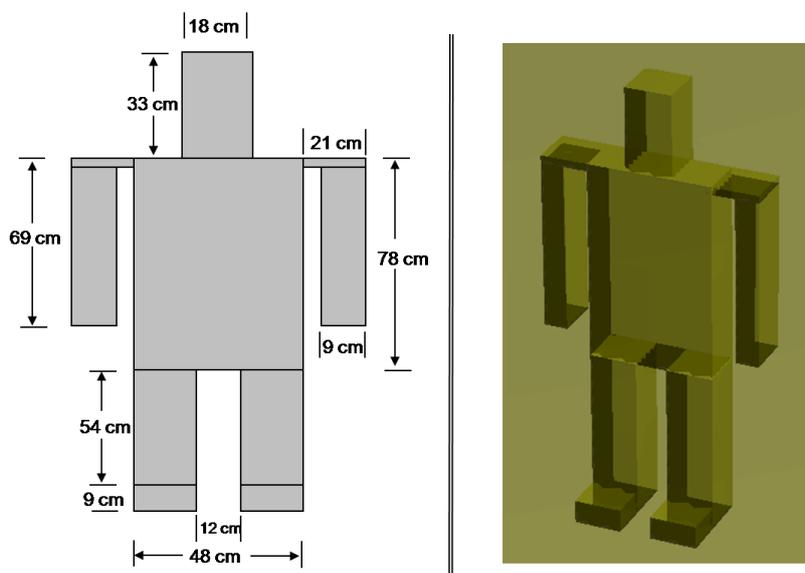


Figura 3.9. Modelo Utilizado como Intruso no Ambiente 3-D.

3.4. FORMULAÇÃO MATEMÁTICA UTILIZADA PARA LOCALIZAR O INTRUSO

Para realizar a localização do intruso tanto no ambiente bidimensional quanto no tridimensional, em relação à origem do sistema de coordenadas, foram utilizados dois métodos matemáticos: o método FDTD, para gerar os dados de campo eletromagnético e, o conceito de raio propagante, para obter os parâmetros das elipses (ambiente 2-D) e dos elipsóides (ambiente 3-D) de localização a partir dos dados de campo.

3.4.1. Descrição dos Parâmetros para Localização do Intruso no Ambiente 2-D.

Para se obter a estimativa de um alvo, usando radar multiestático, com um transmissor e três ou mais receptores, os seguintes passos são considerados: Inicialmente, um pulso de banda larga é transmitido na ausência do alvo, e os dados do campo elétrico E_z são obtidos, via FDTD, em cada receptor, os quais são então armazenados para serem usados posteriormente como referência. Depois, o pulso é transmitido com a presença do alvo dentro da residência. O estágio seguinte consiste em obter a diferença entre esses dados (pulso com e sem alvo) seguidos de uma normalização dos registros obtidos e da inclusão de ruído branco gaussiano (AWGN) para simular o ruído ambiente e de equipamentos. Após o processamento desses dados, os parâmetros das elipses (formadas por cada par transceptor-receptor) e do círculo (formado pelo transceptor) são obtidos e um sistema de equações não-lineares, formado pelas equações das elipses e pela equação do círculo, é resolvido para estimar a posição do alvo.

Finalmente, é feito o cálculo do erro da estimativa de localização. A estimativa é feita para cada posição dos receptores e do transmissor (o receptor Rx1 é sempre localizado no mesmo ponto do transmissor Tx). Este resultado é a solução final da estimativa da posição do alvo. No caso de um maior número de receptores, a estimativa da localização do alvo é feita para cada combinação de dois receptores remotos. Para estimativa final adota-se a média entre as soluções dentro de uma região definida pelo desvio padrão e pela média das diversas soluções preliminares.

No caso ideal, ilustrado pela Figura 3.10a, as duas elipses e o círculo se interceptam num mesmo ponto, sendo esta a solução da posição. Todavia, de uma forma geral, isso não ocorre com muita frequência, sendo que, no geral, o que é mais observado, é a situação ilustrada pela Figura 3.10b, a qual deve ser solucionada.

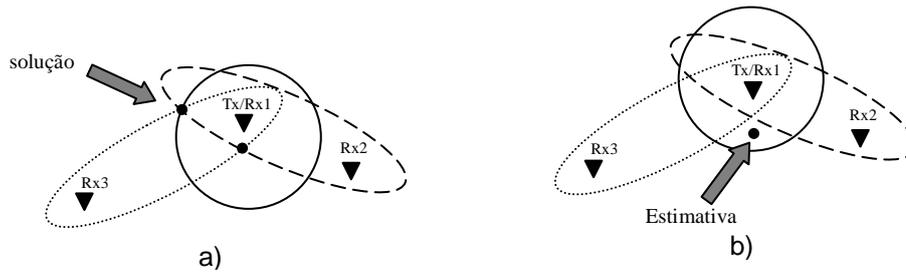


Figura 3.10. Esquema de um Radar Multiestático para Três Receptores: a) Solução Exata e b) Estimativa Baseada no Método do PSO.

Para se chegar ao sistema representado pela Figura 3.10, inicialmente necessita-se dos parâmetros de uma elipse que são apresentados na Figura 3.11, para o caso 2-D, onde o ponto $C(x_{Cn}, y_{Cn})$ caracteriza o centro da elipse e x_{Cn} e y_{Cn} são as coordenadas do centro da mesma; a é o semi-eixo maior; b é o semi-eixo menor; α é o ângulo formado pelo eixo maior e o eixo x . O ponto T indica a posição do transceptor; R representa o receptor e P uma posição qualquer do alvo, no plano x - y .

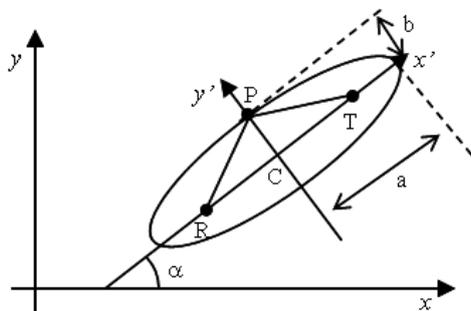


Figura 3.11. Elipse e seus parâmetros no plano- xy .

Sendo a equação da elipse dada por (3.8):

$$F_n(x, y) = A_n^2(x, y) + B_n^2(x, y) - C_n^2 = 0 \quad (3.8)$$

onde os termos A_n e B_n são expressos pelas equações (3.9) e (3.10), respectivamente.

$$A_n(x, y) = a_n \left[(y - y_{C_n}) \cos \alpha_n - (x - x_{C_n}) \text{sen} \alpha_n \right], \quad (3.9)$$

e

$$B_n(x, y) = b_n \left[(x - x_{C_n}) \cos \alpha_n + (y - y_{C_n}) \text{sen} \alpha_n \right], \quad (3.10)$$

e C_n é obtido por (3.11),

$$C_n = a_n b_n. \quad (3.11)$$

Aqui, n é o índice de identificação do receptor. Os parâmetros x_{C_n} , y_{C_n} , a_n , b_n e α_n são calculados por (3.12), (3.13), (3.14), (3.15) e (3.16), respectivamente.

$$x_{C_n} = \frac{1}{2}(x_T + x_{R_n}), \quad (3.12)$$

$$y_{C_n} = \frac{1}{2}(y_T + y_{R_n}), \quad (3.13)$$

$$a_n = \frac{1}{2}d_{TPR_n}, \quad (3.14)$$

$$b_n = \frac{1}{2}\sqrt{d_{TPR_n}^2 - d_{TR_n}^2}, \quad (3.15)$$

$$\alpha_n = \arctg\left(\frac{y_T - y_{R_n}}{x_T - x_{R_n}}\right), \quad (3.16)$$

onde x_T e y_T são as coordenadas do transmissor T, x_R e y_R são as coordenadas do receptor R e d_{TR_n} é a distância do transmissor ao receptor, que é calculada pela equação (3.17).

$$d_{TR_n} = \sqrt{(x_T - x_{R_n})^2 + (y_T - y_{R_n})^2}. \quad (3.17)$$

Finalmente, d_{TPR} é dado pela soma dos comprimentos dos segmentos \overline{TP} e \overline{TR} estimando o tempo de propagação, ou seja, o tempo que a onda UWB leva para sair do transmissor, refletir no alvo e chegar ao receptor considerado.

Como o transmissor e o receptor estão no mesmo ponto (Transceptor: Tx/Rx1), como observado na Figura 3.10, a distância calculada

em (3.17) é nula e a equação da elipse se reduz a equação de uma circunferência, dado em (3.18),

$$F_1(x, y) = (x - x_{c1})^2 + (y - y_{c1})^2 - a_1^2 = 0. \quad (3.18)$$

O método FDTD introduz dispersão numérica para a propagação de ondas. Isso significa que a velocidade de propagação é uma função da frequência e da direção de propagação [14]. Devido a esta característica numérica, não é apropriado admitir que no método FDTD, a velocidade da luz no espaço livre é c . Dessa forma, a velocidade efetiva foi determinada experimentalmente e então utilizada para calcular os parâmetros das elipses [13].

3.4.1.1. Método de Otimização Enxame de Partícula

O método enxame de partículas (PSO – *Particle Swarm Optimization*) é um algoritmo relativamente recente de otimização heurística baseado no comportamento gregário do movimento de animais em bando (peixes, pássaros, insetos) em que o comportamento de cada indivíduo é um simultâneo influenciado por fatores próprios e por fatores que resultam do comportamento dos restantes (grupo).

Proposto por Russel Eberhart e James Kennedy [17], em 1995, este método consiste na otimização de uma função objetivo através da troca de informações entre elementos (partículas) do grupo, resultando em um algoritmo de otimização não determinístico eficiente, robusto e de simples implementação computacional.

O movimento de cada partícula em cada iteração corresponde à soma de três vetores distintos: o primeiro vetor, é relativo à inércia da partícula e que traduz o modo com que a partícula vem se movendo; o segundo vetor é relativo à atração da partícula ao melhor ponto que ela já encontrou (memória); e o terceiro vetor é relativo à atração da partícula ao melhor ponto que todo grupo já encontrou (cooperação). Na Figura 3.12 é apresentada a composição

dos vários termos resultando no movimento de uma partícula i no espaço das soluções.

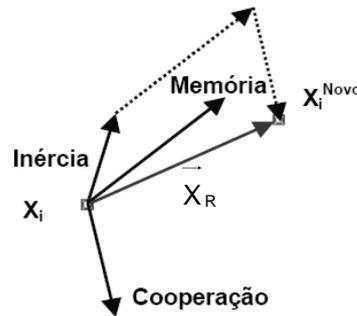


Figura 3.12. Composição do Movimento de uma Partícula i , onde \vec{X}_R é o Vetor Resultante.

Cada posição de uma partícula corresponde a uma alternativa de solução para um dado problema de otimização. Dada uma população de n partículas, cada partícula i tem a seguinte composição:

- Um vetor de posição \vec{X}_i ;
- Um vetor de velocidade \vec{V}_i ;
- Um vetor de memória \vec{b}_i da melhor posição encontrada durante a sua vida;
- Um valor da função objetivo F_i relativo à posição atual \vec{X}_i ;
- Um valor de função objetivo f_{b_i} relativo à melhor posição \vec{b}_i encontrada pela partícula;

Num dado instante de tempo t (correspondente a uma dada iteração), uma partícula i muda a sua posição de \vec{X}_i para \vec{X}_i^{novo} de acordo com a equação (3.19):

$$\vec{X}_i^{novo} = \vec{X}_i + \vec{V}_i^{novo}, \quad (3.19)$$

onde \vec{V}_i^{novo} é a nova velocidade da partícula i , ou seja, o vetor representando a mudança de posição da partícula i é dado por (3.20):

$$\vec{V}_i^{novo} = \vec{V}_i + U_A \cdot W m_i (\vec{b}_i - \vec{X}_i) + U_B \cdot W c_i (\vec{b}_G - \vec{X}_i), \quad (3.20)$$

na qual:

- Wm_i é uma matriz diagonal de pesos do termo de memória da partícula i em que o elemento Wm_{kk}^i é o peso para a dimensão k do termo de memória;
- Wc_i é uma matriz diagonal de pesos do termo de cooperação da partícula i em que o elemento Wc_{kk}^i é o peso para a dimensão k do termo de cooperação;
- \vec{b}_i melhor posição encontrada na história da vida da partícula i ;
- \vec{b}_G melhor posição encontrada pelo enxame até o momento;
- U_A e U_B : são amostras independentes de uma variável aleatória [$rand()$] com distribuição uniforme no intervalo $[0,1]$;

Os pesos, neste modelo, são definidos inicial e externamente, ou seja, através do método das tentativas, ocorre o ajuste desses valores. Suscita-se, de imediato, um problema de definição destes pesos para que a convergência seja conseguida. As velocidades \vec{v}_i iniciais, que são sorteadas com cada componente num intervalo $[-V_k^{MAX}, V_k^{MAX}]$, para evitar a atribuição de valores excessivos que poderiam causar divergência.

As experiências com o PSO simples rapidamente mostraram que, se o método parecia ter propriedades interessantes em convergir para a zona do ótimo, apresentava imensas dificuldades em afinar essa convergência, fundamentalmente porque a velocidade das partículas continuava excessiva quando se pretendia que ela se suavizasse para que pudessem ir se aproximando cada vez mais, com maior precisão do ponto ótimo [18].

Rapidamente se compreendeu que seria útil conceber um mecanismo que fosse gradualmente reduzindo a velocidade das partículas, na medida em que estas se aproximassem da solução final. Três mecanismos essenciais foram experimentados:

- 1) A utilização de uma função decrescente no tempo (ou seja, com o avanço das iterações) afetando o termo de inércia;
- 2) O uso de coeficientes redutores do movimento, designados *coeficientes de constricção*.
- 3) Simplesmente limitar cada componente de velocidade ao intervalo $[-V^{MAX}, V^{MAX}]$.

Todas as alternativas se mostraram eficientes, sendo que neste trabalho, o terceiro mecanismo foi aplicado.

3.4.1.1.1. Localizando o Alvo Utilizando o Método PSO.

Após as simulações utilizando o método FDTD, necessita-se determinar a localização do alvo. Para tanto, precisa-se determinar os parâmetros que serão utilizados para formar um sistema não linear a ser resolvido. Para um melhor entendimento, será considerado inicialmente, um caso, onde se utiliza de um transceptor (transmissor e receptor) com mais dois receptores, Figura 3.10. Vale ressaltar que a idéia aqui desenvolvida, poderá ser aplicada para um número maior de receptores.

Assim, o objetivo do enxame de partículas é localizar um ponto que esteja a uma distância mínima das três curvas simultaneamente, como ilustrado pela Fig. 3.10b. Seguindo esta idéia, a função objetivo utilizada aqui, para o localizador PSO, é dada pela equação (3.21):

$$F_i = d_i C_{\min} + d_i E_{\min}^1 + d_i E_{\min}^2, \quad (3.21)$$

na qual

- F_i é a avaliação da posição \vec{x}_i ;
- $d_i C_{\min}$ é a distância mínima de \vec{x}_i para o círculo;
- $d_i E_{\min}^1$ é a distância mínima de \vec{x}_i para o primeira elipse;
- $d_i E_{\min}^2$ é a distância mínima de \vec{x}_i para o segunda elipse;

Dessa forma, o PSO age como um minimizador da função objetivo (3.21). É importante observar que a situação mostrada pela Figura 3.10a também é contemplada pelo algoritmo PSO automaticamente.

Para o presente trabalho, os seguintes pesos foram utilizados para todas as partículas, sendo que a obtenção desses valores foi realizada de forma empírica.

- $W_m = 0,0001$,
- $W_c = 0,0001$,

➤ $V^{MAX} = 0,01$.

O ruído AWGN, adicionado à diferença normalizada entre os registros dos receptores obtidos na presença e ausência do alvo, é calculado a partir de duas amostras independentes da variável aleatória $U_L = rand()$. Uma amostra $\mathbf{R}(n)$ do ruído AWGN é fornecida pela equação (3.22):

$$\mathbf{R}(n) = \sigma_a \sqrt{2 \ln [1/(1 - U_A)]} \cos [2\pi U_B], \quad (3.22)$$

na qual $\sigma_a = 0,02$, $n = 1, 2, 3, \dots, nt$, e U_A e U_B são valores independentes da função $rand()$ para as presentes simulações.

Na Figura 3.13 pode ser visualizada a convergência do método PSO para um radar multiestático formado por um transceptor e três receptores, como apresentado na Figura 3.10. Percebe-se pela figura que as partículas distantes se movem para a correta posição do intruso. O mesmo comportamento foi observado em outras situações de localização [4].

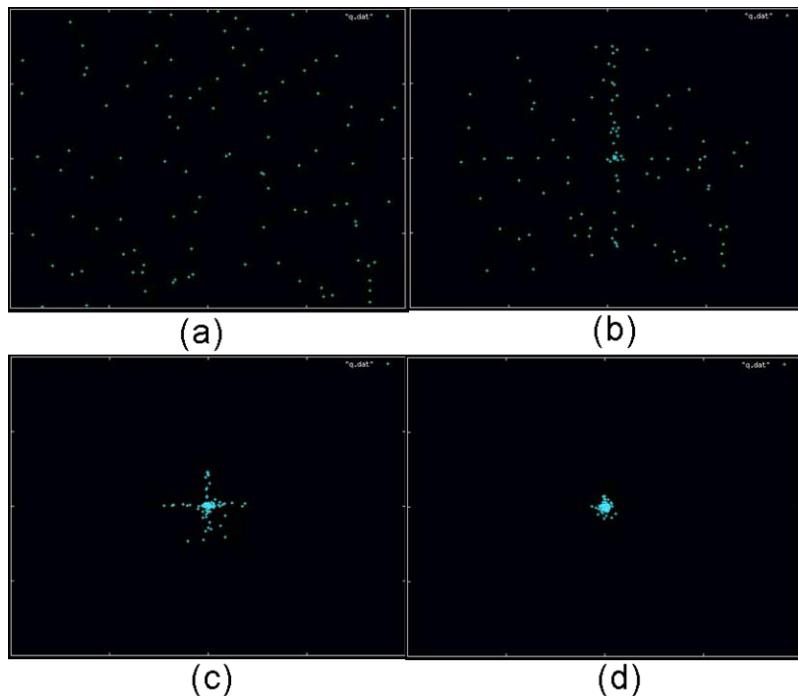


Figura 3.13. Convergência das Partículas PSO para a Localização do Intruso: (a) Partículas Distribuídas Aleatoriamente; (b) Posição das Partículas após 100 Iterações; (c) Posição das Partículas após 500 Iterações e em (d) Posição das Partículas após 700 Iterações;

3.4.1.2. Método de Newton com Eliminação de Gauss.

O método de Newton é um dos mais poderosos métodos numéricos conhecidos para resolver o problema de se encontrar as raízes de uma função, pois combina duas idéias básicas comuns nas aproximações numéricas: linearização e iteração.

Há muitas maneiras de se apresentar este método. Caso se opte apenas por um algoritmo, pode-se considerar a técnica graficamente, como frequentemente é feito no cálculo. Outra possibilidade baseia-se no polinômio de Taylor. Um terceiro meio de se introduzir este método, e que foi utilizada neste trabalho, baseia-se em derivar o método de Newton como uma técnica para obter uma convergência mais rápida que aquela oferecida por outros tipos de iterações funcionais [19].

Para resolver problemas um pouco mais complicados, como por exemplo, um conjunto de equações não-lineares acopladas entre si, o método de Newton pode ser utilizado da mesma forma quando utilizado para equações simples. Desta forma, irá se linearizar e solucionar, repetindo os passos quantas vezes for necessário.

Para um sistema com três equações envolvendo três variáveis, sem perda de generalidade, pode-se escrever em (3.23):

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2, x_3) &= 0, \\ f_2(x_1, x_2, x_3) &= 0, \\ f_3(x_1, x_2, x_3) &= 0. \end{aligned} \tag{3.23}$$

Supondo que (x_1, x_2, x_3) é uma solução aproximada de (3.23), e que h_1, h_2, h_3 são as correções computacionais, sendo que $(x_1+h_1, x_2+h_2, x_3+h_3)$ será a melhor solução aproximada. Usando somente termos lineares na expansão de Taylor em três variáveis, tem-se em (3.24):

$$\begin{aligned} 0 &= f_1(x_1 + h_1, x_2 + h_2, x_3 + h_3) \approx f_1(x_1, x_2, x_3) + h_1 \frac{\partial f_1}{\partial x_1} + h_2 \frac{\partial f_1}{\partial x_2} + h_3 \frac{\partial f_1}{\partial x_3} \\ 0 &= f_2(x_1 + h_1, x_2 + h_2, x_3 + h_3) \approx f_2(x_1, x_2, x_3) + h_1 \frac{\partial f_2}{\partial x_1} + h_2 \frac{\partial f_2}{\partial x_2} + h_3 \frac{\partial f_2}{\partial x_3} \\ 0 &= f_3(x_1 + h_1, x_2 + h_2, x_3 + h_3) \approx f_3(x_1, x_2, x_3) + h_1 \frac{\partial f_3}{\partial x_1} + h_2 \frac{\partial f_3}{\partial x_2} + h_3 \frac{\partial f_3}{\partial x_3} \end{aligned} \tag{3.24}$$

A equação (3.24) constitui um sistema de equações lineares para determinar h_1 , h_2 e h_3 . A matriz coeficiente é a matriz Jacobiana de f_1 , f_2 e f_3 , a qual é dada em (3.25):

$$J(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

Para solucionar (3.25), $J(x)$ será não-singular. A solução para esta equação é apresentada em (3.26):

$$J(x) \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, x_3) \\ f_2(x_1, x_2, x_3) \\ f_3(x_1, x_2, x_3) \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Logo, o método de Newton para três equações não-lineares e três variáveis é dado em (3.27):

$$\begin{bmatrix} x_1^{(k+1)} \\ x_2^{(k+1)} \\ x_3^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^k \\ x_2^k \\ x_3^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^k \\ h_2^k \\ h_3^k \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

onde o sistema linear Jacobiano dado em (3.28):

$$J(x) \begin{bmatrix} h_1^k \\ h_2^k \\ h_3^k \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} f_1(x_1^k, x_2^k, x_3^k) \\ f_2(x_1^k, x_2^k, x_3^k) \\ f_3(x_1^k, x_2^k, x_3^k) \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

é solucionado utilizando eliminação de Gauss. O processo iterativo, então, se repete em (3.27), até que o erro cometido esteja abaixo de um valor pré-estabelecido.

3.4.1.3. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss

O método dos mínimos quadrados é uma técnica de otimização matemática que procura o melhor ajuste para um conjunto de dados tentando minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre a curva ajustada e os dados, sendo essas diferenças chamadas de resíduos. O método foi descrito pela primeira vez em 1795, pelo matemático alemão Johann Carl Friedrich Gauss (1777-1855) quando possuía apenas dezoito anos. Mais tarde, Adrien-Marie Legendre, introduziu contribuições ao método em seu *Nouvelles Méthode pour La Détermination des Orbites des Comètes*.

A técnica dos mínimos quadrados é comumente usada no ajuste de curvas. Muitos outros problemas de otimização podem também ser expressos na forma dos mínimos quadrados, por minimização (energia) ou maximização (entropia) [21].

A idéia dos mínimos quadrados é reduzir ao mínimo a soma dos resíduos quadráticos, ou seja, deseja-se minimizar a função (3.29),

$$S = \sum_i \left(B_i - \sum_j A_{ij} C_j \right)^2. \quad (3.29)$$

A partir daí, impõe-se que a derivada parcial em relação a cada parâmetro C_l seja nula, pois estar-se procurando o mínimo da função S , dada em (3.30):

$$\frac{\partial S}{\partial C_l} = \frac{\partial}{\partial C_l} \left[\sum_i \left(B_i - \sum_j A_{ij} C_j \right)^2 \right] = 0, \quad (3.30)$$

onde l é da mesma faixa de j , ou seja, é função de número de variáveis. Arrumando a equação (3.30), tem-se a equação (3.31):

$$\sum_i \frac{\partial}{\partial C_l} \left(B_i - \sum_j A_{ij} C_j \right)^2 = 0. \quad (3.31)$$

Resolvendo a derivada de (3.31), tem-se a equação (3.32):

$$\frac{\partial S}{\partial C_l} = \sum_i 2 \left(B_i - \sum_j A_{ij} C_j \right) \cdot (-A_{il}) = 0. \quad (3.32)$$

Resolvendo a equação (3.32) e simplificando os termos, resulta na equação (3.33),

$$\sum_i \left(A_{il} B_i - A_{il} \sum_j A_{ij} C_j \right) = 0. \quad (3.33)$$

de onde se pode concluir (3.34):

$$\sum_i A_{il} \sum_j A_{ij} C_j = \sum_i A_{il} B_i, \quad (3.34)$$

onde a equação (3.34) é a l -ésima equação do sistema. Também se pode concluir (3.35),

$$\overline{A.C} = \overline{B}. \quad (3.35)$$

..

A equação (3.34) também pode ser escrita como (3.36):

$$\sum_j \left(\underbrace{\sum_i A_{il} A_{ij}}_T \right) C_j = \sum_i A_{il} B_i. \quad (3.36)$$

onde T é o j -ésimo coeficiente da l -ésima equação (linha).

3.4.2. Descrição dos Parâmetros para Localização do Intruso no Ambiente 3-D.

Considere o vetor \overline{AB} , orientado do ponto A (x_A, y_A, z_A) ao ponto B (x_B, y_B, z_B), o qual não parte da origem O do sistema cartesiano, ou seja, está em uma direção qualquer no espaço, conforme observado na Figura 3.14. Nesta figura, o ponto A define a posição do transceptor e o ponto B a posição de um receptor qualquer.

O vetor $\overline{AB} = \vec{x}'$ pode ser definido por (3.37):

$$\vec{x}' = (x_B - x_A, y_B - y_A, z_B - z_A) = (x_x, x_y, x_z), \quad (3.37)$$

na qual as projeções (x_x, x_y, x_z) podem ser obtidas por comparação e apresentadas em (3.38), ou seja:

$$\begin{cases} x_x = x_B - x_A, \\ x_y = y_B - y_A, \\ x_z = z_B - z_A. \end{cases} \quad (3.38)$$

Considere, também, um ponto P qualquer no espaço, que não passe pela linha que liga os pontos A e B. Os versores de \vec{P} (vetor posição) podem ser definidos em (3.39):

$$\hat{x}_p = \frac{x_p}{|\vec{P}|} \hat{i}; \quad \hat{y}_p = \frac{y_p}{|\vec{P}|} \hat{j}; \quad \hat{z}_p = \frac{z_p}{|\vec{P}|} \hat{k}, \quad (3.39)$$

onde o módulo $|\vec{P}|$ é dado pela equação (3.40) e $(\hat{i}, \hat{j}, \hat{k})$ são versores nas direções x, y, z , como pode ser observado na Figura 3.14

$$|\vec{P}| = \sqrt{x_p^2 + y_p^2 + z_p^2}, \quad (3.40)$$

na qual x_p, y_p e z_p são as coordenadas do ponto P.

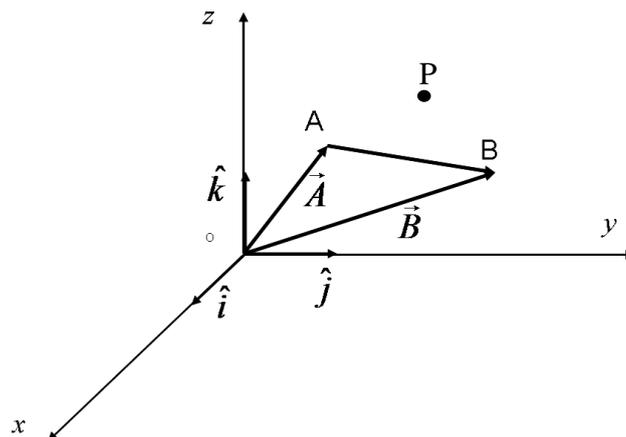


Figura 3.14.: Vetor $\vec{AB} = \vec{x}'$ formado pelas posições do Transceptor (A) e de um Receptor (B). Ponto P não interceptado pela reta que passa por A e B.

Um segundo sistema de coordenadas a ser usado tem seus eixos x', y' e z' nas seguintes direções:

a) direção \hat{i}' : É definida através de um vetor unitário paralelo a linha que passa pelos pontos A e B, os quais representam os focos de uma elipse no espaço 3D, e é obtida através do vetor \vec{x}' , (definido em (3.37)), em (3.41):

$$\hat{i}' = \frac{\vec{x}'}{|\vec{x}'|}. \quad (3.41)$$

b) direção \hat{j}' : É definida através de um versor paralelo a \vec{y}' , dado pelo produto vetorial entre \vec{x}' e o vetor posição definido pelo ponto P (\vec{OP}), apresentado em (3.42) e visualizado na Figura 3.15:

$$\vec{y}' = \vec{P} \times \vec{x}'$$

$$\vec{y}' = \begin{vmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ x_p & y_p & z_p \\ x_x & x_y & x_z \end{vmatrix}, \quad (3.42)$$

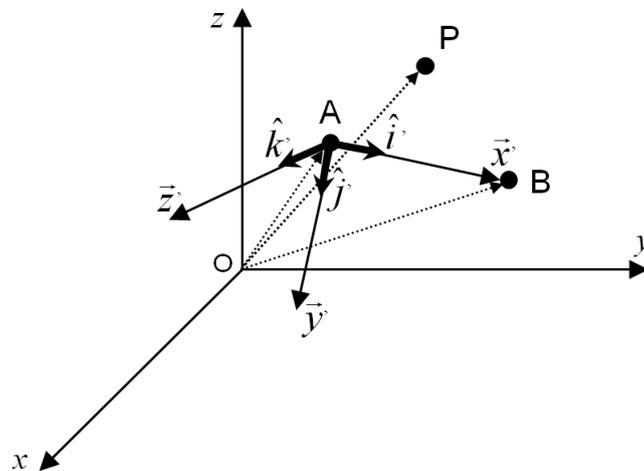


Figura 3.15.: Definição da direção \hat{j}' no eixo \vec{y}' através do produto vetorial ($\vec{P} \times \vec{x}'$).

resultando em um vetor normal a \vec{x}' , denominado de \vec{y}' , e apresentado em (3.43)

$$\vec{y}' = \underbrace{(y_p x_z - z_p x_y)}_{y_x} \hat{i} + \underbrace{(z_p x_x - x_p x_z)}_{y_y} \hat{j} + \underbrace{(x_p x_y - y_p x_x)}_{y_z} \hat{k}. \quad (3.43)$$

O versor unitário \hat{j}' é obtido utilizando (3.44)

$$\hat{j}' = \frac{\vec{y}'}{|\vec{y}'|}. \quad (3.44)$$

c) direção \hat{k}' : É obtida através das direções de \hat{i}' e \hat{j}' . Neste caso, pode-se aplicar novamente o produto vetorial, em (3.45), pois o resultado será normal a \vec{x}' e \vec{y}' , como em (3.46).

$$\vec{z}' = \vec{x}' \times \vec{y}'$$

$$\vec{z}' = \begin{vmatrix} \hat{i}' & \hat{j}' & \hat{k}' \\ x_x & x_y & x_z \\ y_x & y_y & y_z \end{vmatrix}, \quad (3.45)$$

$$\vec{z}' = \underbrace{(y_z x_y - x_z y_y)}_{z_x} \hat{i}' + \underbrace{(x_z y_x - y_z x_x)}_{z_y} \hat{j}' + \underbrace{(x_x y_y - x_y y_x)}_{z_z} \hat{k}'. \quad (3.46)$$

Finalmente, o versor \hat{k}' é obtido utilizando (3.47):

$$\hat{k}' = \frac{\vec{z}'}{|\vec{z}'|}. \quad (3.47)$$

A transformação de coordenadas em relação ao antigo sistema de coordenadas x, y e z , pode ser feita segundo (3.48):

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_x & l_y & l_z \\ m_x & m_y & m_z \\ n_x & n_y & n_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}, \quad (3.48)$$

onde $(l_x, m_x, n_x; l_y, m_y, n_y; l_z, m_z, n_z)$ são os cossenos diretores relativos às direções x, y e z , respectivamente. De (3.48), tem-se em (3.49) as equações de translação:

$$\begin{aligned} x' &= l_x x + l_y y + l_z z \\ y' &= m_x x + m_y y + m_z z \\ z' &= n_x x + n_y y + n_z z, \end{aligned} \quad (3.49)$$

na qual $(l_x, m_x, n_x; l_y, m_y, n_y; l_z, m_z, n_z)$ são dados por (3.50):

$$\begin{aligned} l_x &= \hat{i} \cdot \hat{i} & ; & \quad l_y = \hat{j} \cdot \hat{i} & ; & \quad l_z = \hat{k} \cdot \hat{i}, \\ m_x &= \hat{i} \cdot \hat{j} & ; & \quad m_y = \hat{j} \cdot \hat{j} & ; & \quad m_z = \hat{k} \cdot \hat{j}, \\ n_x &= \hat{i} \cdot \hat{k} & ; & \quad n_y = \hat{j} \cdot \hat{k} & ; & \quad n_z = \hat{k} \cdot \hat{k}. \end{aligned} \quad (3.50)$$

Realizada a transformação de coordenadas, necessita-se rotacionar a elipse, no espaço 3-D, para que sejam conhecidos todos os pontos em torno do seu eixo x' , já que o ponto P pode estar em qualquer posição do espaço. De uma forma geral, seja um vetor arbitrário (unitário) $\vec{L} = (l_x, l_y, l_z)$. A rotação de um ponto (x, y, z) em torno deste vetor, por um ângulo α , é representada pela equação (3.51),

$$\begin{bmatrix} x_R \\ y_R \\ z_R \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}, \quad (3.51)$$

onde (x_R, y_R, z_R) são os pontos rotacionados de x, y e z , e $[R]$ é a matriz rotação dada por (3.52):

$$[R] = \begin{bmatrix} l_x^2 + (1-l_x^2)c & l_x l_y (1-c) - l_z s & l_x l_z (1-c) + l_y s \\ l_x l_y (1-c) + l_z s & l_y^2 + (1-l_y^2)c & l_y l_z (1-c) - l_x s \\ l_x l_z (1-c) - l_y s & l_y l_z (1-c) + l_x s & l_z^2 + (1-l_z^2)c \end{bmatrix}, \quad (3.52)$$

onde

$$c = \cos \alpha \quad \text{e} \quad s = \sin \alpha.$$

Para realizar a rotação em torno do eixo x' , utiliza-se (3.53) em (3.52).

$$\begin{aligned} l_x &= \frac{(x_B - x_A)}{|x'|}, \\ l_y &= \frac{(y_B - y_A)}{|x'|}, \\ l_z &= \frac{(z_B - z_A)}{|x'|}. \end{aligned} \quad (3.53)$$

Nota-se que (3.53) satisfaz (3.54):

$$l_x^2 + l_y^2 + l_z^2 = 1 \quad (3.54)$$

Em síntese: gera-se inicialmente uma dada elipse no sistema de coordenadas de referência (x,y,z) aplicando-se (3.8)-(3.17), leva-se a mesma para o novo sistema de coordenadas (x',y',z') utilizando-se (3.37)-(3.50) e se rotaciona a elipse com (3.51)-(3.53), gerando assim o esferóide correspondente, Figura 3.16.

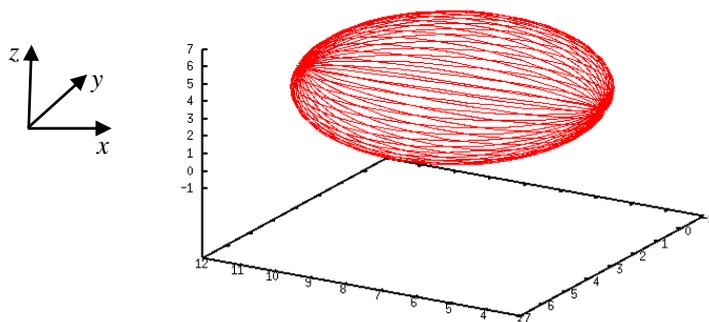


Figura 3.16. Definição do Esferóide no Sistema x', y' e z' .

Por fim, a estimativa da posição do intruso para um dado radar (dois receptores e um transceptor) é dada pela região do espaço mais próxima dos dois esferóides e da esfera obtidos, Figura 3.17. No caso de mais de três receptores, todas as combinações possíveis de um dado transceptor com os receptores envolvidos (três a três) são consideradas e várias estimativas da posição são feitas. Com esses dados, são calculados uma estimativa média e o desvio padrão das estimativas, o que define o que chamamos aqui de *esfera de estimativas* (centrada no ponto médio das estimativas e com raio igual ao desvio padrão obtido). Estatisticamente, a maior probabilidade é que o intruso esteja no ponto central da esfera e esta probabilidade diminui na medida em que nos afastamos deste centro.

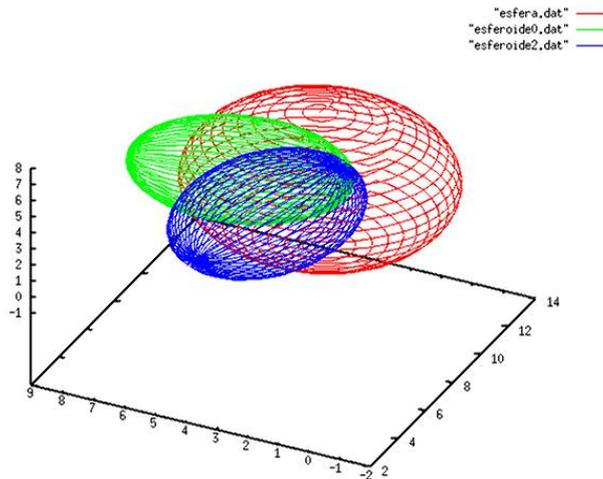


Figura 3.17. Diagrama para a Localização de um Radar Multiestático para Dois Receptores e um Transceptor em 3-D.

3.5. DESCRIÇÃO DAS ANTENAS UTILIZADAS

Para realizar a propagação do pulso UWB e do pulso de banda larga, nos ambientes de simulações considerados neste trabalho, foram utilizados três tipos de antenas: uma para o ambiente bidimensional e duas para o ambiente tridimensional.

3.5.1. Simulações em 2-D.

Foram utilizadas antenas omnidirecionais para os ambientes bidimensionais.

Esse padrão de radiação pode ser justificado pelo fato de ambientes com grande densidade de multipercursos minimizarem os efeitos de acoplamento entre o corpo humano e uma antena muito próxima [7]. Como os ambientes simulados são uma residência e um laboratório, ambientes densos em multipercursos, a utilização de uma antena omnidirecional parece razoável.

3.5.2. Simulações em 3-D.

Para as simulações nos ambientes tridimensionais foram utilizados dois tipos de antenas transceptoras. O primeiro tipo trata-se de uma antena dipolo de banda larga, Figura 3.18, com as dimensões $c = 12$ cm, $w = 6$ cm, $h = 6$ cm, $d = 3$ cm e $p = 3$ cm. O raio da haste é de 7,5 mm, sendo esta modelada por fio fino [22]. A frequência central utilizada no dipolo foi de aproximadamente 300 MHz.

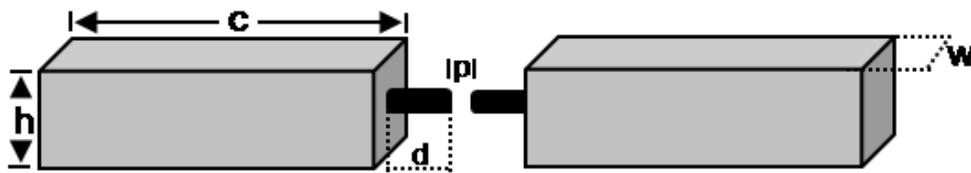


Figura 3.18. Antena Dipolo

A corrente foi obtida através da lei de Ampère e medida na linha de alimentação da antena. O resultado pode ser visualizado na Figura 3.19.

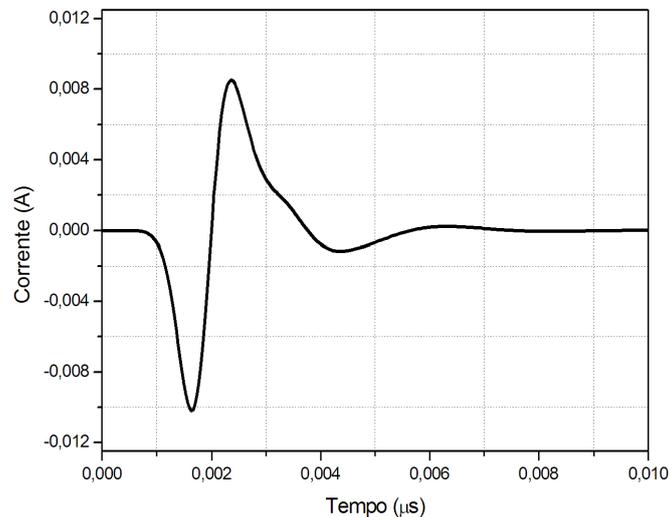


Figura 3.19. Corrente Obtida na Entrada da Antena Dipolo.

A segunda antena utilizada foi a antena monopolo a qual consiste de um condutor cubóide, Figura 3.20, com dimensões $h = 9$ cm, $w = c = 6$ cm, o plano de terra foi modelado de forma quadrangular medindo $p = 30$ cm. O raio

da haste é de 7,5 mm com $d = 3$ cm, sendo modelada, também, por fio fino [22]. A distância do plano de terra para a haste é de 3 cm. A frequência central utilizada no monopolo foi de aproximadamente de 500 MHz quando ligada a uma impedância de alimentação de 50Ω .

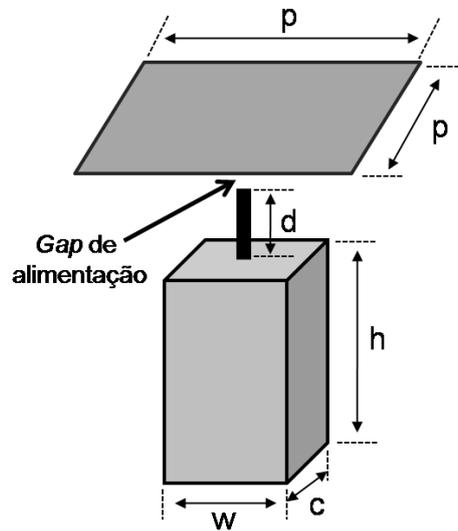


Figura 3.20. Antena Monopolo com Alimentação de Impedância de 50Ω .

A corrente medida na linha de alimentação da antena, também foi obtida através da lei de Ampère e pode ser visualizada na Figura 3.21.

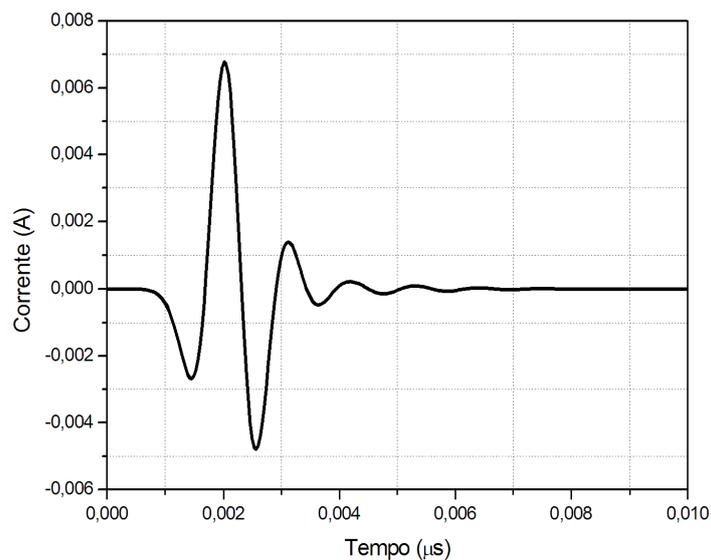


Figura 3.21. Corrente Obtida na Entrada da Antena Monopolo.

Em seguida foram obtidas as transformadas de Fourier da voltagem (\tilde{V}) e da corrente (\tilde{I}), na entrada da antena, a partir das quais foi calculada a impedância de entrada da antena (3.55), utilizada para calcular o coeficiente de reflexão (3.56), onde foi admitida, como citada anteriormente, uma impedância de alimentação de 50Ω , sendo calculada em seguida a perda de retorno RL (3.57), que pode ser visualizada na Figura 3.22.

$$Z(\omega) = \frac{\tilde{V}(\omega)}{\tilde{I}(\omega)}, \quad (3.55)$$

$$\Gamma(\omega) = \frac{\tilde{Z}(\omega) - Z_0}{\tilde{Z}(\omega) + Z_0}, \quad (3.56)$$

$$RL = -20 \log_{10} (|\Gamma(\omega)|). \quad (3.57)$$

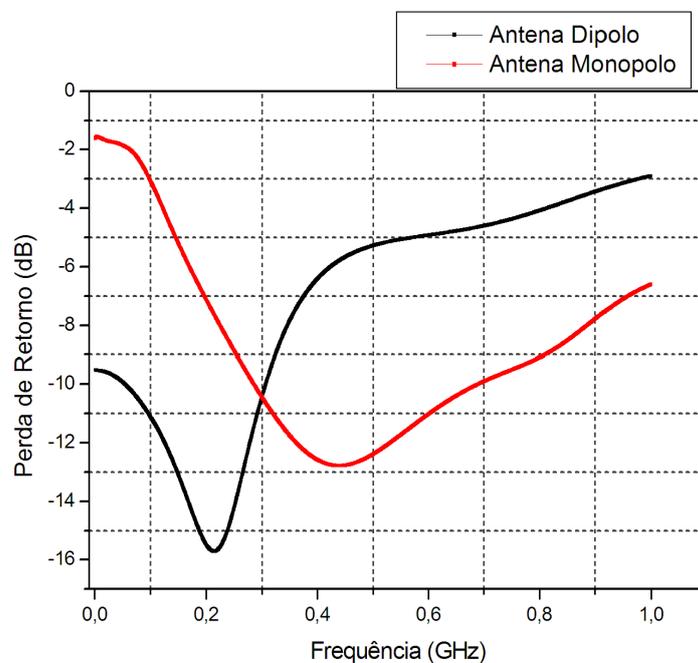


Figura 3.22. Comparação da Perda de Retorno entre as Antenas Dipolo e Monopolo.

Apesar de a antena dipolo apresentar uma faixa de frequências relativamente estreita como pode ser observado na Figura 3.22, ela pode ser utilizada devido à localização do intruso ser realizada por um sistema cooperativo, logo, a localização se fará pela antena que estiver mais próxima do intruso.

Pode-se, também, observar que a linha em vermelho apresenta as frequências para o monopolo, podendo fornecer melhores resultados quando os sinais recebidos são filtrados após a propagação através de ambientes complexos.

3.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, apresentaram-se metodologias simples, porém eficazes para realizar a estimativa da localização do intruso em ambientes bidimensionais e tridimensionais: enxame de partículas, método de Newton com eliminação de Gauss, método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss e técnicas vetoriais. Para todos os casos analisados, um sistema de radar multiestático operando com pulsos UWB, para o caso 2-D, e de banda larga, para o caso 3-D, foi considerado.

Para o caso simulado em 2-D foram utilizados pulsos UWB em dois diferentes ambientes, uma residência e um laboratório, onde a estimativa de localização do intruso foi realizada se utilizando de três técnicas: a enxame de partículas, o método de Newton e o método dos mínimos quadrados, ambos com eliminação de Gauss.

Para o caso simulado em 3-D um sistema cooperativo de radar foi considerado, sendo realizadas simulações utilizando tanto antenas monopolos quanto dipolos, ambas de banda larga. A estimativa da localização foi desenvolvida tendo como base o uso de vetores no espaço tridimensional e o processo de interseção entre a esfera formada pela antena transceptora e os elipsóides formados pelo par transceptor-receptor. Para decidir qual antena do sistema cooperado será utilizada para realizar a localização, é considerado o raio da menor esfera de estimativas (menor desvio padrão) formada por cada antena, juntamente com os receptores espalhados pelo ambiente.

Os resultados demonstram que a metodologia utilizada é eficiente, pois consegue em alguns casos não só estimar a localização do intruso (alvo) no cômodo correto, mas também a precisa área em que supostamente pode-se encontrar o intruso, ou seja, o intruso acaba dentro da própria esfera de localização. Para determinar essa possível localização basta haver qualquer movimento (por mínimo que seja) por parte do intruso, que o pulso coletado será diferente, e o sistema, identificando essas diferenças de sinais, detecte a presença e determine a posição do intruso no ambiente.

Percebe-se também que o sistema se mostrou satisfatório para residências de dois pavimentos, onde para isso, é necessária a distribuição de receptores em ambos os andares. Em todos os casos testados, o sistema localizou corretamente o cômodo onde estava posicionado o intruso, com boa precisão.

RREFERÊNCIAS

- [1] WILSON, G. “Os grandes homens da ciência: suas vidas e descobertas”. São Paulo: Nacional, 1940
- [2] *Encyclopedia Britannica*, 1984, Vol. 11, p. 718.
- [3] TOOMAY, J. C., and HANNEN, Paul J., *Radar Principles for the Non-specialist*, Third Edition. Scitech Publishing, 2004.
- [4] LAZINICA, Aleksandar, *Particle Swarm Optimization*, InTech Education and Publishing Publication, January 2009.
- [5] WITHINGTON, P., FLUHER and NAG, S., Enhancing Homeland Security with Advanced UWB Sensors, *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 4, n° 3, September 2003.
- [6] FOSTER, Charles, et al., “Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology”, *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, November 1990, pp. 45-49.
- [7] WELCH, T. B., MULSSELMAN, R. L., EMESSIENE, B. A., GIFT, P. D. *et al*, The effects of the human body on UWB signal propagation in an *indoor* environment, *IEEE Journal on Selected Areas in Commun*, vol.20, N° 9, December, 2002.
- [8] ARAÚJO, J. S., et al. Desenvolvimento de Ambiente Educacional para Simulação de Radar Multiestático UWB para Localização de Intruso em Ambiente Indoor. *IEEE Latin America Transactions*, Volume: 7, Issue: 2, pp. 230-237, June 2009
- [9] U.S. 47 C.F.R. Part 15 Subpart F § 15.503d Ultra-Wideband Operation (October 1, 2003 edition), pp.767.
- [10] SCHANTZ, Hans, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*, Artech House, 2005.
- [11] RUMSEY, V. H., Frequency Independent Antenna, *IRE National Convention Record*, pt.1, pp. 114-118, 1957.
- [12] KONDYLLIS, G. D., On *indoor* wireless channel characterization and design of interference aware medium access control protocols for packet network, *University of California*, Los Angeles, PhD. Thesis, 2000.
- [13] MULLER, F. C. B. F., Simulação por Técnica FDTD de Radar Multiestático com Pulsos de Banda Ultra Larga para Ambientes *Indoor*,

Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, PPGEE, Outubro 2005.

- [14] TAFLOVE, A. and BRODWIN, M.E., "Computation of the electromagnetic fields and induced temperatures within a model of the microwave-irradiated human eye," *IEEE Transaction on Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 888-896, 1975.
- [15] GHAVAMI, M., MICHAEL, L., KOHNO, R., "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering", *Science*, 2004.
- [16] GANDHI, O. P., LAZZI, G., FURSE, C. M., "Electromagnetic Absorption in the Human Head and Neck for Mobile Telephones at 835 and 1900 MHz", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 44, n° 10, pp. 1884-1897, October, 1996.
- [17] KENNEDY, J., and EBERHART, R. C., "Particle swarm optimization", *Proc. Of IEEE International Conference on Neural Networks (ICNN)*, Vol. IV, pp.1942-1948, Perth, Australia, 1995.
- [18] MIRANDA, Vladimiro, "Computação Evolucionária Fenotípica", *Universidade do Porto*, Porto, Março, 2005.
- [19] BURDEN, R. L e FAIRES, J.D, *Análise Numérica*, São Paulo: Pioneira Thomson Learnin, 2003.
- [20] UMASHANKAR, K. R., "Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in an arbitrary shaped cavity," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 35, pp. 1248–1257, 1987.
- [21] BURIAN, R., LIMA, A. C. de, JUNIOR, A. H., *Cálculo Numérico*, Rio de Janeiro: Editora LTC, 2007.
- [22] BABA, Y., NAGAOKA, N., and AMETANI, A., "Modeling of thin wires in a lossy medium for FDTD simulations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 1, pp. 54–60, Feb. 2005.

Desenvolvimento do ACOR-UWB-2-D

(Ambiente Computacional de Radar UWB 2-D)

Capítulo que descreve o funcionamento do Ambiente Computacional de Radar UWB 2-D como uma ferramenta para auxiliar na simulação de ambientes bidimensionais para a localização de intrusos.

4.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O desenvolvimento de ambientes computacionais tem evoluído muito nos últimos anos, e essa evolução, deve-se em grande parte, por uma maior facilidade de acesso aos recursos computacionais de hardwares (com o baixo custo dos computadores), de softwares (devido uma maior divulgação e aceitação da comunidade acadêmica dos softwares livres), e de acesso à informação, disponibilizada principalmente, pela rede mundial de computadores, a Internet.

Com tantas facilidades, muitas instituições e até mesmo, muitos pesquisadores, estão levando o computador para os laboratórios como um meio de auxiliar no desenvolvimento de simuladores, através de ambientes computacionais, desenvolvidos especialmente para facilitar na elaboração de projetos. Esses ambientes podem ser executados de forma local ou remotamente, para isso, deve-se levar em conta o tipo de projeto que se está desenvolvendo, ou seja, se a aplicação será instalada na própria máquina do usuário ou se o mesmo a executa pela internet, estando ela localizada em um servidor distante.

Utilizar ambientes virtuais de desenvolvimento é de grande relevância para o projeto nas engenharias, principalmente quando o assunto é a propagação de ondas eletromagnéticas, pois o tema é de difícil abstração, já que envolve conceitos físicos que não podem ser visualizados e, complexas equações matemáticas. Ter ferramentas computacionais que possibilitem essa visualização é de fundamental importância, pois se poderá ter um melhor

entendimento dos fenômenos físicos envolvidos, bem como, dos resultados encontrados.

4.2. O AMBIENTE ACOR-UWB-2-D.

O Ambiente Computacional de Radar UWB 2-D, o ACOR-UWB, irá possibilitar um melhor entendimento dos fenômenos físicos que envolvem a propagação de ondas eletromagnéticas, pois será possível visualizá-las, além de poder alterar parâmetros físicos que possibilitarão, ao usuário, comparar os vários resultados obtidos.

O ACOR-UWB-2-D foi inicialmente desenvolvido em Java versão 1.5.0_06, tendo como ambiente de desenvolvimento o NetBeans 6.8 da Sun que possui *Public License* e, por conta disso, pode ser utilizado tanto na plataforma Windows quanto na plataforma Linux. Os resultados gerados em cada nova simulação, baseados nos parâmetros fornecidos, podem ser visualizados na forma gráfica, de animação e numérica, conforme esquematizado na Figura 4.1.

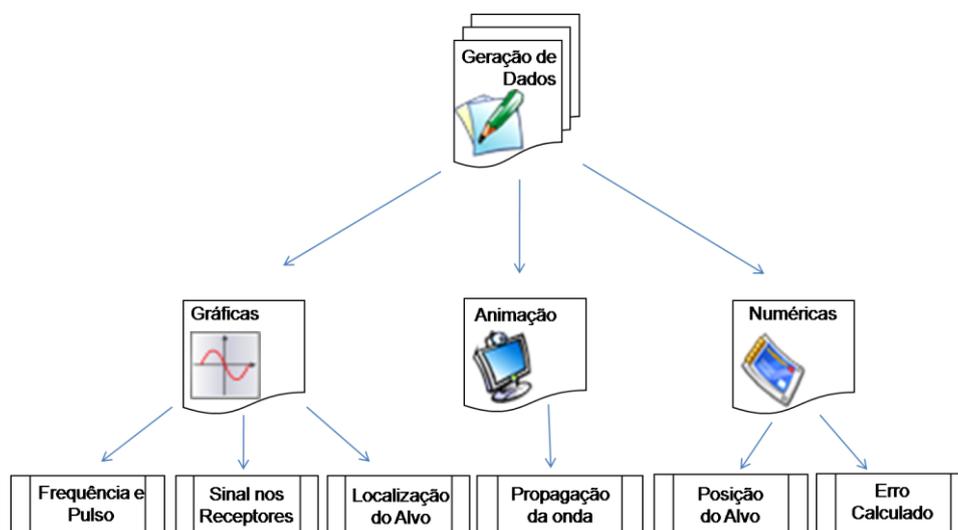


Figura 4.1. Esquematização das possíveis saídas do simulador.

O ambiente foi baseado em [1], e tem como finalidade a localização de um intruso em uma residência através de pulsos eletromagnéticos emitidos por um radar UWB. No entanto, os componentes usados nesta versão podem ser facilmente reutilizados e alterados em novas versões, possibilitando a

inclusão de novos módulos de simulações, já que a estrutura de funcionamento do simulador é bastante simplificada, como pode ser observado no fluxograma da Figura 4.2.

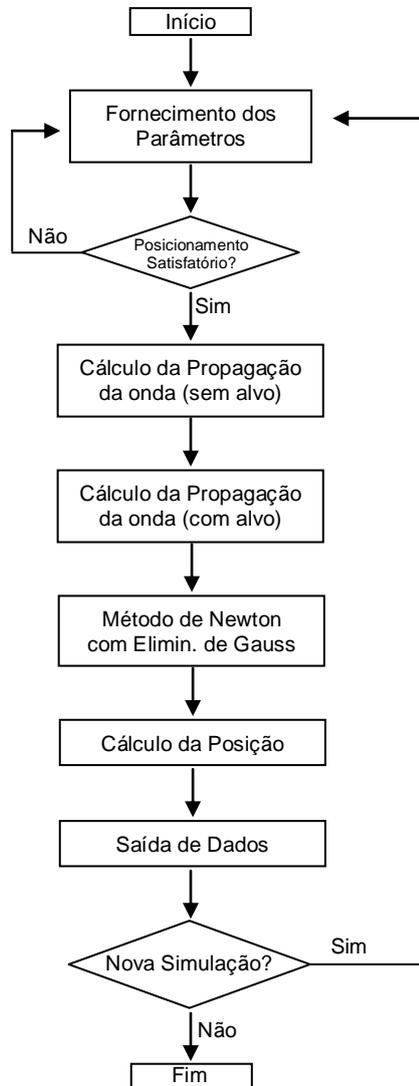


Figura 4.2. Fluxograma do Funcionamento do ACOR-UWB-2-D.

O software possibilitará o uso tanto da interatividade quanto da animação: A interatividade será através do posicionamento do transceptor e dos demais receptores, do objeto (alvo) a ser localizado, bem como, dos espalhadores, além da possibilidade de modificação de algumas características físicas, como permissividade e condutividade (das paredes e do objeto). A animação será utilizada para visualizar a propagação da onda eletromagnética dentro do ambiente *indoor*, o que permitirá a visualização de fenômenos físicos

como reflexão, refração e difração.

A tela inicial do ambiente 2-D pode ser visualizada na Figura 4.3.

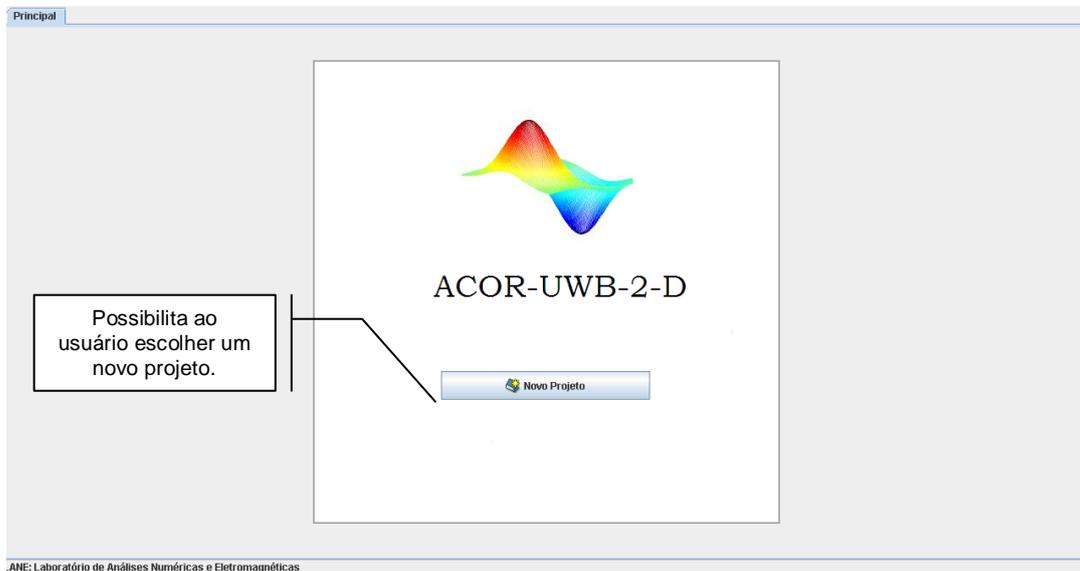


Figura 4.3. Tela Inicial do Ambiente ACOR-UWB.

Um ponto importante no desenvolvimento do ambiente é a sua escalabilidade, ou seja, o software possibilita a inserção de novos projetos, de novas estruturas, para isso, é necessário apenas construir a nova interface e fazer a inclusão do programa.

Ao clicar em “Novo Projeto”, o usuário poderá selecionar entre as estruturas existentes, a que possui interesse em estudar, além do sistema que essa estrutura oferece. A Figura 4.4 mostra a janela que será apresentada após clicar neste botão.

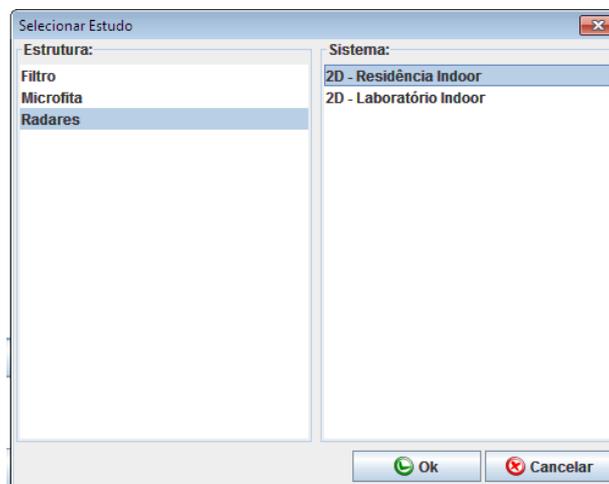
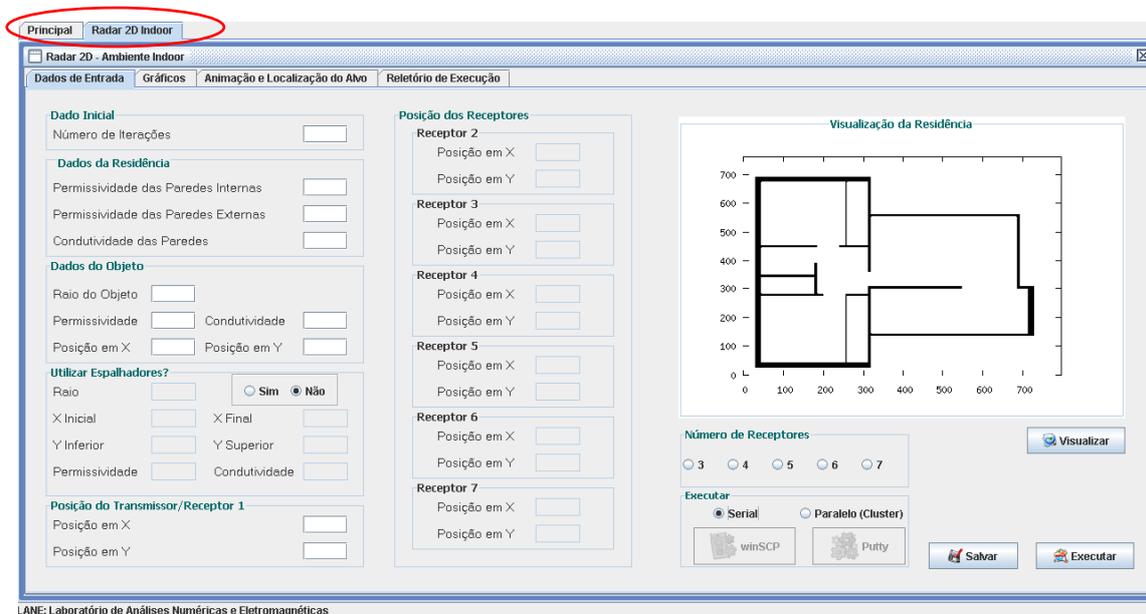


Figura 4.4. Seleção da Estrutura e do Sistema de Interesse.

Após selecionar a estrutura e o sistema, o usuário clicará no botão “Ok” e a janela do estudo escolhido será mostrada. Por exemplo, suponha-se que o usuário tenha escolhido como estrutura “Radares” e como sistema “2D – Residência *Indoor*” e após isso, tenha clicado em “Ok”, será mostrada a janela apresentada na Figura 4.5, onde poderá realizar o estudo sobre radares UWB.



4.5. Tela Inicial Para Estudo de Radares em uma Residência 2D *Indoor*.

Um fator positivo na apresentação da nova janela é que ela não “esconde” totalmente a janela principal (Figura 4.3), ou seja, o software cria um sistema de paletas que possibilita a navegação entre as diversas janelas abertas, como pode ser observado (circulado em vermelho) na Figura 4.5.

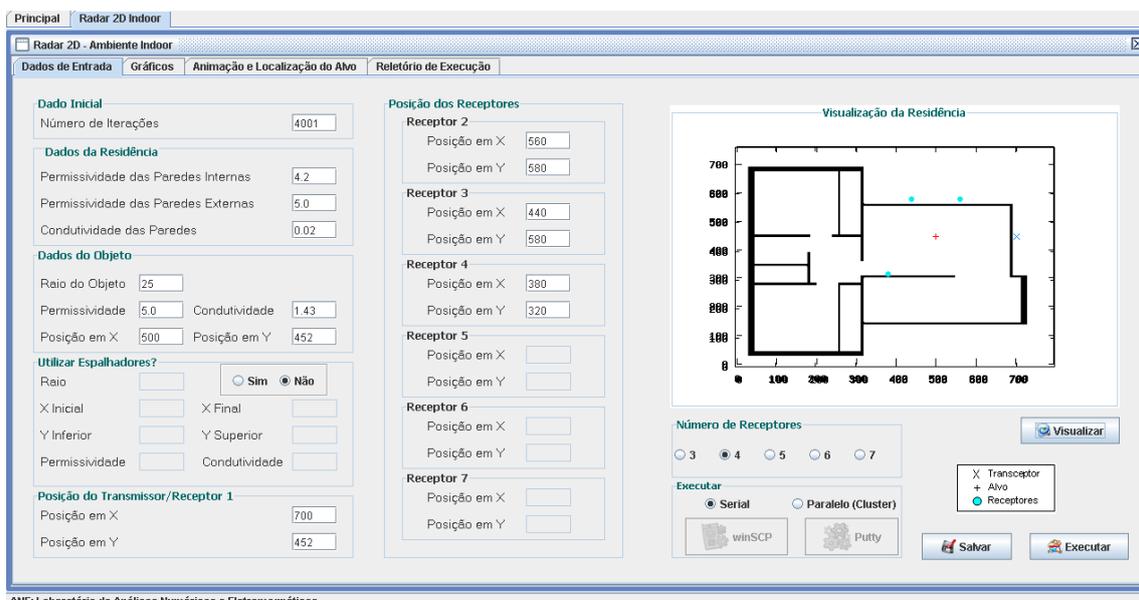
Na Figura 4.5 são apresentados todos os parâmetros necessários ao estudo do radar UWB para a localização de intrusos em uma residência (ambiente *indoor*). Neste ambiente, o usuário poderá alterar os valores físicos podendo avaliar o quanto eles podem influenciar na solução do problema.

Com relação à residência, poderá definir as permissividades das paredes internas e externas, bem como a sua condutividade. Poderá também escolher se usará ou não espalhadores (objetos que simulam móveis) na residência. Se optar em utilizar objetos espalhadores, poderá definir todas as suas propriedades, bem como o intervalo aonde irão se localizar.

Com relação ao alvo (intruso), também poderá definir todas as suas propriedades como, tamanho, propriedades físicas e localização. Poderá,

também, escolher o número de receptores que deseja, sendo o mínimo de três e o máximo de sete, que é o número aceitável para o caso em estudo.

Após fornecer todos os parâmetros ao programa o usuário poderá visualizar a disposição dos radares e do alvo na residência, bastando para isso, clicar no botão “Visualizar”. O resultado pode ser visualizado na Figura 4.6.



LANE: Laboratório de Análises Numéricas e Eletromagnéticas

Figura 4.6. Visualização dos Radares e do Alvo após Inclusão dos Parâmetros.

Se o usuário não estiver satisfeito com os parâmetros fornecidos, poderá alterá-los até a sua completa satisfação, porém, caso já esteja, poderá executar o programa, clicando no botão “Executar”. Neste caso, ele possui duas possibilidades: Serial ou Paralelo. Se optar pela execução serial, o programa será executado na sua própria máquina, mas, se optar pela execução Paralela, o programa será enviado para o cluster Amazônia (cluster do Laboratório de Análises Numéricas em Eletromagnetismo – LANE) e será executado de forma paralela, onde a divisão é automática [2], ou seja, o usuário necessita apenas dizer o número de máquinas que deseja.

Nesta versão do ambiente, o envio e o recebimento do programa para o cluster ainda é feito de forma manual através dos programas “winSCP” [3] versão 4.2.5 e “Putty” [4] versão 0.60. Esse empecilho foi devido o programa fonte ser escrito em Java e o programa de paralelização automática ser escrito na linguagem C e segundo [5], a programação paralela (utilizando a biblioteca

de passagem de mensagem MPI) se mostra mais eficiente na Linguagem C (linguagem que foi utilizada para a implementação em 3-D).

Após a execução do programa o usuário terá várias opções de saída disponibilizada pelo software. Pode-se perceber que também nesta fase o usuário dispõe de um sistema de paletas (circulado em vermelho, Figura 4.7) para uma melhor navegação dos resultados, sem ter a necessidade da abertura de várias janelas na tela.

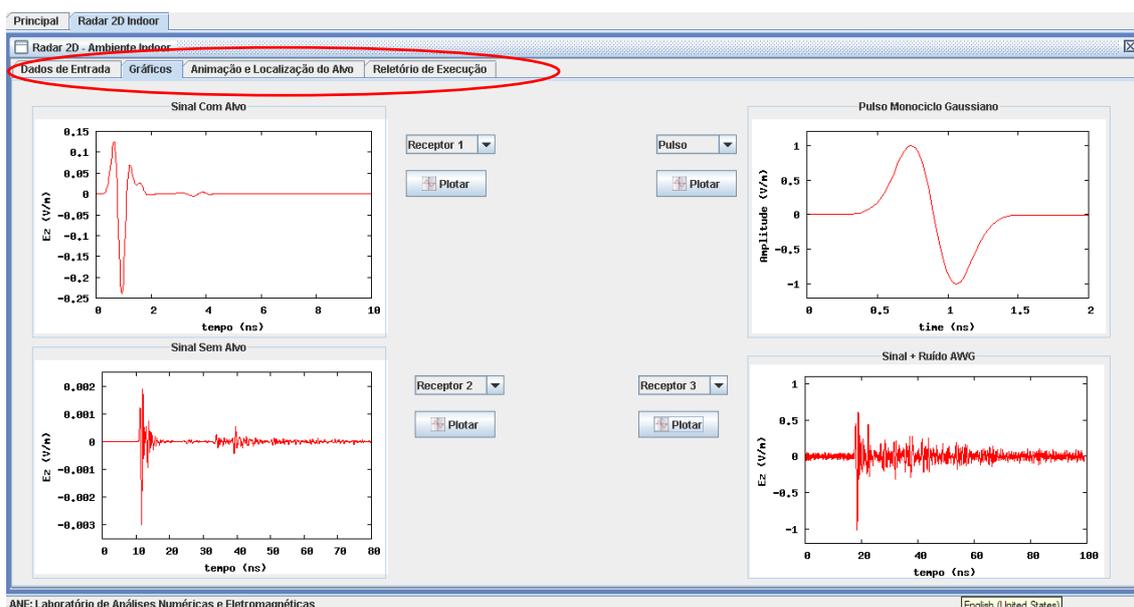


Figura 4.7. Primeira Saída: Sinal Captado em Cada um dos Receptores.

A primeira saída disponibilizada é a coleta do sinal em cada um dos receptores. Essa coleta é feita sem a presença do alvo (intruso), com a presença do alvo e somado ao ruído AWG, como mostrada na Figura 4.7.

Também na Figura 4.7, estão disponibilizados o pulso gaussiano utilizado e o espectro da frequência. Para visualizar o sinal nos receptores, basta selecionar o receptor desejado e clicar no botão “Plotar”, que o sinal é apresentado.

Para plotar o gráfico dos sinais foi utilizado o software “*gnuplot*” [6], para Windows, versão 4.3.

A segunda saída disponibilizada pelo sistema é, talvez, do ponto de vista de projeto, a mais interessante, pois possibilita a visualização da propagação da onda eletromagnética dentro da residência. A saída apresentada ao usuário pode ser visualizada na Figura 4.8.

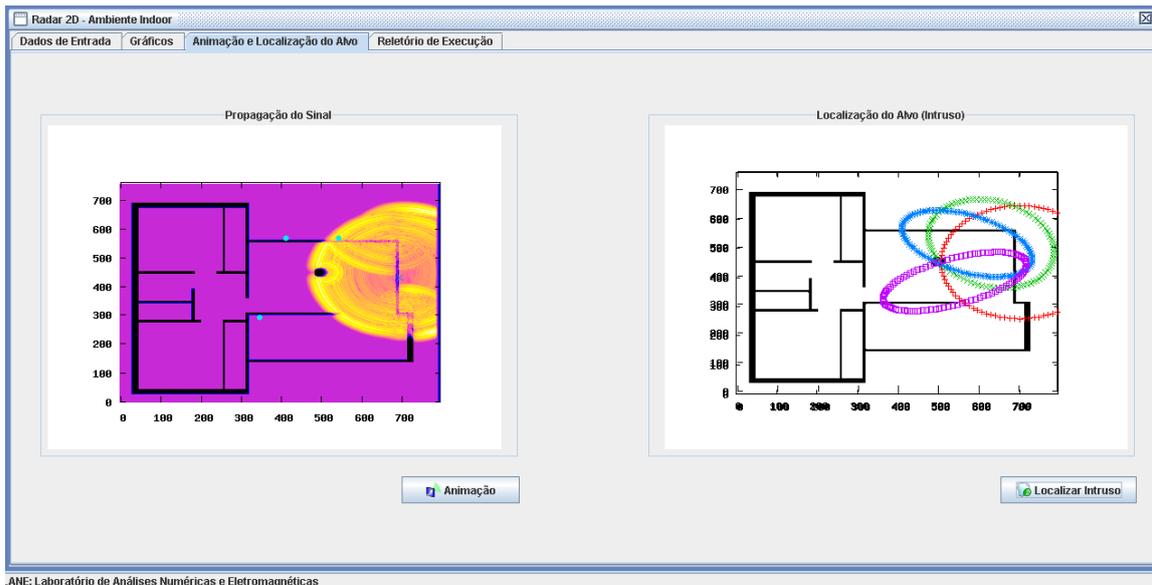


Figura 4.8. Segunda Saída: Visualização da Propagação do Sinal e Localização do Alvo (Intruso).

Na Figura 4.8, além da visualização da propagação do sinal (através de animação), também se percebe a localização do intruso na residência através do método de Newton e eliminação de Gauss, discutido no capítulo 3, onde a localização do alvo se dá através da interseção das elipses com o círculo.

A animação da propagação do sinal é muito útil, pois permite a visualização de alguns fenômenos físicos, como a reflexão e a refração, por exemplo. O usuário poderá ter uma maior percepção desses fenômenos, visualizando-os virtualmente e percebendo como a onda se comporta diante de cada caso. Outro fenômeno interessante que poderá ser percebido, é o uso das regiões de contorno absorventes ABCs, que neste trabalho foi utilizada a UPML. Nos limites da região de análise, percebe-se que as ondas eletromagnéticas não retornam para a residência, pois são completamente absorvidas pela estrutura que simula uma propagação ao infinito.

Após a visualização de todas as saídas, o software gera um relatório com todas as informações pertinentes à execução do programa, como mostrado na Figura 4.9.

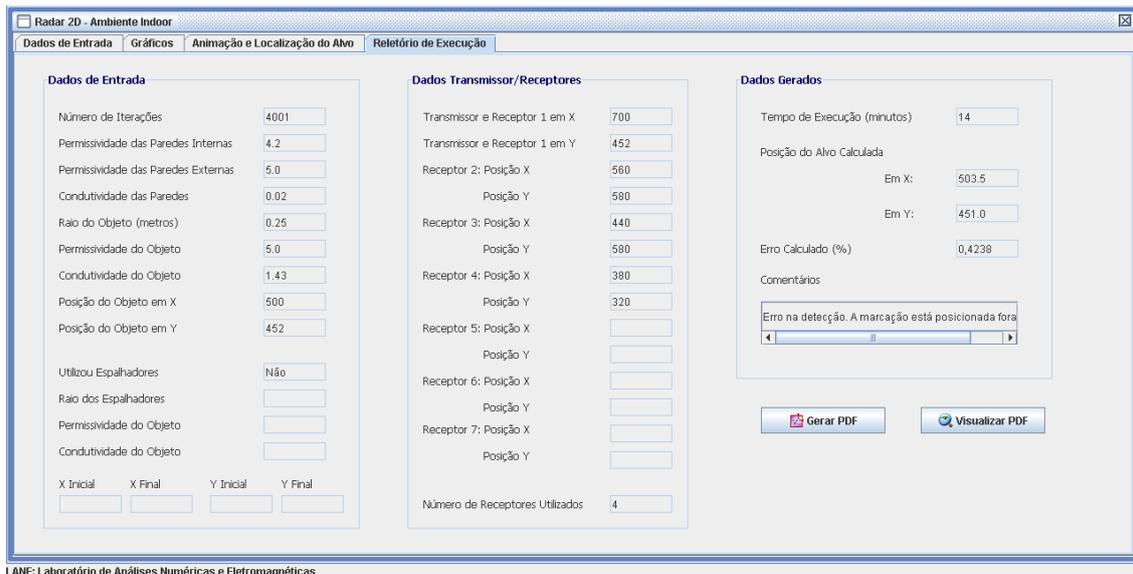


Figura 4.9. Terceira Saída: Relatório Gerado com os Parâmetros Solicitados.

Na Figura 4.9, percebe-se, além dos valores fornecidos como entrada, algumas informações que foram geradas ao longo da execução. Inicialmente, é fornecido o tempo total de execução da aplicação, vale ressaltar que para o exemplo mostrado, tempo total de 14 minutos, o programa foi executado de forma serial. Após o tempo, percebe-se a posição calculada pelo sistema e logo abaixo, o erro da precisão. Para este caso, foi encontrado um erro de aproximadamente 0,42 %, o que é considerado excelente para o caso em estudo. Logo abaixo do erro, é fornecida uma mensagem sobre o acerto ou não na localização do intruso. Neste exemplo, apesar da mensagem está informando que houve erro na detecção, a aproximação está dentro dos padrões, é que o sistema só considera uma situação de sucesso quando o sistema localiza exatamente a posição do alvo.

Se for do interesse, o usuário poderá gerar um relatório em formato PDF, onde trará todas as informações disponibilizadas na Figura 4.9. Para visualizar o arquivo, basta o usuário clicar no botão “Visualizar PDF”, que o arquivo será aberto automaticamente, possibilitando ao usuário salvar com qualquer nome e em qualquer dispositivo de saída. A visualização do arquivo em PDF pode ser observado na Figura 4.10.

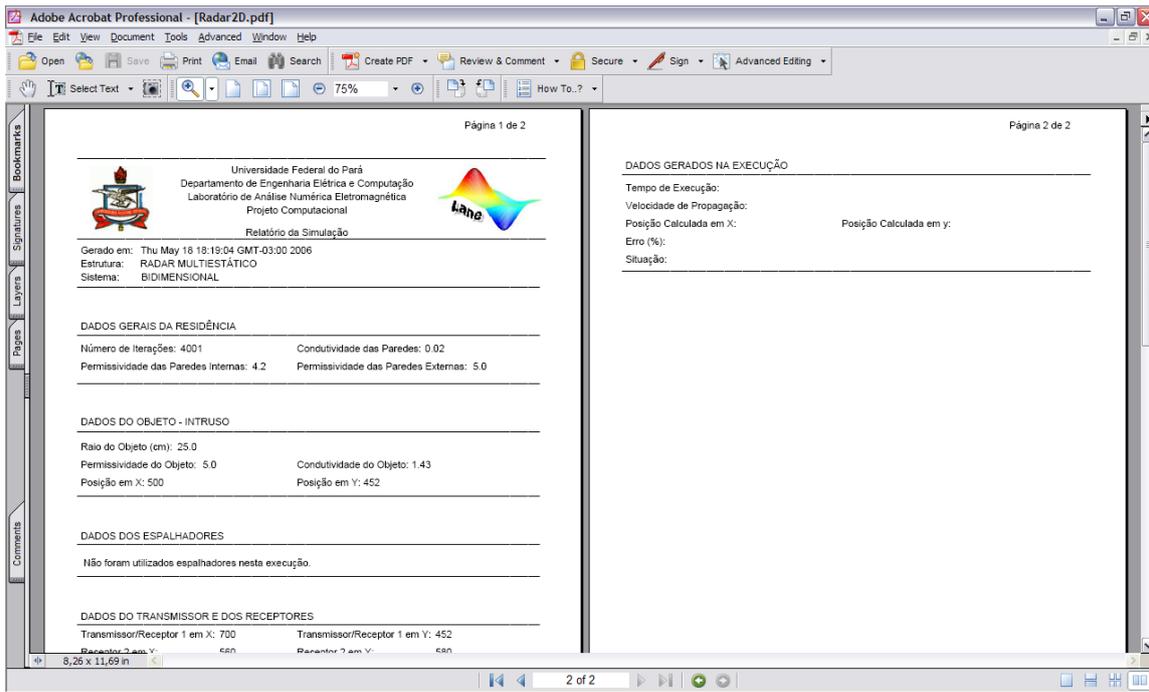


Figura 4.10. Quarta Saída: Visualização do Arquivo em PDF.

4.3. CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

O ACOR-UWB-2-D é mais uma ferramenta que poderá ser utilizada para a visualização da propagação de ondas eletromagnéticas, bem como, no estudo de radares, pois o usuário poderá obter diversas situações de simulação dependendo da localização dos receptores e do transmissor. O sistema, na versão Residência 2-D, mostrou-se eficiente, nos fenômenos e nos objetivos estudados, onde as saídas disponibilizadas são necessárias ao bom entendimento do assunto.

A possibilidade de execução paralela permite uma redução considerável no tempo total de processamento, fazendo com que os resultados estejam disponíveis ao usuário em um menor intervalo de tempo, possibilitando que o mesmo possa realizar várias simulações [7].

REFERÊNCIAS

- [1] MULLER, F. C. B. F., Simulação por Técnica FDTD de Radar Multi-estático com Pulsos de Banda Ultra Larga para Ambientes *Indoor*, *Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, PPGEE*, Outubro 2005.
- [2] OLIVEIRA, R. M. S., Estudo Tridimensional da Propagação Eletromagnética em Canais *Outdoor* Através do Método de Implementação B-FDTD com Processamento Paralelo. *Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, PPGEE*, Outubro 2004.
- [3] WINSOCP, Disponível em: <http://winscp.net/> Acessado: Dezembro 2009.
- [4] PUTTY, Disponível em: <http://www.chiark.greenend.org.uk/~sgtatham/putty/> Acessado em: Dezembro 2009.
- [5] ARAÚJO, J. S., OLIVEIRA, R. M. S., SOBRINHO, C. L. S. S., FRANCES, C. R. L., Estudo Comparativo de Códigos Paralelos em Fortran, C e Java na Análise de uma Antena Monopolo Utilizando Técnica Numérica de FDTD, *Revista Principia*, nº 13, Maio 2006.
- [6] GNUPLOT, Disponível em: <http://www.gnuplot.info/faq/> Acessado em: Dezembro 2009.
- [7] ARAÚJO, J. S., OLIVEIRA, R. M. S., SOBRINHO, C. L. S. S., DIAS, K. D. C., FARIAS, R. G., "Desenvolvimento de Ambiente Educacional para Simulação de Radar Multiestático UWB para Localização de Intruso em Ambiente Indoor", *IEEE Latin America Transactions*, Volume: 7, Issue: 2, pp. 230-237, ISSN: 1548-0992, June 2009.

Resultados

Capítulo que trata dos resultados obtidos nas simulações do radar multiestático utilizando os métodos descritos no capítulo 3 para realizar a localização do intruso nos ambientes 2-D e 3-D.

5.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

As simulações realizadas no ambiente 2-D, considerando-se uma residência e um laboratório como cenários, foram executadas utilizando a linguagem C, bem como, às técnicas de localização de intruso baseada no método de Newton com eliminação de Gauss e o método dos mínimos quadrados também com eliminação de Gauss. O método enxame de partículas (PSO) foi executado utilizando-se a linguagem Fortran 90. Para visualizar os resultados foi utilizado o programa *gnuplot* e, todas as simulações em 2-D, foram executadas em modo sequencial.

Para as simulações realizadas em ambientes 3-D foi utilizado o ambiente GUI de simulação LANE SAGS [1], que foi desenvolvido na linguagem C juntamente com a biblioteca Open GL e, para realizar o processo de localização do intruso, descrito no capítulo 3, também foi desenvolvido um programa na linguagem C. Vale ressaltar que, para as simulações em 3-D, o ambiente LANE SAGS utiliza processamento paralelo automatizado implementado com a biblioteca MPI.

Para realizar as simulações no ambiente LANE SAGS foi utilizado o cluster Amazônia II que pertence ao Laboratório de Análises Numéricas e Eletromagnéticas - LANE que é composto por quatro máquinas cada uma contendo quatro processadores, totalizando dezesseis processadores disponíveis no cluster.

5.2. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Diversas simulações foram realizadas com o propósito de mostrar a eficiência dos métodos de localização apresentados no capítulo 3. Inicialmente, serão apresentados os resultados para uma residência em diversas situações, inclusive variando o número de receptores e alternando as suas posições, assim como, o posicionamento do radar, que foi testado estando externa e internamente à residência. Neste último, foram realizadas simulações com e sem a presença de espalhadores.

Depois serão apresentados os resultados para um laboratório, que também foram utilizadas diversas situações, inclusive simulações utilizando espalhadores.

Por fim, serão apresentados os resultados para o ambiente 3-D, simulados de forma paralela no ambiente LANE SAGS.

5.2.1. Ambiente Simulado 1: RESIDÊNCIA em 2-D (Figura 3.4).

As simulações foram realizadas considerando quatro casos: Inicialmente foi considerado um sistema de radar multiestático com apenas três receptores, sendo um transceptor e dois receptores, posicionados externamente à residência; No segundo caso, o mesmo sistema, com um transceptor e dois receptores, foi colocado internamente à residência e, um número ótimo de receptores foi encontrado, de forma a localizar o intruso em qualquer ponto dentro da casa; No terceiro caso, foi considerada a presença de espalhadores na residência. Para todos os três casos iniciais foi utilizado o método de Newton com eliminação de Gauss para realizar a localização do intruso.

No quarto caso, foi utilizado o método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss para localizar o intruso, estando todo o sistema (transceptor e receptores) localizado internamente à residência. Para este caso foi considerado um sistema com quatro e depois com apenas três receptores.

5.2.1.1: CASO 1: Sistema com Dois Receptores e o Transceptor Localizados Externamente à Residência utilizando Método de Newton com Eliminação de Gauss.

Será considerado para todos os resultados da residência em 2-D o plano- xy , apresentado na Figura 5.1 e para representar a posição de cada elemento será considerado o par ordenado (x,y) . Para realizar a localização do intruso foi utilizado o método de Newton com eliminação de Gauss, descrito no capítulo 3. Vale ressaltar que, para todas as simulações realizadas para este ambiente, foi utilizado o ruído AWGN.

Para a simulação visualizada na Figura 5.1, a posição do sistema, em células é: o transceptor (Tx/Rx1) está localizado na posição $(700,452)$, estando os receptores nas posições RX2 $(330,130)$ e RX3 $(330,580)$. O centro do alvo está localizado na posição $(160,180)$ e a localização encontrada possui centro na posição $(159,176)$.

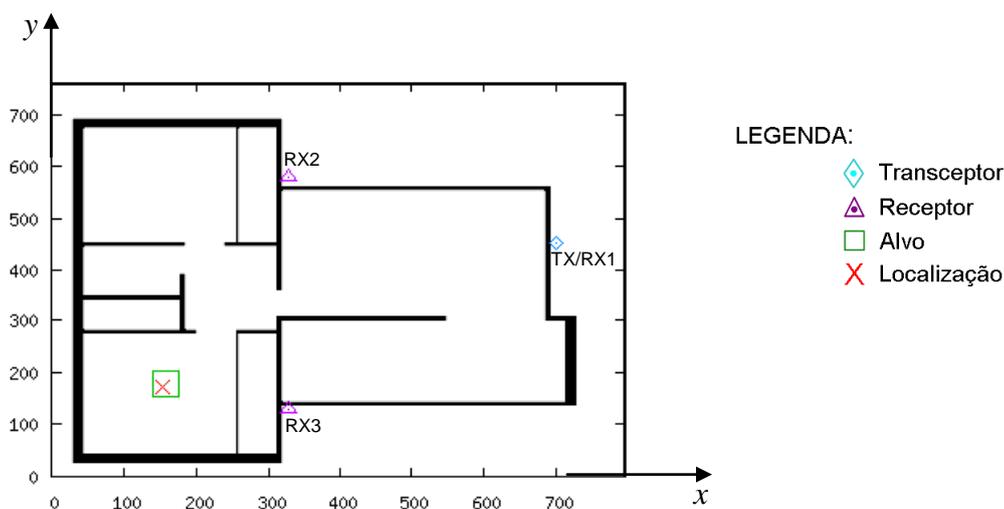


Figura 5.1. Intruso Localizado no quarto 2, na posição $(160,180)$.

Para a simulação apresentada na Figura 5.2, foi considerado o mesmo posicionamento do sistema de radar visualizado na Figura 5.1, alterando apenas a posição do alvo, que para este caso, foi colocado no quarto 1, na posição $(150,550)$. A localização foi realizada na posição $(147,554)$.

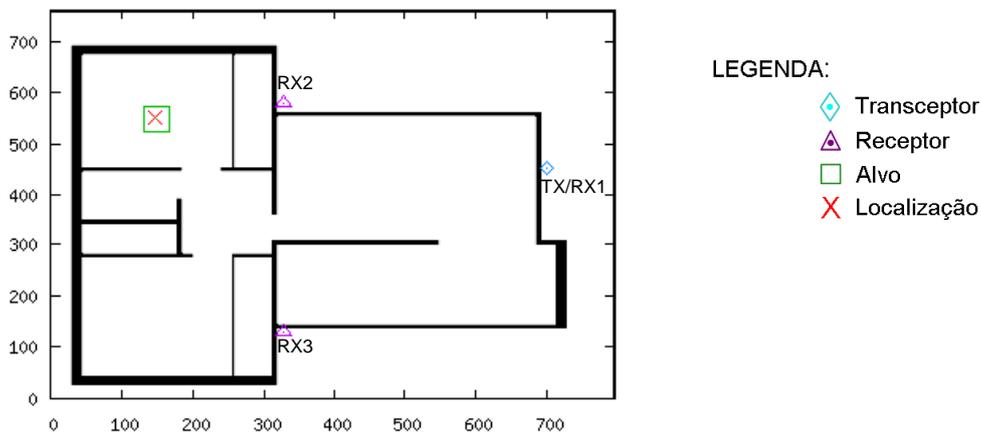


Figura 5.2. Intruso Localizado no quarto 1, na posição (150,550).

Ainda considerando o posicionamento do sistema de radar multiestático apresentado na Figura 5.1, alterou-se novamente o posicionamento do alvo, estando agora o seu centro ocupando a posição (500,400) o que faz o mesmo se localizar na sala da residência, ou seja, mais próximo do transceptor, como pode ser observado na Figura 5.3.

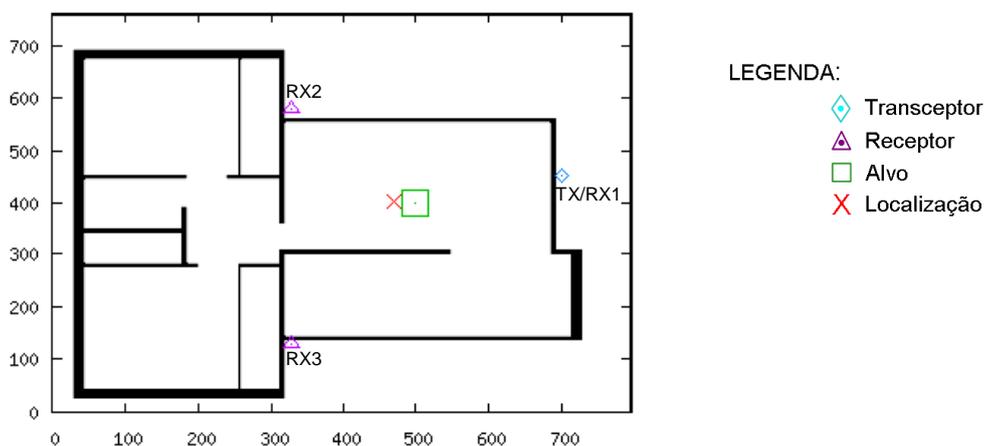


Figura 5.3. Intruso Localizado na sala, afastado do Transceptor, na posição (500,400).

Percebe-se que para as três situações apresentadas, a localização se deu de forma satisfatória, ou seja, o sistema consegue localizar o alvo de forma precisa. No entanto, a situação apresentada na Figura 5.4, aponta certa fragilidade no sistema de localização, pois nesta situação o alvo está exatamente na frente do transceptor e, o sistema não consegue localizar com precisão o intruso, que ocupa a posição (660,452).

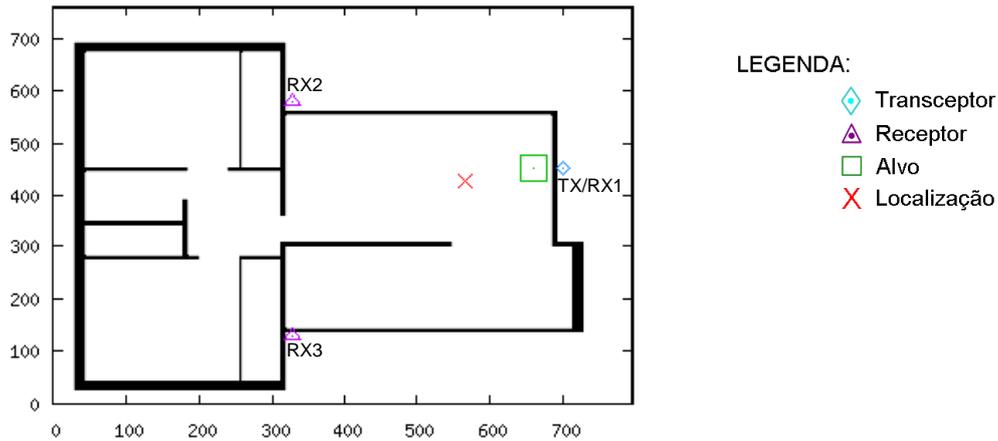


Figura 5.4. Intruso Localizado na sala, em Frente ao Transceptor, na posição (660,452).

Para tentar solucionar o problema apresentado na Figura 5.4, utilizaram-se duas situações: Na primeira situação, retirou-se o transceptor de sua posição inicial, afastando-o do alvo, eliminando com isso, a situação de campo próximo. O transceptor foi então afastado e colocado na posição (740,452), a tentativa de solução pode ser visualizada na Figura 5.5.

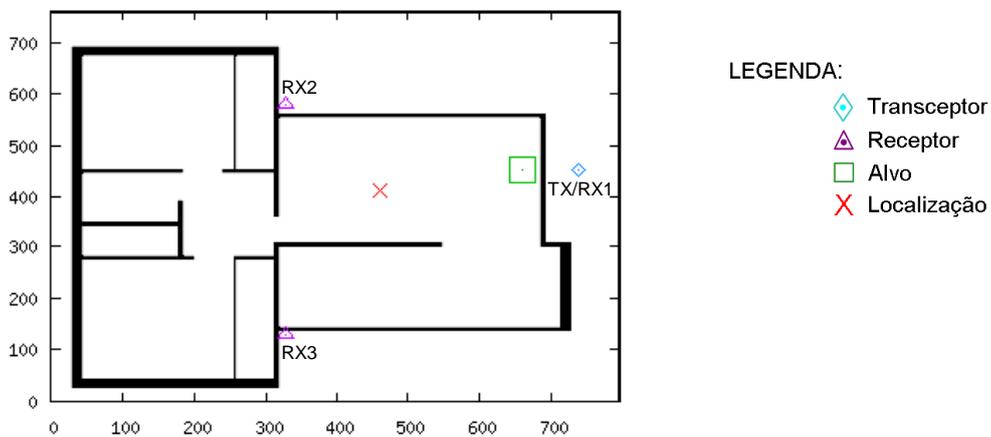


Figura 5.5. Intruso Localizado na sala, e Transceptor na posição (740,452), afastado do Alvo.

Como pode ser visualizado na Figura 5.5, a estimativa continua sendo feita de forma a não localizar o alvo com boa precisão. Na segunda situação, apresentada na Figura 5.6, optou-se por alternar a posição do transceptor com um dos receptores (neste caso, receptor RX2), ficando com isso o transceptor (Tx/Rx1) localizado na posição (330,580), e os receptores Rx2 e Rx3,

respectivamente, nas posições (330,130) e (700,452) e, o alvo ficando na posição (640,452).

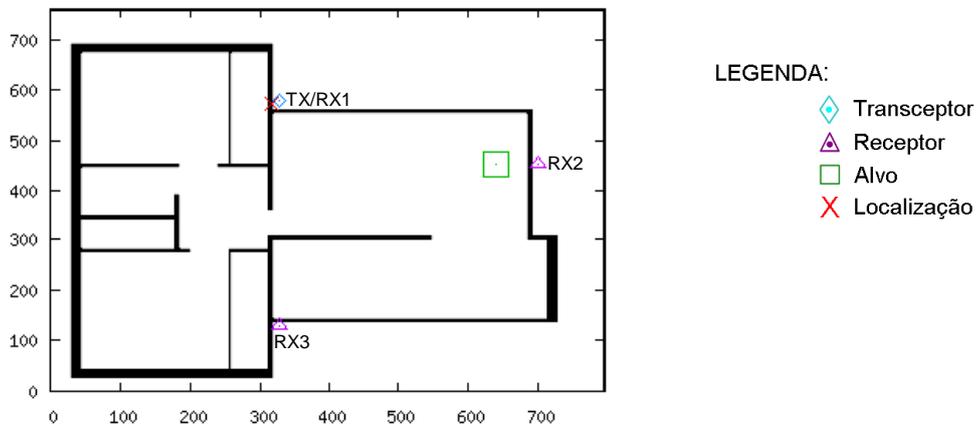


Figura 5.6. Intruso Localizado na sala, Transceptor (Tx/Rx1) Permutado com o Receptor (Rx2).

Percebe-se que as modificações não foram satisfatórias para este caso, pois a localização do intruso não foi realizada. Vale ressaltar que para essa geometria o radar se mostrou preciso para algumas situações, como podem ser observadas nas Figuras 5.7 e 5.8.

Na Figura 5.7 o alvo está na posição (160,180) e a localização foi realizada na posição (157,177).

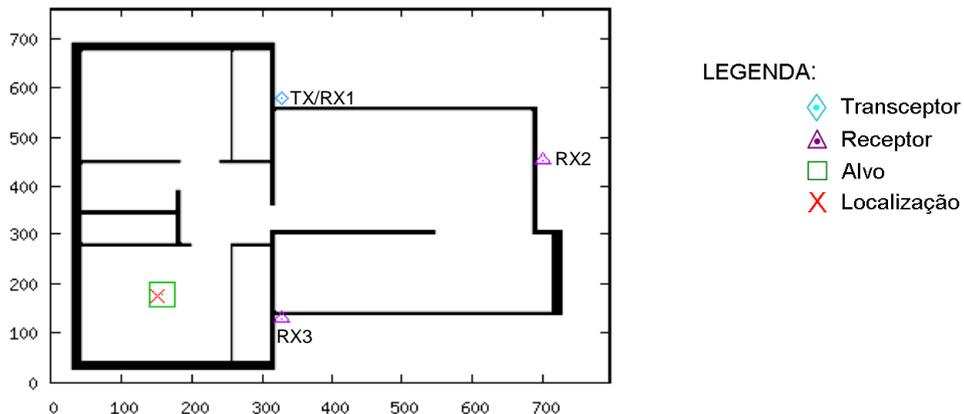


Figura 5.7. Intruso Localizado no quarto 2: Permutada a Posição do Transceptor com um dos Receptores.

Na Figura 5.8 o alvo está na posição (150,550) e a localização foi realizada, mais uma vez com sucesso, na posição (147,553).

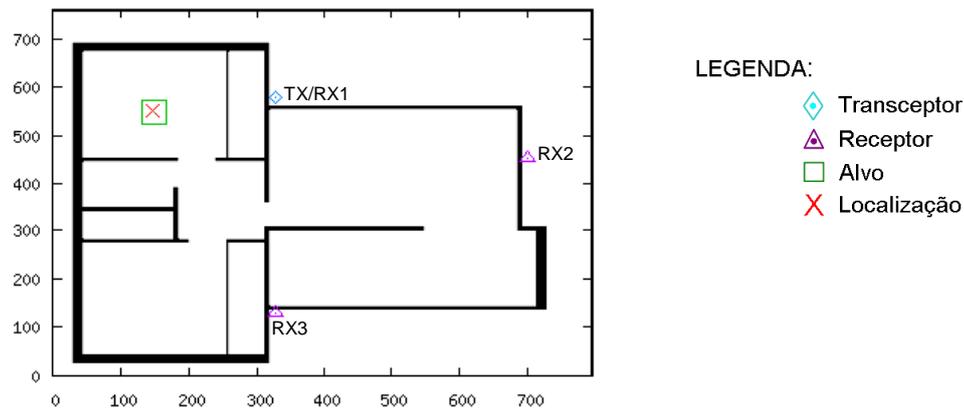


Figura 5.8. Intruso Localizado no quarto 1: Permutada a Posição do Transceptor com um dos Receptores.

Na Figura 5.9 pode ser visualizado o mesmo resultado da Figura 5.8 só que utilizando o sistema de elipses e círculo usado para realizar a localização do intruso, como apresentado no capítulo 3, onde a interseção do sistema é a solução para a localização do intruso.

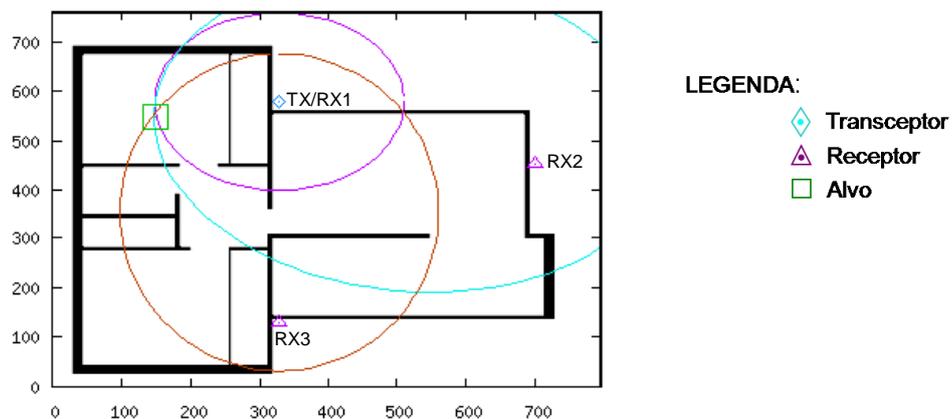


Figura 5.9. Sistema de Elipses e Círculo utilizados para a Localização do Intruso.

No entanto, um sistema convincente, teria que realizar as localizações sem a necessidade de alterar o posicionamento do transceptor ou dos receptores, por conta disso, as situações apresentadas no CASO 2, tenta corrigir esse posicionamento, fazendo com que o sistema localize o intruso, estando o mesmo em qualquer cômodo da residência.

5.2.1.2: CASO 2: Sistema com Dois Receptores e o Transceptor Localizados Internamente à Residência utilizando Método de Newton com Eliminação de Gauss.

Para solucionar o problema apresentado na Figura 5.4, onde o alvo está muito próximo do receptor, o sistema foi colocado internamente à residência, com isso, percebe-se que os resultados foram satisfatórios, fazendo com que a localização do alvo fosse realizada com sucesso em qualquer posição dentro da residência.

O resultado apresentado na Figura 5.10 mostra a solução para o problema, tendo o sistema localizado o alvo corretamente. Nesta situação, todo o sistema está localizado dentro da residência nas seguintes posições: transceptor TX/RX1 na posição (670,452), o receptor RX2 na posição (350,545), o receptor RX3 localizado na posição (350,165) e o alvo centrado em (640,452). A localização do intruso se deu na posição (630,449).

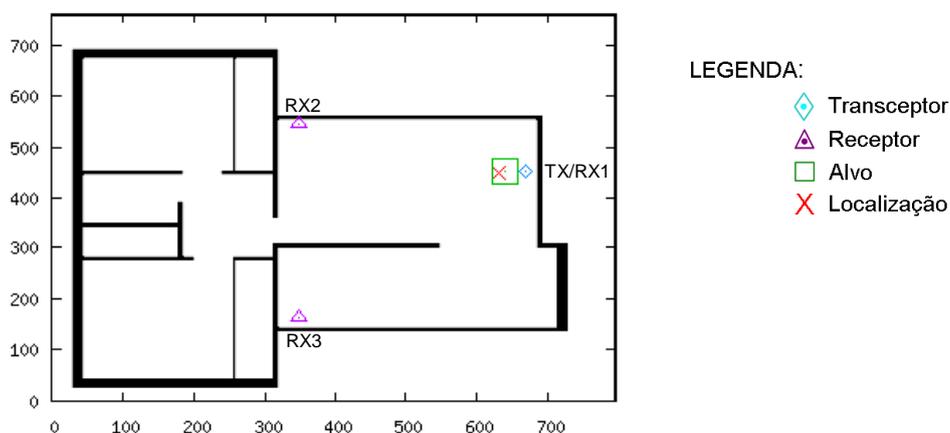


Figura 5.10. Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (640,452).

Com esta configuração, a localização do intruso se faz em qualquer ponto da residência, como pode ser observado nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13.

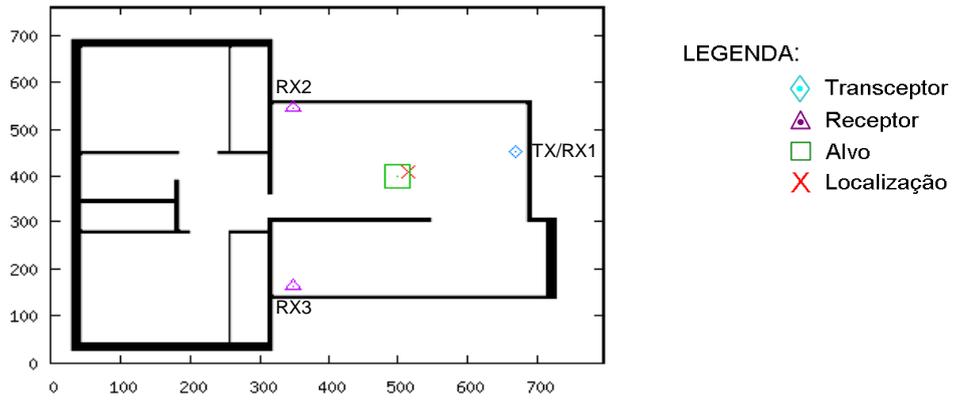


Figura 5.11. Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (500,400) e Localização na Posição (518,413).

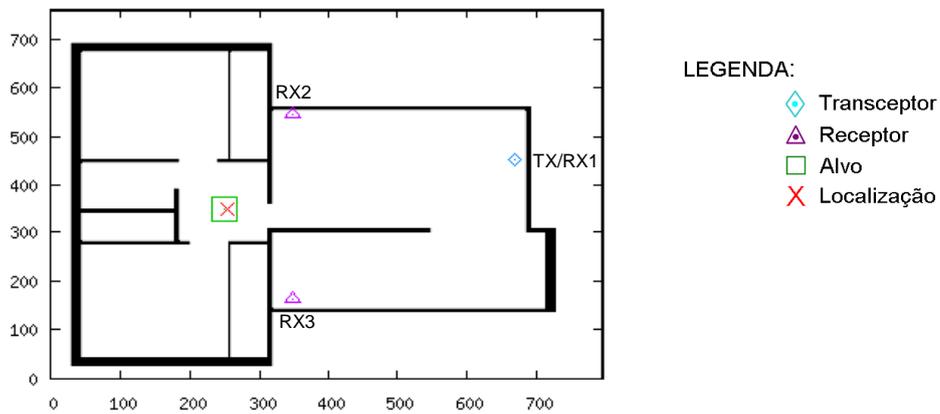


Figura 5.12. Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (250,350) e Localização na Posição (253,355).

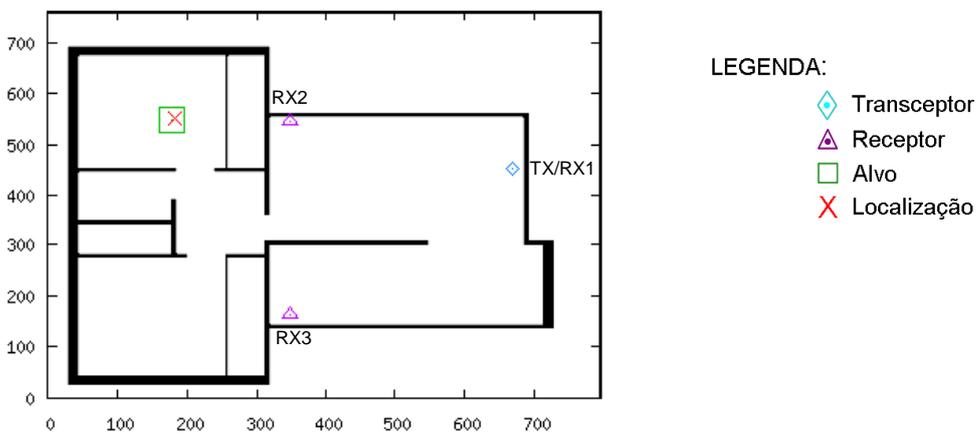


Figura 5.13. Sistema Localizado Dentro da Residência e Alvo na Posição (180,550) e Localização na Posição (183,550).

Nas Figuras 5.14 e 5.15 são apresentados os registros coletados no receptor 2 localizado na posição (350,545) da Figura 5.11. Como foi relatado no capítulo 3, inicialmente o pulso é transmitido sem a presença do intruso, logo em seguida, uma nova simulação é realizada, transmitindo-se o pulso, agora, na presença do intruso. Pela diferença desses sinais é realizada a localização do intruso.

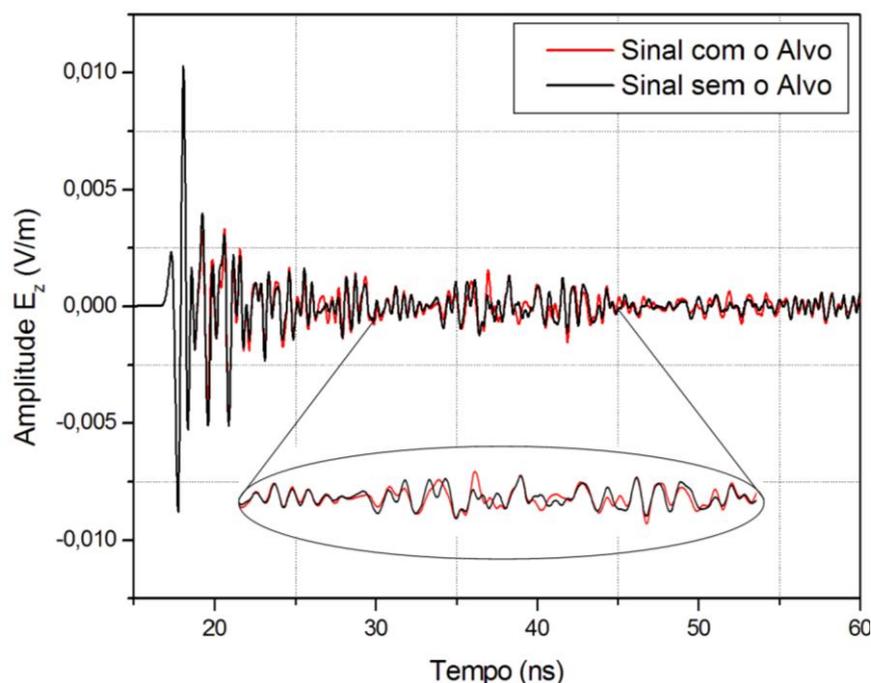


Figura 5.14. Intensidades da Componente E_z do Campo Elétrico Registradas no Receptor RX2 (Figura 5.11) com e sem a Presença do Alvo.

Na Figura 5.15 é apresentada a diferença dos sinais com e sem a presença do intruso, acrescentado o ruído AWGN.

Apesar da localização, utilizando três receptores, ser satisfatória, constatou-se, através de várias outras simulações realizadas que o sistema ficaria mais seguro, quanto localizar o intruso em qualquer posição da residência, se fosse adicionado mais um receptor, totalizando um número de quatro receptores, como pode ser observado nas Figuras 5.16 e 5.17.

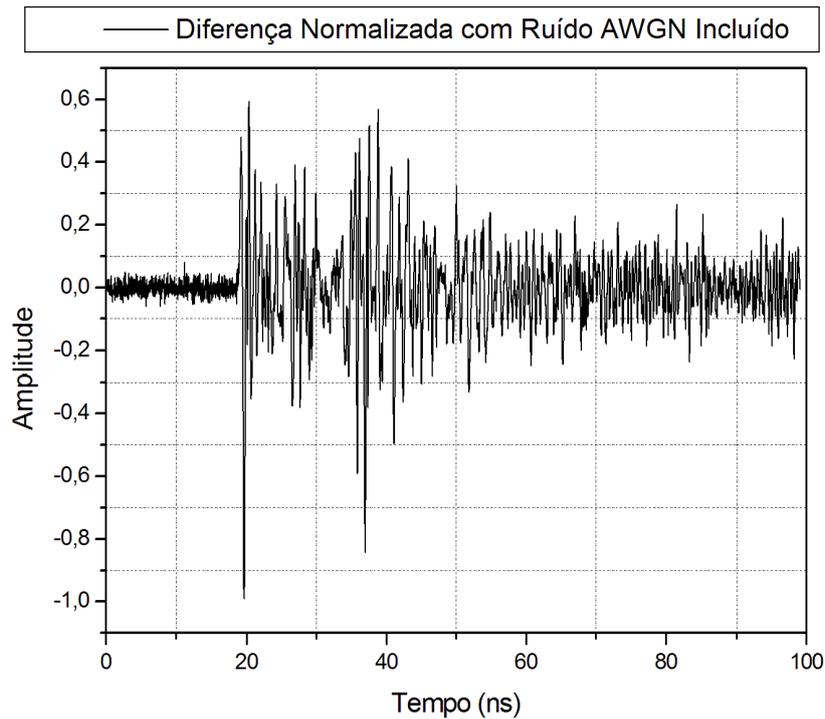


Figura 5.15. Diferença Normalizada do Sinal no Receptor RX2, com Ruído AWGN.

Na configuração, apresentada na Figura 5.16, o quarto receptor foi colocado dentro do banheiro na posição (60,400), o intruso com centro na posição (280,630) e a localização, demonstrado através do sistema de elipses, foi realizada na posição (277,639).

Na configuração, de quatro receptores, a Figura 5.17, apresenta o intruso na cozinha, na posição (500,230) e a localização, também, demonstrado através do sistema de elipses, foi realizada na posição (514,241).

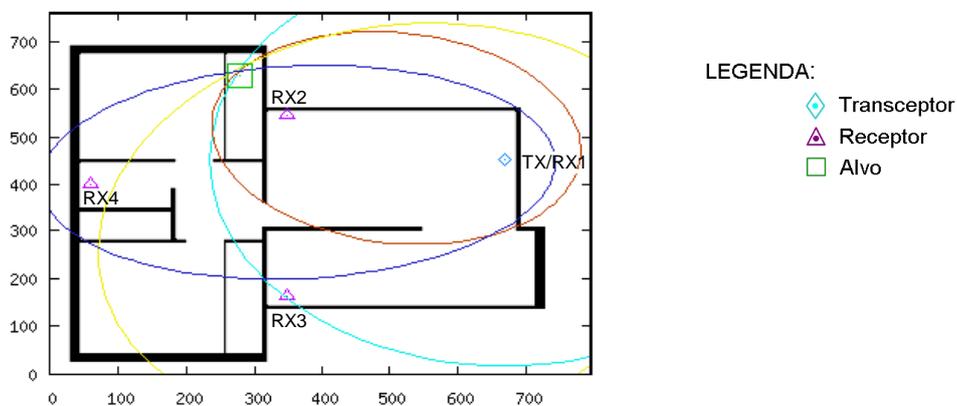


Figura 5.16. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso dentro do Armário.

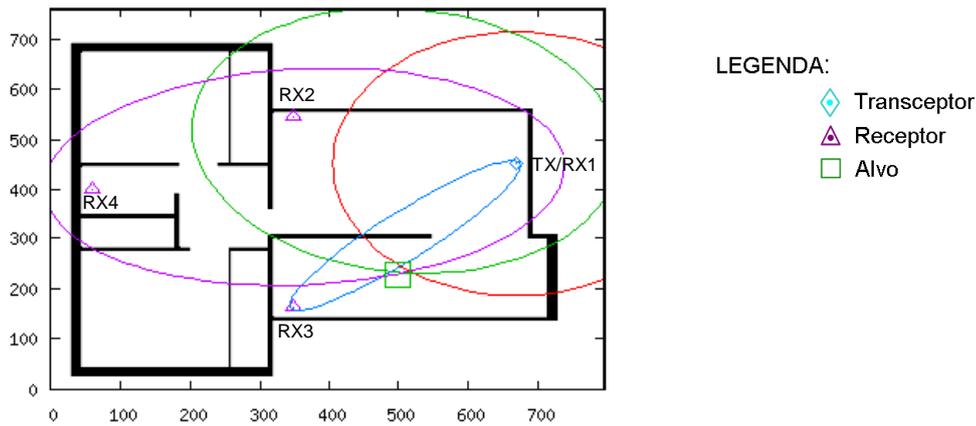


Figura 5.17. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso na Cozinha.

5.2.1.3: CASO 3: Sistema com Três Receptores e o Transceptor Localizados Internamente à Residência na Presença de Espalhadores utilizando Método de Newton com Eliminação de Gauss.

Para as simulações realizadas com espalhadores, de diferentes diâmetros, foi considerado o sistema com quatro receptores localizados internamente à residência. Percebe-se nas Figuras 5.18 e 5.19 que o posicionamento do sistema continua sendo satisfatório, mesmo na presença dos espalhadores.

Na Figura 5.18 o alvo está centrado na posição (180,550) e a localização foi feita na posição (181,577).

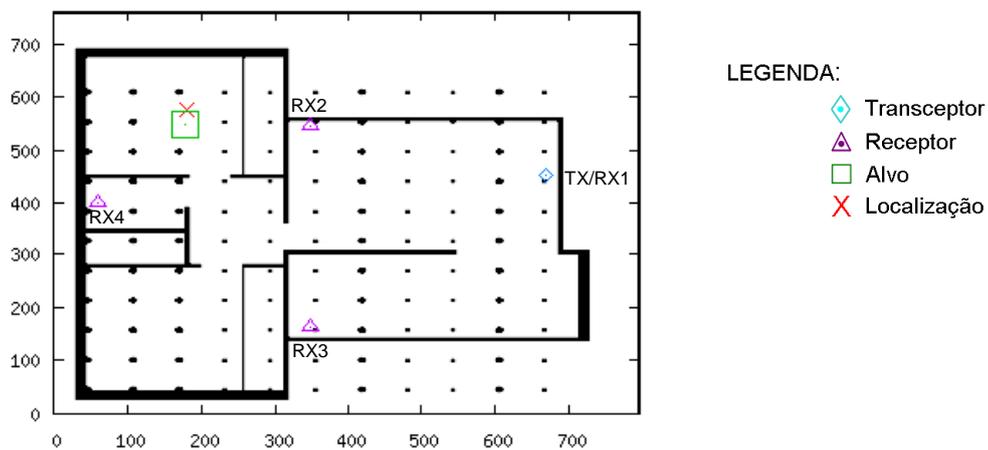


Figura 5.18. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso no Quarto 2 com Espalhadores.

Na Figura 5.19 o alvo está centrado na posição (250,350) e a localização foi feita na posição (246,341).

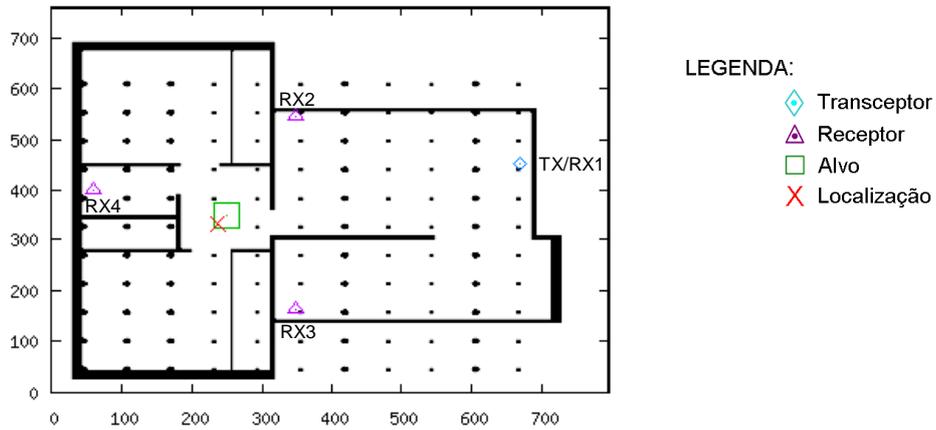


Figura 5.19. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso no Corredor com Espalhadores.

A localização do alvo, para o caso da Figura 5.19, pode ser mais bem visualizada, utilizando-se do sistema de elipses, como apresentado na Figura 5.20.

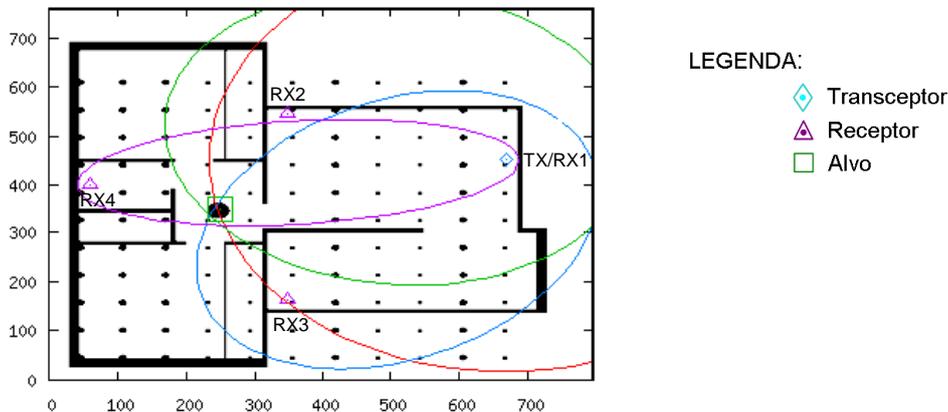


Figura 5.20. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso com o Sistema de Elipses e o Círculo, no Corredor, na Presença de Espalhadores.

Na Figura 5.21 o sistema continua na presença de espalhadores e a localização pode ser observada com a solução das elipses. Nesta situação o alvo está com seu centro na posição (680,540) e, mesmo estando em uma posição de difícil localização para o radar considerado fora da residência (Figura 5.5), aqui foi encontrado com sucesso na posição (674,532).

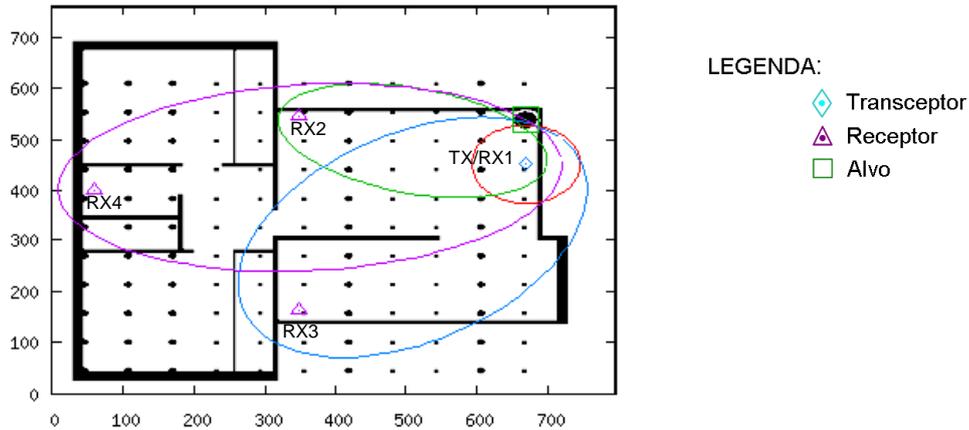


Figura 5.21. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso no Canto Superior da Sala na Presença de Espalhadores.

Percebe-se pelas simulações realizadas que para se ter um sistema capaz de detectar a presença de um intruso, não é pelo acréscimo de receptores que se terá ou não sucesso, mas sim, no posicionamento do sistema. Para este caso, um sistema formado por um transceptor e três receptores foi suficiente para detectar a presença do intruso em qualquer posição que ele esteja dentro da residência, considerando-se a presença de espalhadores e de ruído AWGN.

5.2.1.4: CASO 4: Sistema com Três Receptores e o Transceptor Localizados Internamente à Residência utilizando o Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss:

Para estas simulações foi utilizado um sistema com um transceptor e três receptores e a localização foi realizada através do método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss, apresentado no item 3.4.1.3, do capítulo 3.

Para a situação apresentada na Figura 5.22, o transceptor TX/RX1 está localizado na posição (670,452), o receptor RX2 está na posição (350,545), o receptor RX3 está na posição (350,165) e o receptor RX4, na posição (60,400). O alvo foi centrado na posição (250,350) e a localização foi realizada na posição (251,343).

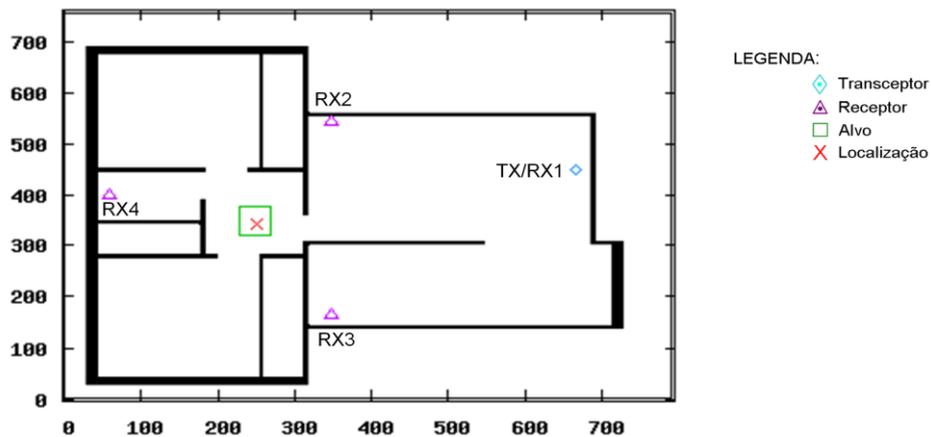


Figura 5.22. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso entre os Quartos da Residência.

Pode visualizar o resultado da Figura 5.22 também com o auxílio das elipses formada com o par transceptor-receptor e o círculo formado pelo transceptor, conforme apresentado na Figura 5.23. Pode-se observar, que a localização realizada pelo método está na interseção das elipses (linhas verde, azul e roxa) como o círculo (linha vermelha).

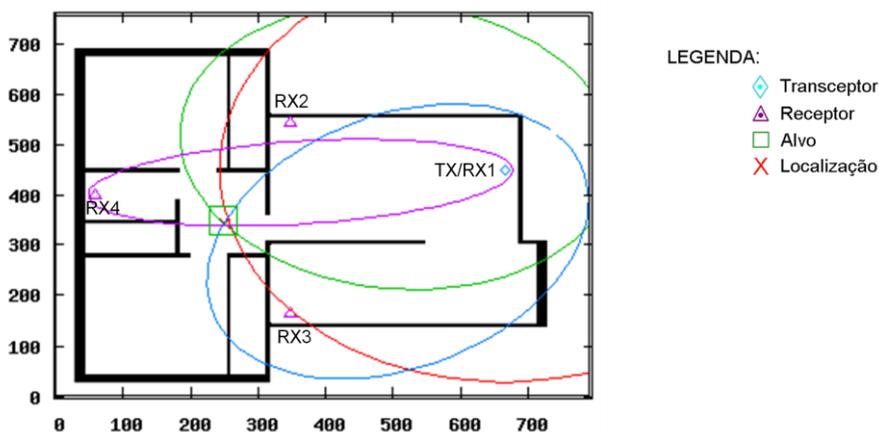


Figura 5.23. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso entre os Quartos da Residência Através da Interseção das Elipses com o Círculo.

Para a simulação apresentada na Figura 5.24, o intruso é colocado dentro do armário do quarto 1. Também se pode observar na figura como o intruso é representado durante a simulação, ou seja, através da seção transversal de um cilindro.

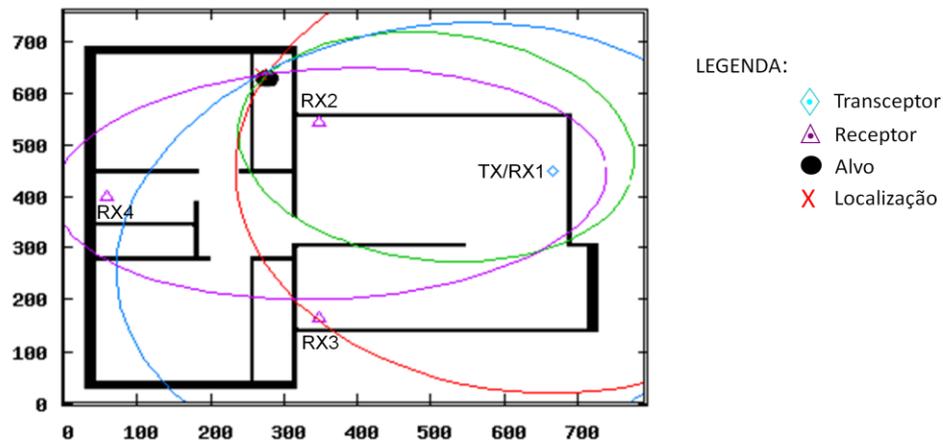


Figura 5.24. Sistema com Quatro Receptores Internos Localizando o Intruso dentro de um dos Armários Através da Interseção das Elipses com o Círculo e do Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss.

O método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss também se mostrou bastante eficiente para apenas dois receptores (RX2 e RX3) e um transceptor (TX/RX1). Na Figura 5.25, visualiza-se a localização do intruso no quarto 2, mesmo não havendo receptor neste cômodo.

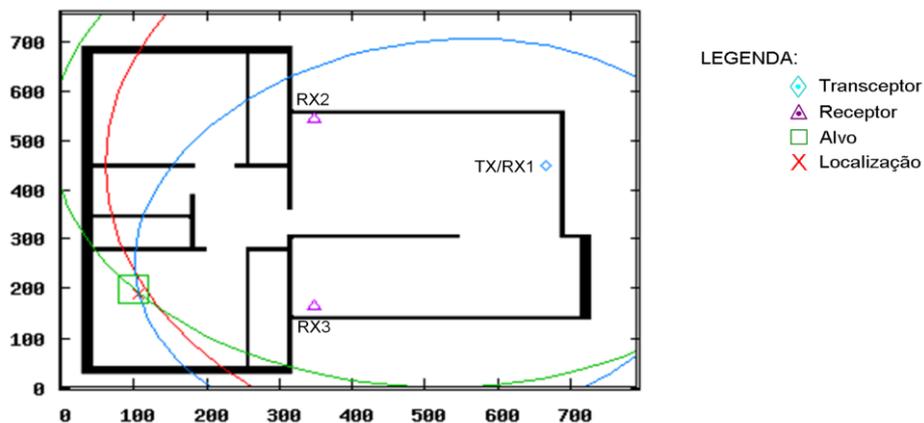


Figura 5.25. Sistema com Três Receptores Internos Localizando o Intruso no Quarto 2 da Residência Através da Interseção das Elipses com o Círculo e do Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss.

5.2.2. Ambiente Simulado 2: LABORATÓRIO em 2-D (Figura 3.5).

Para este ambiente, as simulações foram realizadas em quatro casos: primeiramente se reproduziu os resultados obtidos em [2], utilizando, para isso, o enxame de partículas (PSO), com nove receptores, sem espalhadores. No segundo caso, o número de receptores foi reduzido para quatro e o método de localização utilizado foi o de Newton com eliminação de Gauss; e por último, foram utilizados espalhadores, nas mesmas condições que [2]; No terceiro caso, novamente, reduziu-se o número de receptores de nove para quatro e se alterou o método de localização do intruso, novamente para Newton com eliminação de Gauss e no quarto e último caso, foi utilizado o método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss para realizar a localização do intruso.

5.2.2.1: CASO 1: Sistema com Oito Receptores e o Transceptor Localizados Internamente ao Laboratório Utilizando Enxame de Partículas:

Será considerado para todos os resultados obtidos na simulação do laboratório em 2-D o plano- xy , apresentado na Figura 5.26, em células, e para representar a posição de cada elemento será considerado o par ordenado (x,y) . Para realizar a localização do intruso foi utilizado, inicialmente o enxame de partículas, descrito no item 3.4.1.1, do capítulo 3. Vale ressaltar que, para todas as simulações realizadas para este ambiente, não foi utilizado o ruído AWGN. As antenas transmissoras são colocadas inicialmente em pequenas janelas nas paredes (Figura 3.5).

Para o ambiente visualizado na Figura 5.26, o transceptor TX/RX1 está localizado na posição (480,786), em frente a janela 1. O centro do alvo está localizado na posição (460,450) e a localização encontrada possui centro em (474,489). Percebe-se que o sistema localiza o intruso que está posicionado na área de circulação (corredor), com precisão.

Os receptores estão localizados nas seguintes posições: RX2 (108,267), RX3 (108,780), RX4 (250,910), RX5 (675,910), RX6 (800,780), RX7 (800,267), RX8 (675,60) e RX9 (250,60).

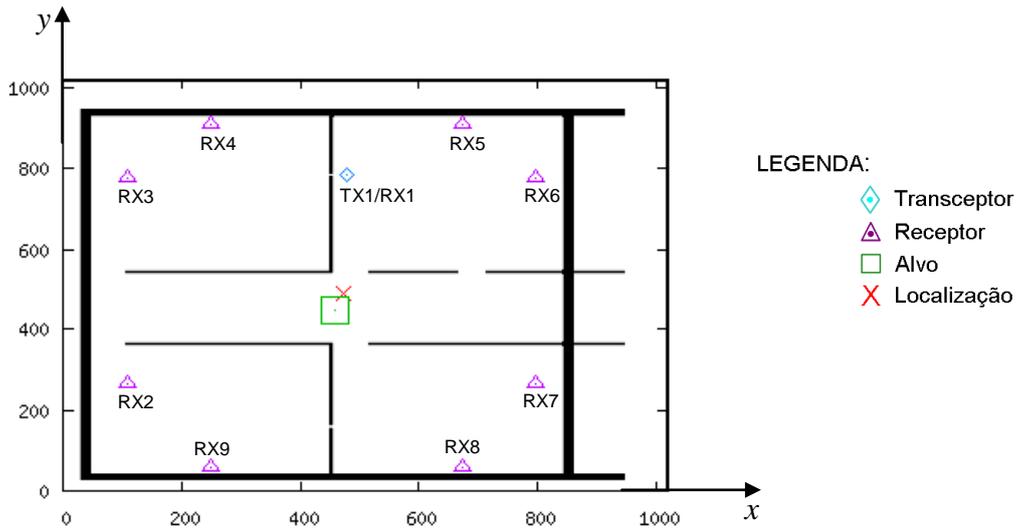


Figura 5.26. Intruso Localizado no corredor do laboratório pelo transceptor TX1/RX1.

Na Figura 5.27 o transceptor é deslocado para a janela 2, ocupando a posição (480,166) e o alvo, juntamente com os outros receptores, são mantidos nas posições originais. Para esta situação a localização foi de (443,421).

Também, para este caso, uma localização satisfatória do intruso foi encontrada.

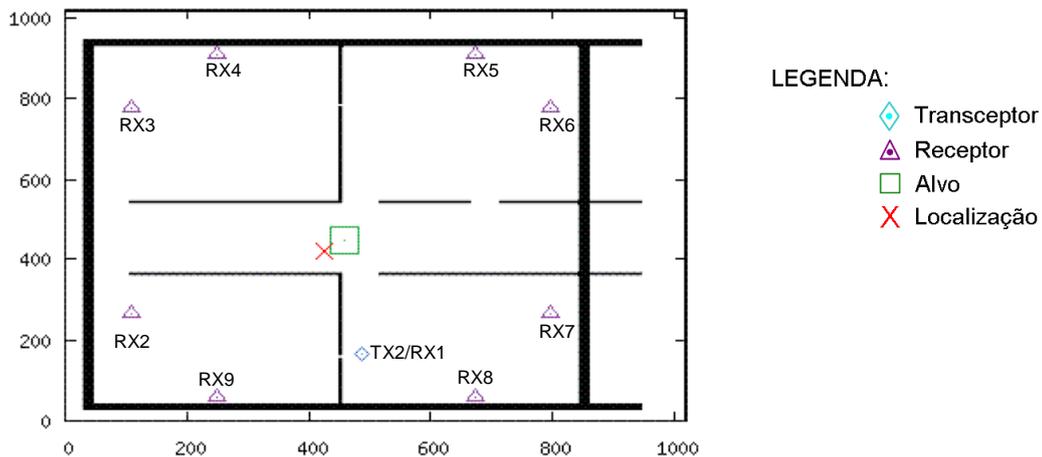


Figura 5.27. Intruso Localizado no corredor do laboratório pelo transceptor TX2/RX1.

Para ratificar o bom desempenho do radar outras simulações foram realizadas com o intruso posicionado nos mais variados pontos do laboratório como podem ser observadas as Figuras 5.28, 5.29 e 5.30.

Na Figura 5.28 o transceptor está localizado na posição (480,786), o intruso está localizado no laboratório de software II, na posição (350,200) e, localização realizada pelo PSO foi na posição (338,238).

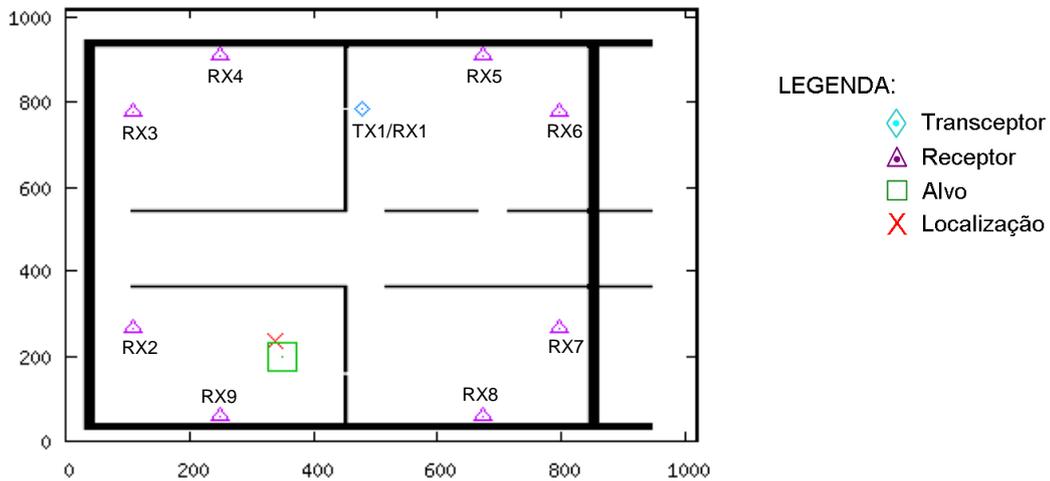


Figura 5.28. Intruso Localizado no Laboratório de Software II pelo transceptor TX1/RX1.

Na Figura 5.29, o sistema de localização é conservado na mesma posição e o alvo é deslocado para o laboratório de software I, centralizado em (750,200), entre os receptores RX7 e RX8. Percebe-se, pela figura, que o sistema consegue localizar o alvo na posição (770,243).

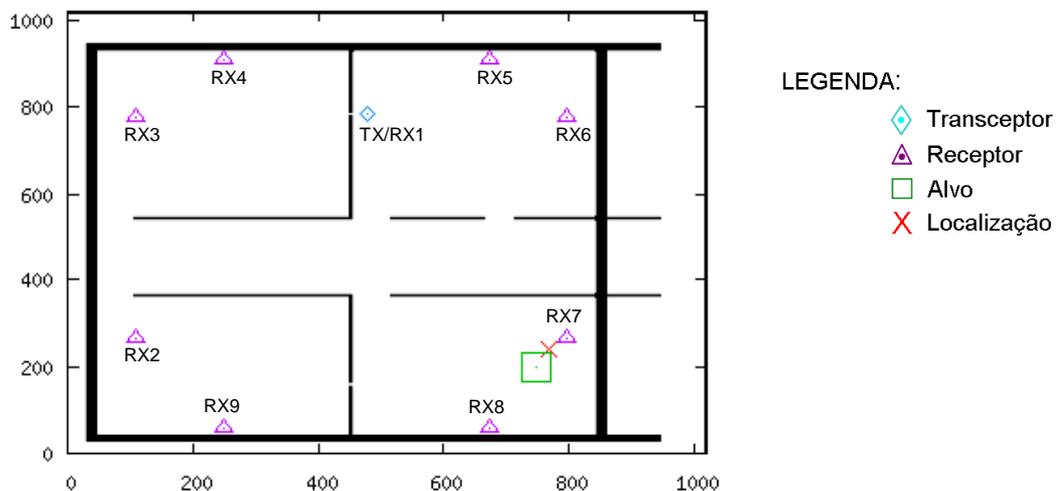


Figura 5.29. Intruso Localizado no Laboratório de Software I pelo transceptor TX1/RX1.

Na Figura 5.30, utilizou-se o mesmo sistema, deslocando-se novamente o intruso, agora, posicionando-o no laboratório de hardware com centro em (600,800). A localização, mais uma vez, é realizada com sucesso na posição (570,774).

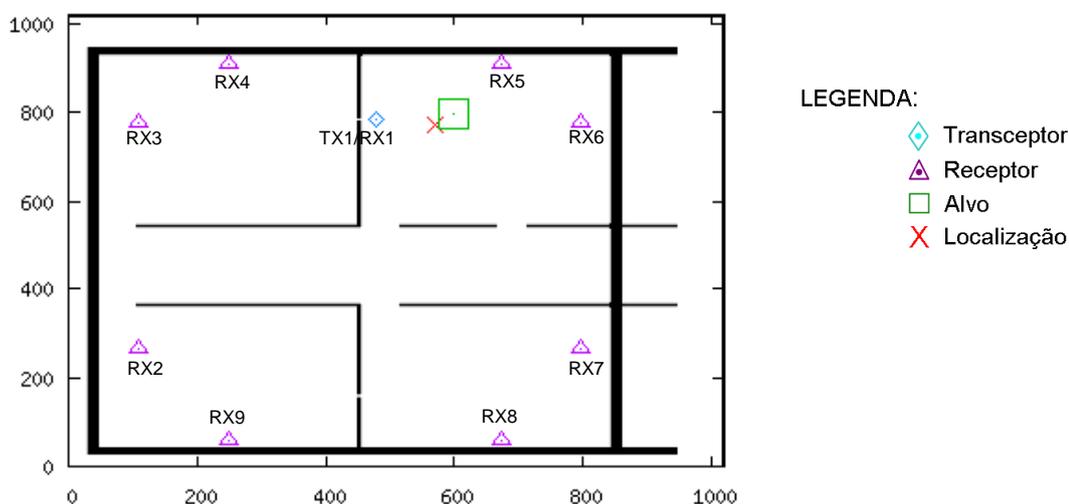


Figura 5.30. Intruso Localizado no Laboratório de Hardware pelo transceptor TX1/RX1.

Percebe-se que o método PSO se mostrou eficiente quanto à localização do intruso, no entanto, o tempo de execução desse algoritmo é alto, quando comparado, por exemplo, ao método de Newton e, tende a aumentar quando se aumenta o número de receptores. Além do fator tempo de execução, o fator econômico, também pode ser levado em conta, em uma possível implementação prática do sistema, pois o mesmo necessita de um número grande de receptores. Esses custos poderiam ser reduzidos caso houvesse uma redução no número desses receptores.

Nos casos 2 e 4, ilustram-se simulações realizadas com o intuito de reduzir os custos, reduzindo-se o número de receptores, bem como o tempo de localização do intruso, com o método de Newton e a técnica de eliminação de Gauss, no caso 2; e o método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss, no caso 4.

5.2.2.2: CASO 2: Sistema com Quatro Receptores e o Transceptor utilizando Método de Newton:

As principais motivações, na tentativa de redução do número de receptores, foram, como vistas anteriormente, o tempo de execução do algoritmo de enxame de partículas e os custos em uma possível implementação prática do sistema. No entanto, como precisar o número ótimo de receptores para este ambiente?

Percebe-se nas Figuras 5.26 a 5.30 que cada ambiente, exceto o corredor, possui dois receptores, com isso, optou-se em se retirar um receptor de cada ambiente. Foram retirados os receptores RX2, RX3, RX6 e RX7, da situação apresentada na Figura 5.26, reduzindo-se o sistema de nove receptores para apenas cinco receptores.

Percebe-se na Figura 5.31 a nova configuração do sistema e uma localização precisa do intruso no laboratório de software I na posição (737,192). Para esta simulação, o alvo foi centralizado em (750,200), o transceptor TX2/RX1 está na posição (480,166) e os receptores localizados nas seguintes posições: RX2 (250,60), RX3 (250,910), RX4 (675,910) e RX5 (675,60).

Além da precisão da localização, o método de Newton é muito mais rápido na execução e, assim como na residência, mostrou-se uma excelente opção de localização, também no laboratório.

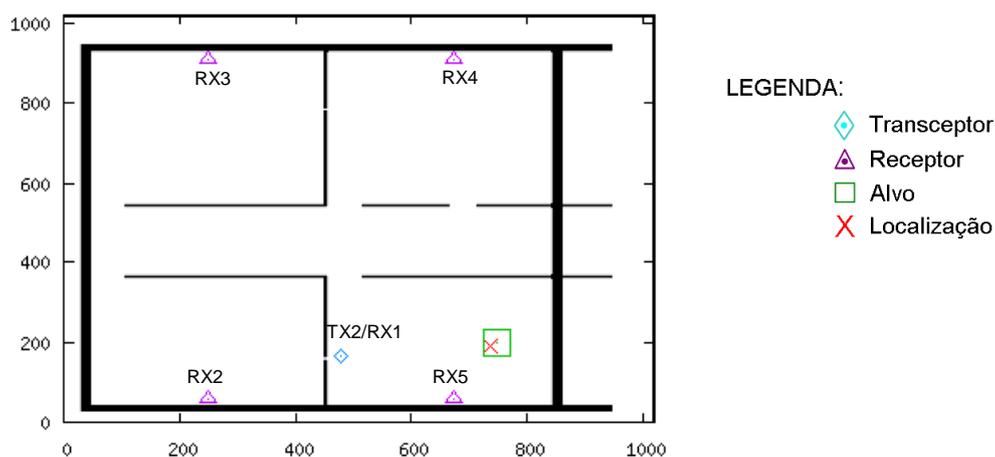


Figura 5.31. Método de Newton com Quatro Receptores com Localização em (737,192).

Para a Figura 5.32 a localização apresentada, talvez possa ser considerada não tão precisa assim, já que foi realizada na posição (401,728), no entanto, percebe-se que o método localizou o intruso corretamente no ambiente em que ele estava e bem próximo ao mesmo. Por conta disso, pode-se considerar este método bastante eficiente para realizar localizações, principalmente, quando poucos receptores são utilizados.

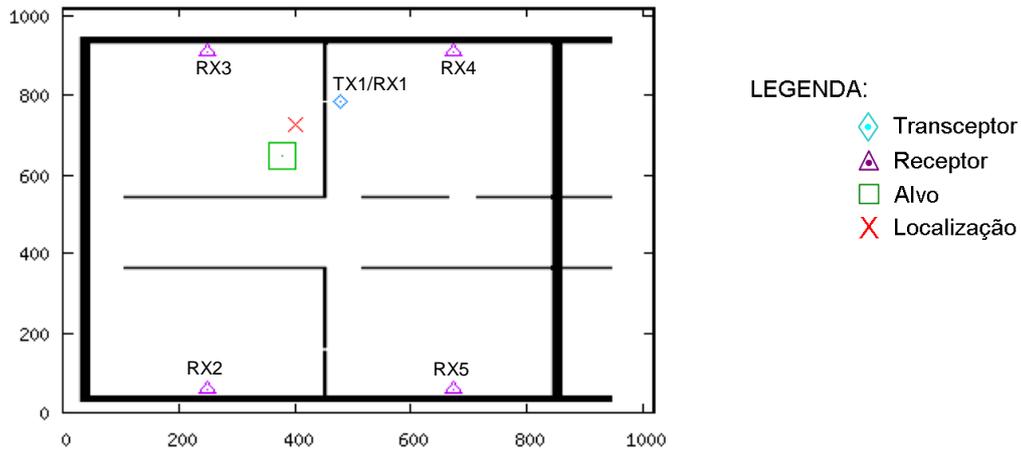


Figura 5.32. Método de Newton com Quatro Receptores com Localização em (401,728).

Pode-se visualizar a localização do intruso da Figura 5.31, também pela interseção do sistema de elipses com o círculo, como apresentado na Figura 5.33, onde, verifica-se, em azul a elipse formada, tendo como focos, o transceptor (TX2/RX1) e o receptor (RX5); em vermelho, o círculo formado, tendo como centro o transceptor (TX2/RX1); em verde, a segunda elipse, tendo como focos o transceptor (TX2/RX1) e o receptor (RX4) e, assim, tem-se a visualização da técnica para realizar a localização do intruso.

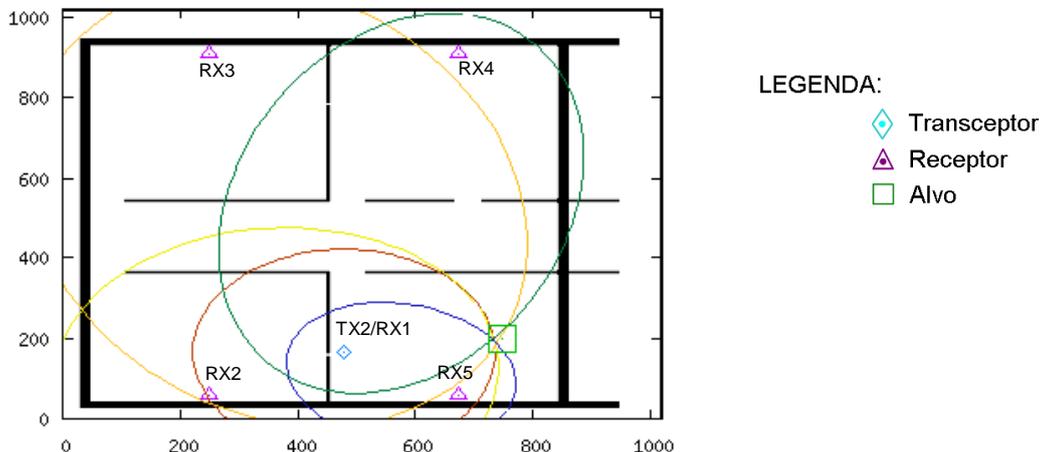


Figura 5.33. Sistema de Elipses Utilizado para Realizar a Localização do Intruso.

Na Figura 5.34 é realizada a localização do intruso no corredor do laboratório, situação similar a apresentada na Figura 5.27, quando foram utilizados nove receptores e o método enxame de partículas. Percebe-se, que o sistema consegue localizar o intruso utilizando apenas quatro receptores e com método de Newton. Para esta situação o intruso está posicionado em (460,450) e a localização está sendo realizada em (469,434).

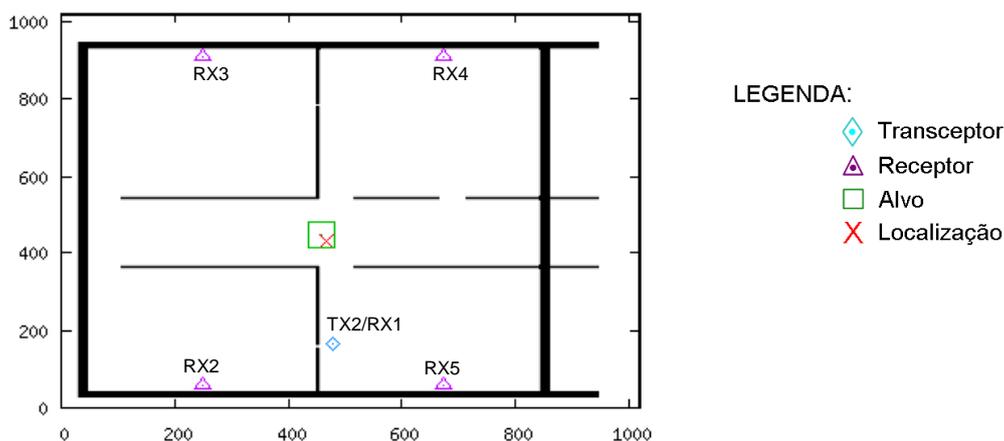


Figura 5.34. Método de Newton com Quatro Receptores Localizando o Intruso no Corredor.

Para realizar a localização do intruso, como já mencionado, o pulso eletromagnético é propagado sem a presença do intruso, logo em seguida, um outro pulso é propagado, com a presença do intruso, a diferença entre os sinais é utilizada para localizar o alvo. Nas Figuras 5.35 e 5.36 são apresentados os gráficos onde se pode visualizar a amplitude da componente E_z do campo elétrico com e sem a presença do intruso, coletados da situação apresentada na Figura 5.34.

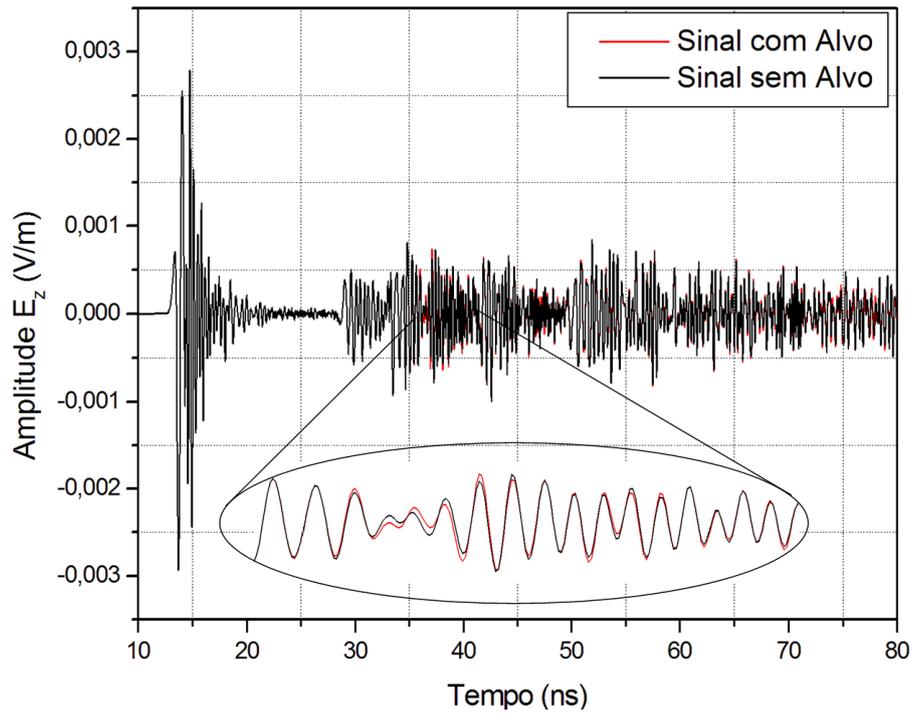


Figura 5.35. Intensidade da Componente E_z do Campo Elétrico Registrada no Receptor 2 com e sem a Presença do Alvo.

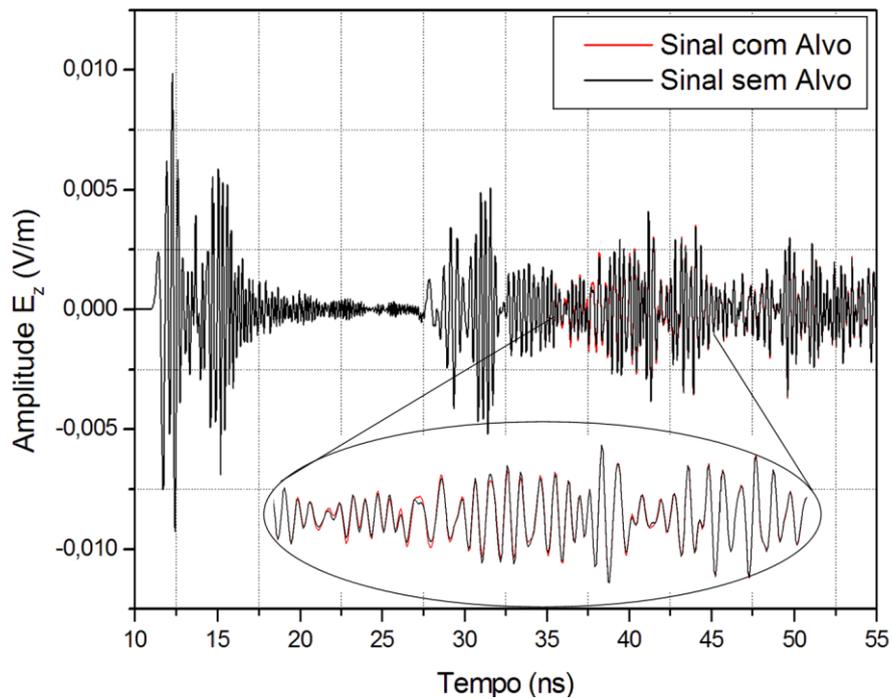


Figura 5.36. Intensidade da Componente E_z do Campo Elétrico Registrada no Receptor 3 com e sem a Presença do Alvo.

Nas Figuras 5.37 e 5.38 são apresentadas as diferenças entre os sinais, com e sem o alvo, descritos na Figura 5.35 e 5.36, respectivamente.

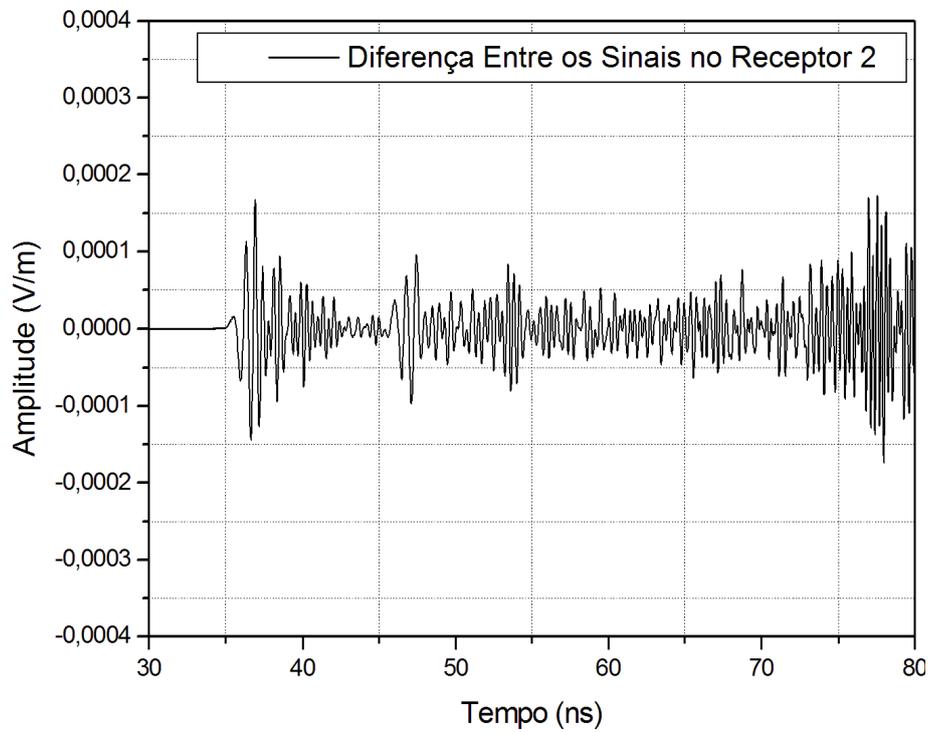


Figura 5.37. Diferença entre os Sinais com e sem a Presença do Intruso no Receptor 2.

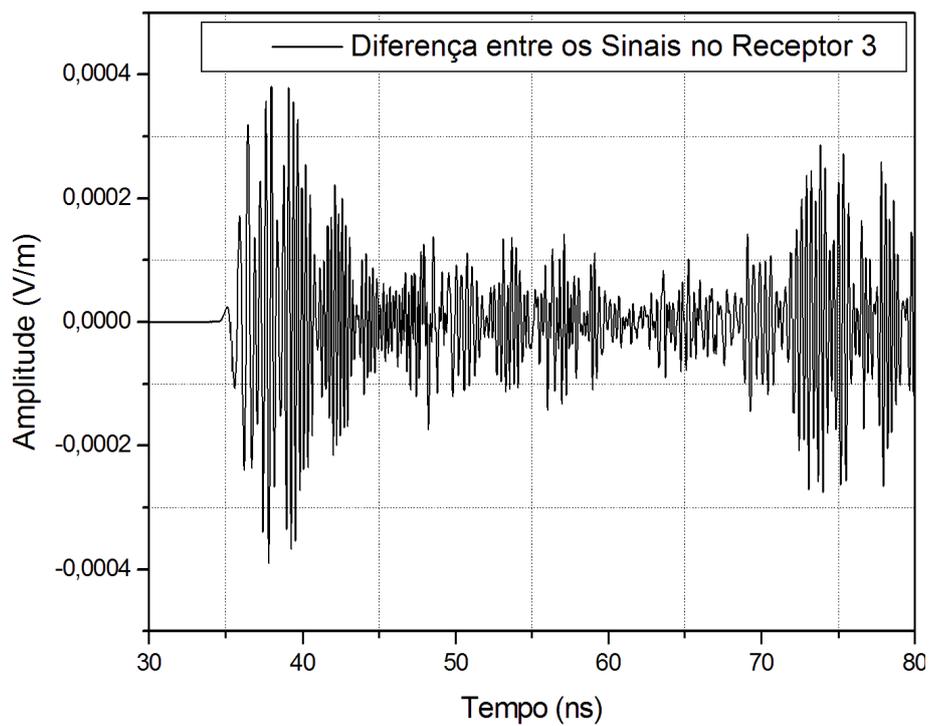


Figura 5.38. Diferença entre os Sinais com e sem a Presença do Intruso no Receptor 3.

5.2.2.3: CASO 3: Receptores e Transceptor Localizados Internamente ao Laboratório na Presença de Espalhadores utilizando o Método de Newton:

Inicialmente, para realizar as simulações, foi considerado o sistema apresentado na Figura 5.26 só que na presença de espalhadores e utilizando para realizar a localização do intruso, o método enxame de partículas, para efeito de comparação com o método de Newton. O resultado pode ser visualizado na Figura 5.39, onde se pode observar a posição da localização do intruso em (437,409).

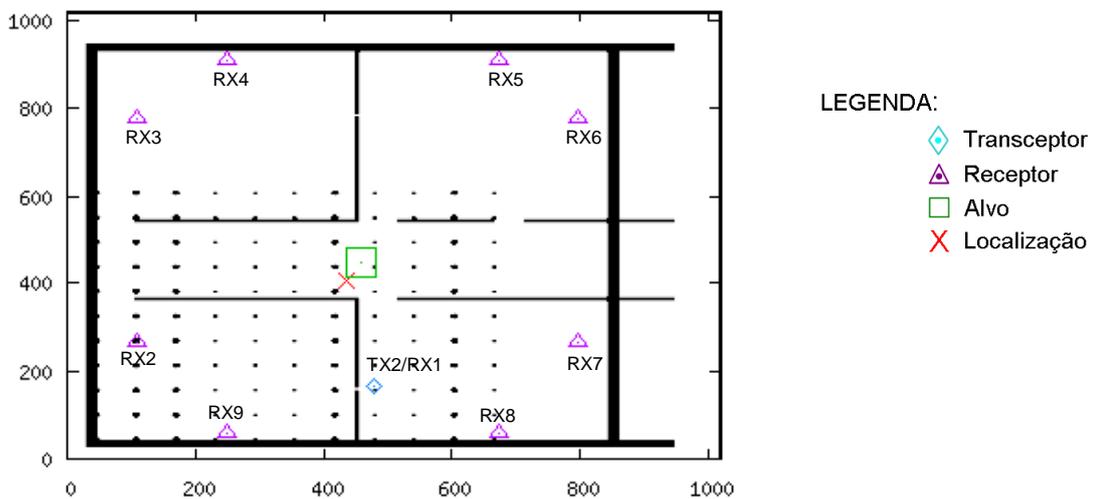


Figura 5.39. Método do Enxame de Partículas Localizando Intruso na Presença de Espalhadores.

Podem-se obter resultados similares, mesmo com a presença de espalhadores, utilizando-se apenas cinco receptores e aplicando o método de Newton com eliminação de Gauss para realizar a localização do intruso. Os resultados podem ser visualizados nas Figuras 5.40 e 5.41, onde se adotou o mesmo posicionamento do sistema apresentados no caso 2.

Para a Figura 5.40 o intruso estava centrado em (460,450) e a localização foi realizada na posição (471,450), ou seja, mesmo com a presença dos espalhadores e com o número reduzido de receptores, o sistema consegue localizar o alvo de forma satisfatória. O transceptor para esta situação está localizado na posição (480,166).

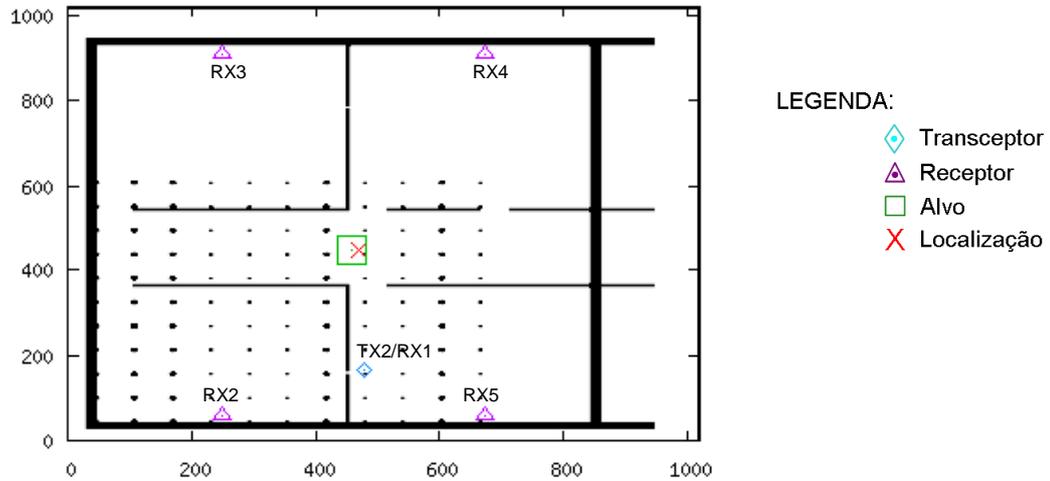


Figura 5.40. Método de Newton com Eliminação de Gauss Localizando Intruso na Presença de Espalhadores com Transceptor na Janela 2.

Para a Figura 5.41 o intruso continua localizado na mesma posição, no entanto, altera-se o transceptor, localizando-o na posição (480,786). Percebe-se que o resultado encontrado, ainda é bastante satisfatório.

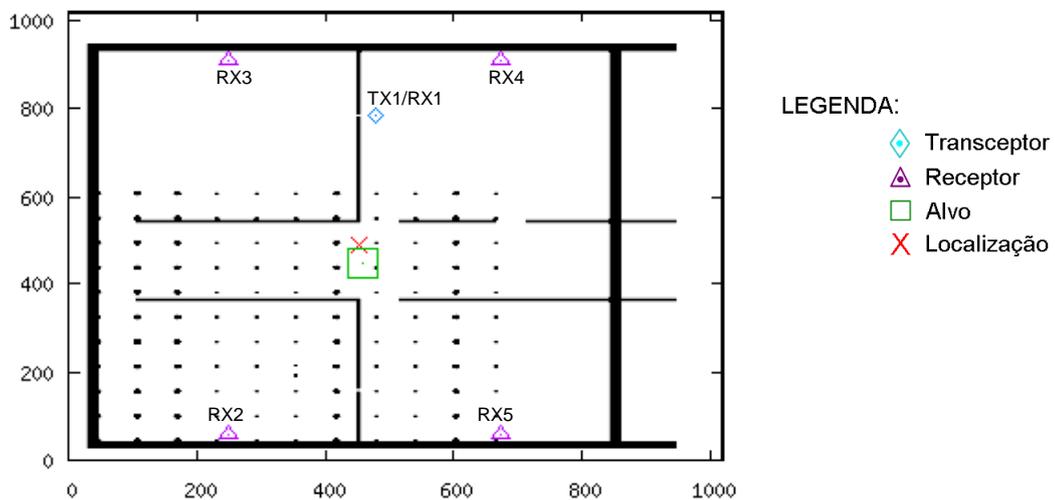


Figura 5.41. Método de Newton com Eliminação de Gauss Localizando Intruso na Presença de Espalhadores com Transceptor na Janela 1.

Pelos resultados apresentados e como relatado anteriormente, não é pelo acréscimo no número de receptores que o sistema terá ou não sucesso, e sim, pelo posicionamento desses receptores combinados a um algoritmo de

localização que atenda as necessidades de utilização de um pequeno número de receptores.

5.2.2.4: CASO 4: Receptores e Transceptor Localizados Internamente ao Laboratório Utilizando o Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss:

Para esta simulação foram considerados quatro receptores posicionados como na Figura 5.31 e um transceptor, representado por TX/RX1 localizado em (480,786). O alvo foi posicionado em (380,660). A localização realizada pelo método foi feita na posição (385,662), como pode ser observado na Figura 5.42.

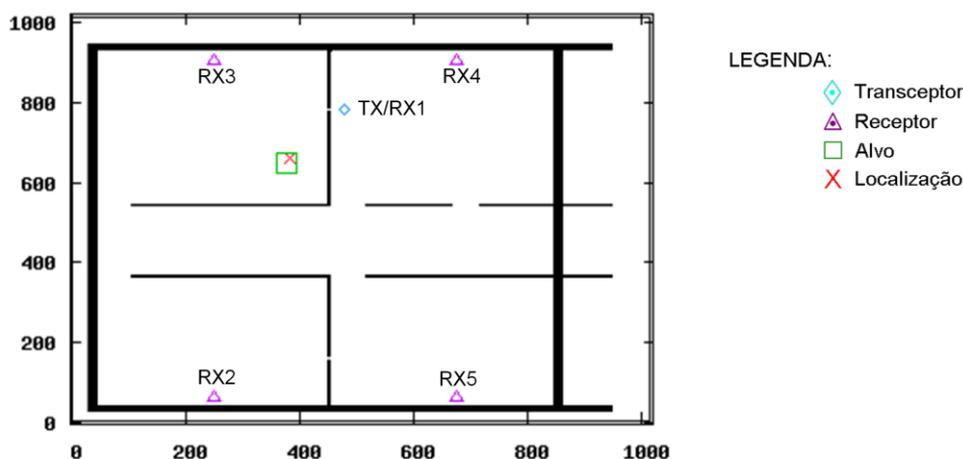


Figura 5.42. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Com. Celular com Transceptor TX/RX1.

Para a Figura 5.43, foi mantida a mesma configuração do sistema, havendo apenas o deslocamento do alvo para a posição (700,460). Para esta simulação a posição encontrada foi (696,461), havendo uma localização quase que no centro do alvo.

Já na Figura 5.44, pode-se observar a mesma situação apresentada na Figura 5.43, porém visualizando-se a interseção das quatro elipses formadas pelo par transceptor-receptor e o círculo formado pelo transceptor.

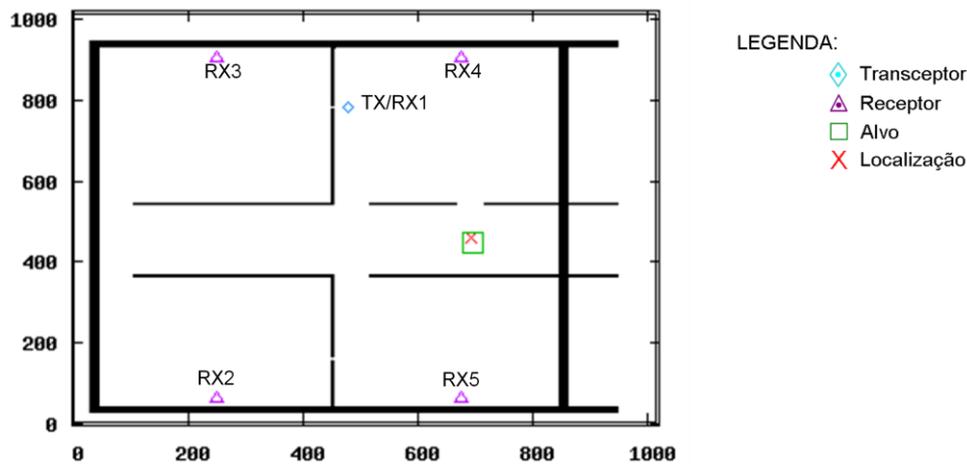


Figura 5.43. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no corredor com Transceptor TX/RX1.

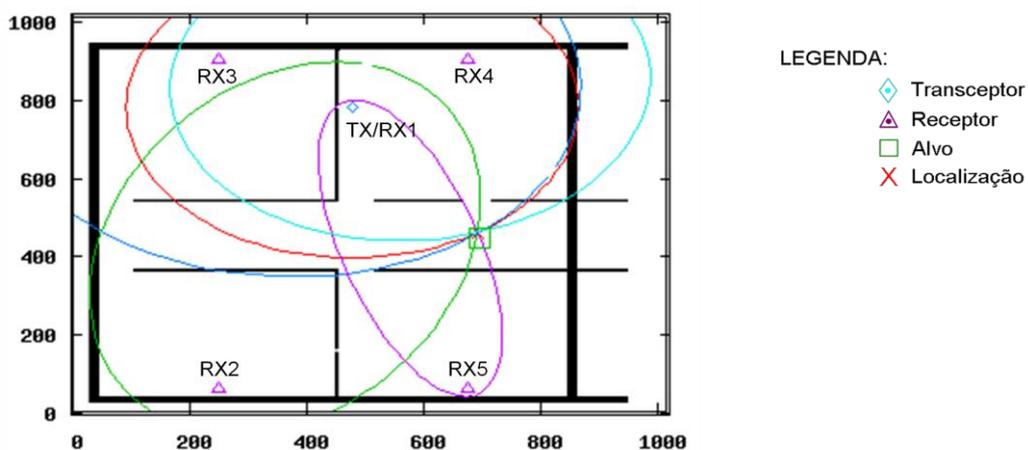


Figura 5.44. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no corredor com Transceptor TX/RX1 Utilizando Elipses e Círculo.

Na Figura 5.45, o sistema ainda é conservado e o intruso é deslocado para a posição (90,200). Para esta posição, o método, também quase realiza a localização no centro do alvo, encontrando a posição em (94,204).

Para a Figura 5.46, o transceptor TX2/RX1 foi posicionado em (480,166), o alvo foi centralizado em (680,640) e a localização realizada pelo método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss foi em (689,640). Já na Figura 5.47, apresenta a mesma situação apresentada na Figura 5.46 com a localização realizada, também, com a interseção das elipses com o círculo.

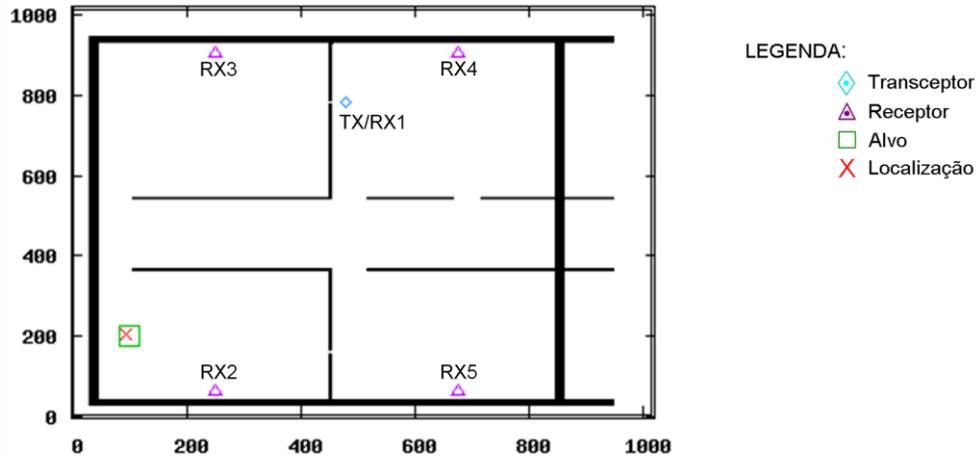


Figura 5.45. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Software II com Transceptor TX/RX1.

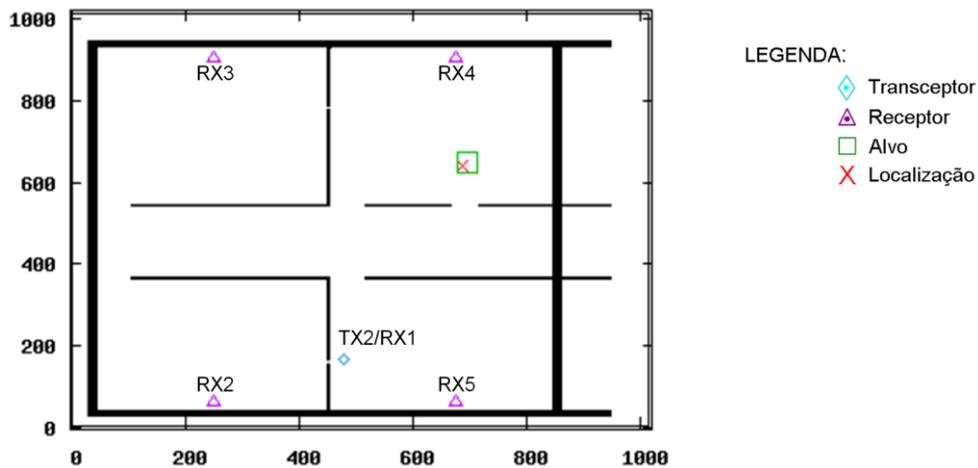


Figura 5.46. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Hardware com Transceptor TX/RX1.

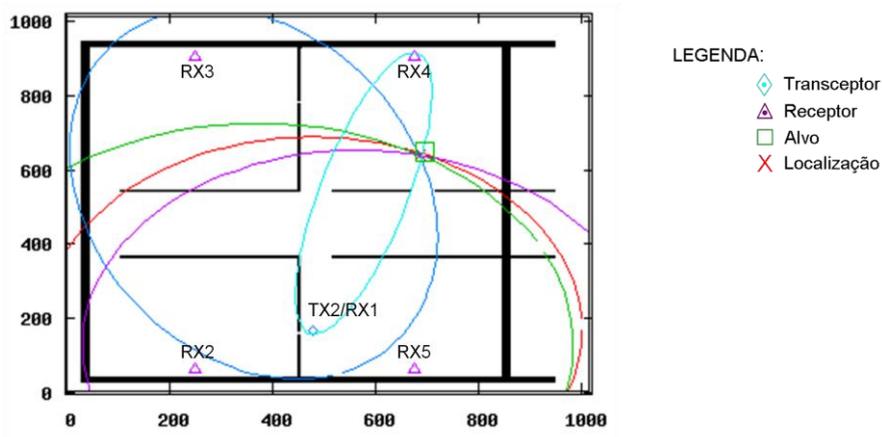


Figura 5.47. Método dos Mínimos Quadrados com Eliminação de Gauss Localizando Intruso no Laboratório de Hardware com Transceptor TX/RX1 com a Interseção das Elipses e o Círculo.

5.2.3. Ambiente Simulado 3: RESIDÊNCIA em 3-D, com 1 e 2 Pavimentos.

Para realizar a localização do intruso em um ambiente *indoor* tridimensional foi utilizado um sistema cooperativo de radar contendo quatro transceptores e nove receptores espalhados pela residência. Para isso, quatro casos foram considerados: No primeiro caso, uma antena dipolo foi considerada e o intruso realiza um pequeno movimento na cabeça; em seguida, utilizando o mesmo movimento do intruso, a simulação é realizada com uma antena monopolo; no terceiro caso, o intruso realiza um leve movimento com uma das pernas e a antena dipolo é novamente considerada e, no quarto, e último caso, o mesmo movimento do intruso é levado em conta, assim como a antena dipolo, só que utilizando uma residência de dois pavimentos.

Para as situações descritas para a residência de um pavimento as antenas transceptoras e os receptores foram considerados sempre na mesma posição. Na Figura 5.48, pode-se visualizar o esquema utilizado para as simulações.

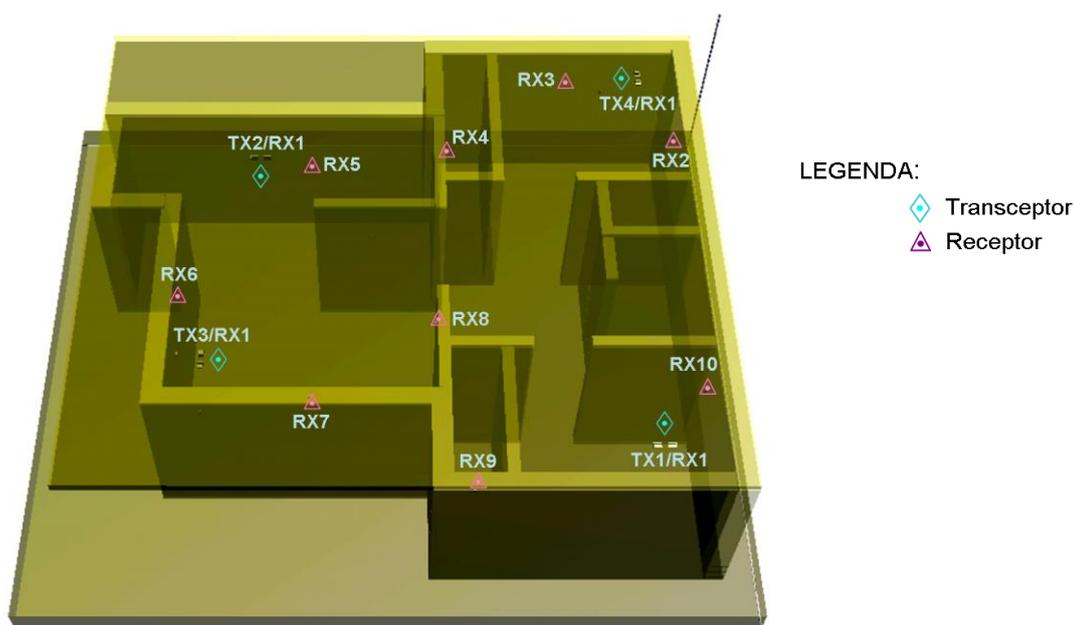


Figura 5.48. Visualização do Posicionamento dos Transceptores e dos Receptores na Residência 3-D de um Pavimento.

Percebem-se pela figura, os pontos onde os receptores foram alocados, bem como o posicionamento dos quatro transceptores (antenas monopolo ou dipolo). O processo de localização, utilizando o sistema cooperativo de radares foi descrito no capítulo 3 e, por conta disso, neste capítulo, tratar-se-á apenas dos resultados encontrados nas simulações.

5.2.3.1: CASO 1: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Dipolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento para Frente com a Cabeça.

Para esta situação, o movimento do intruso pode ser visualizado, em destaque, na Figura 5.49. Esta situação é utilizada para os casos 1, 2 e 4.

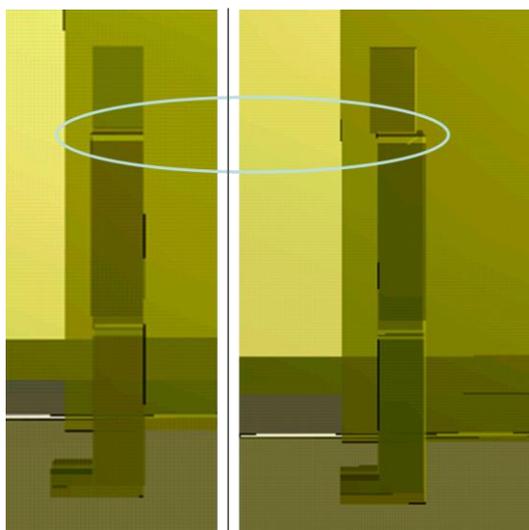


Figura 5.49. Intruso realizando um leve movimento com a cabeça para frente.

As simulações foram realizadas em vários cômodos da residência. Na simulação realizada no quarto 1 (Figura 3.8), o intruso possui uma posição média em (2,48 m/2,53 m), em relação ao plano- xy . Na Figura 5.50, pode-se visualizar a esfera de estimativa (plano- xz) que define o local onde o intruso pode estar. O sistema apresentado na Figura 5.48 foi executado e uma esfera foi obtida para cada transceptor utilizado (Figura 3.17). Para determinar a localização do intruso, é considerado o transceptor que formar a esfera com o menor raio, que para este caso, foi o Transceptor (Tx4/Rx1), como pode ser visualizado na Tabela 5.1.

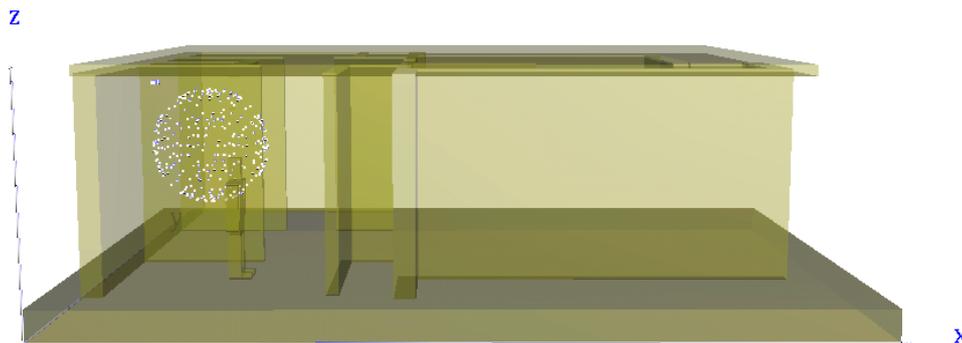


Figura 5.50. Vista Lateral da Localização do Intruso no Quarto 1.

Tabela 5.1: Raio relativo para cada Transceptor. (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	1.53	51
Tx2/Rx1	1.47	49
Tx3/Rx1	1.77	59
Tx4/Rx1	0.81	27

Na Figura 5.51, vista superior, o intruso é deslocado para uma posição média em (2,48 m / 8,54 m), em relação ao plano- xy , estando com isso, no quarto 2 (Figura 3.8). Novamente o sistema cooperativo utilizando antenas dipolo é executado e a localização pode ser visualizada, na Figura 5.52, vista Lateral (plano- xz)

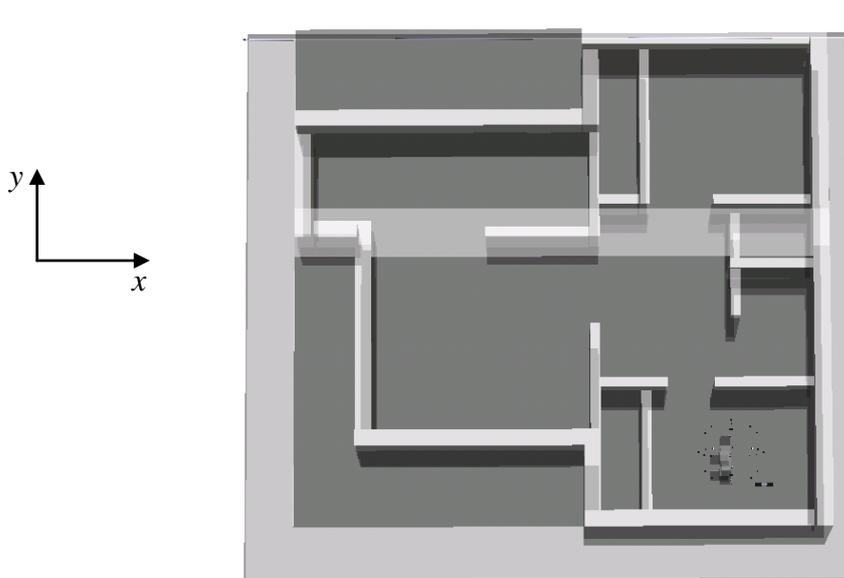


Figura 5.51. Vista Superior (plano- xy) da Localização do Intruso no Quarto 2.

A Tabela 5.2 apresenta os raios encontrados para cada transceptor. O menor raio formado, neste caso pelo transceptor (Tx1/Rx1), indica que o intruso está próximo dele.

Tabela 5.2: Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx1/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	0.60	20
Tx2/Rx1	1.23	41
Tx3/Rx1	1.17	39
Tx4/Rx1	1.35	45

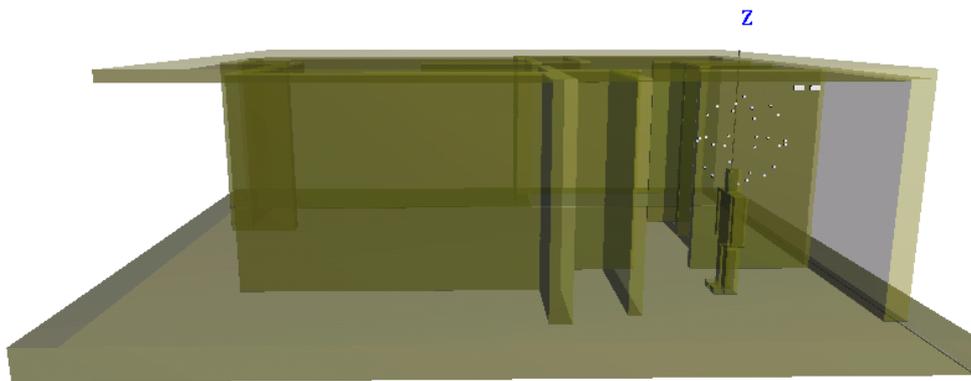


Figura 5.52. Vista Lateral (plano- xz) da Localização do Intruso no Quarto 2.

A Figura 5.53, apresenta o intruso na cozinha (Figura 3.8), com localização média (6.08 m / 3.44m), em relação ao plano- xy . A esfera, mais uma vez, determina a possível localização do intruso.

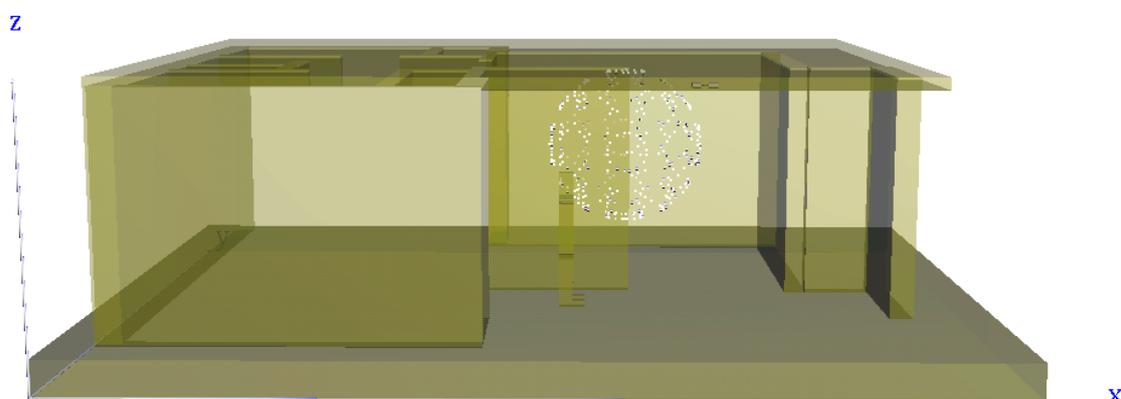


Figura 5.53. Vista Lateral da Localização do Intruso na Cozinha.

A Tabela 5.3 apresenta os raios encontrados para esta simulação. Percebe-se, mais uma vez, que o menor raio, transceptor (Tx2/Rx1), indica a proximidade do intruso em relação a ele.

Tabela 5.3: Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx2/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	0.84	28
Tx2/Rx1	0.51	17
Tx3/Rx1	1.50	50
Tx4/Rx1	0.57	19

Na Figura 5.54, vista superior, e Figura 5.55, vista lateral, o intruso é colocado no meio da sala, tendo uma posição média (6.68 m / 6.44m). A esfera formada por cada transceptor indica a possível localização do intruso e, a Tabela 5.4, os raios encontrados de cada Transceptor.

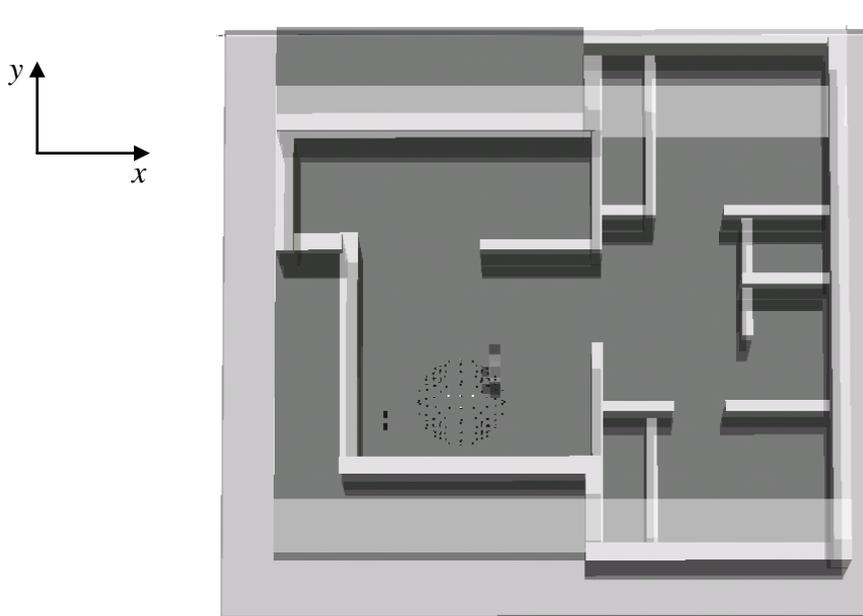


Figura 5.54. Vista Superior da Localização do Intruso na Sala.

Percebe-se pela Tabela 5.4 que o transceptor que forma a esfera com o menor raio é o (Tx3/Rx1), portanto, o intruso está mais próximo dele.

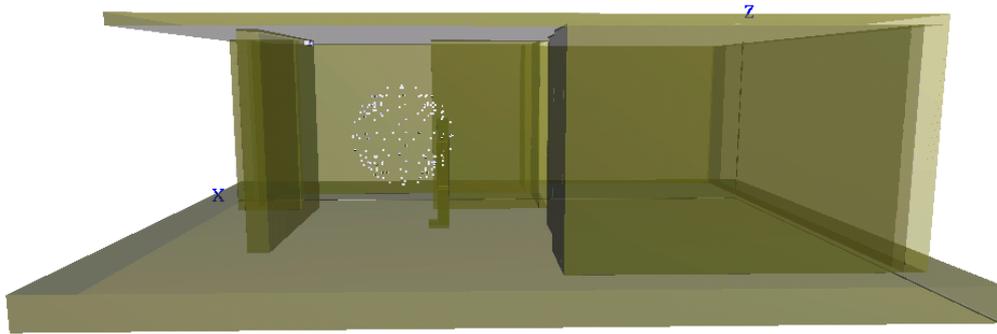


Figura 5.55. Vista Lateral da Localização do Intruso na Sala.

Tabela 5.4: Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx3/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	0.66	22
Tx2/Rx1	0.90	30
Tx3/Rx1	0.60	20
Tx4/Rx1	1.44	48

Na Figura 5.56 pode ser visualizada a distribuição da componente E_z do campo elétrico para o caso apresentado na Figura 5.47, no instante de tempo $t = 0,347 \mu\text{s}$.

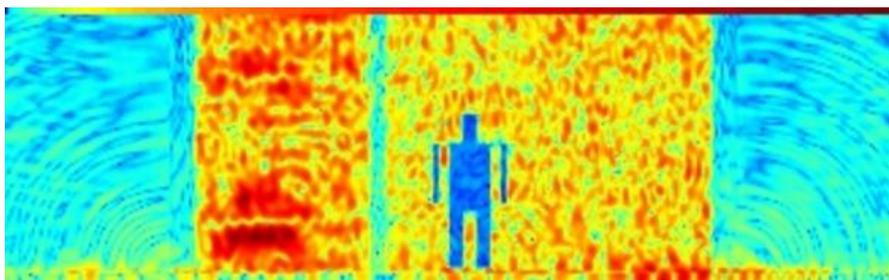


Figura 5.56. Vista Lateral (plano- xz) da Distribuição do Campo Elétrico ($t = 0.347 \mu\text{s}$, $x = 5.25 \text{ m}$).

Como descrito no capítulo 3, para realizar a localização do intruso dentro da residência o sinal é propagado na presença do intruso em uma posição inicial e logo em seguida, o sinal é transmitido novamente e, qualquer movimento do intruso, por mínimo que seja, como apresentado na Figura 5.49,

é captado pelo sistema. A detecção é realizada fazendo a diferença entre os dois sinais obtidos nos receptores e no transceptor.

Para o caso mostrado na Figura 5.50 o sinal captado pelo receptor RX2 é apresentado na Figura 5.57. A diferença (subtração aritmética) normalizada entre esses sinais é apresentada na Figura 5.58.

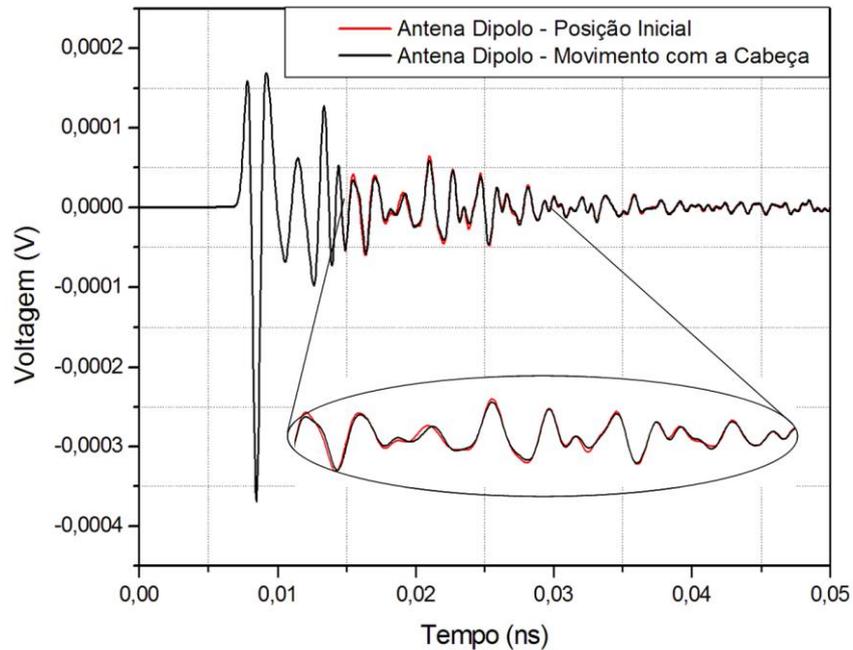


Figura 5.57. Sinais obtidos no Receptor RX2 considerando o Intruso em uma Posição Inicial e Realizando um leve Deslocamento com a Cabeça.

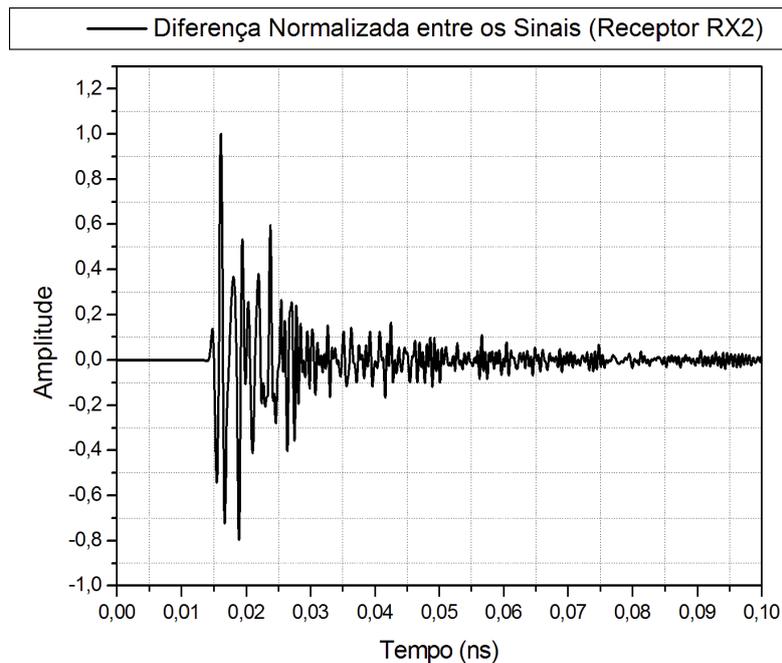


Figura 5.58. Diferença Normalizada entre os Sinais obtidos no Receptor RX2 (Antena Dipolo).

5.2.3.2: CASO 2: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Monopolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento com a Cabeça.

Para as simulações realizadas neste caso, foi considerada a situação apresentada na Figura 5.49, onde um pequeno movimento com a cabeça é realizado pelo intruso, no entanto, o sistema cooperativo, agora é formado por antenas monopolo, conforme esquema apresentado na Figura 5.48.

Na Figura 5.59, o intruso está localizado no quarto 1 (Figura 3.8), na mesma posição apresentada anteriormente na Figura 5.50, onde foi utilizado um sistema cooperativo de antenas dipolo.

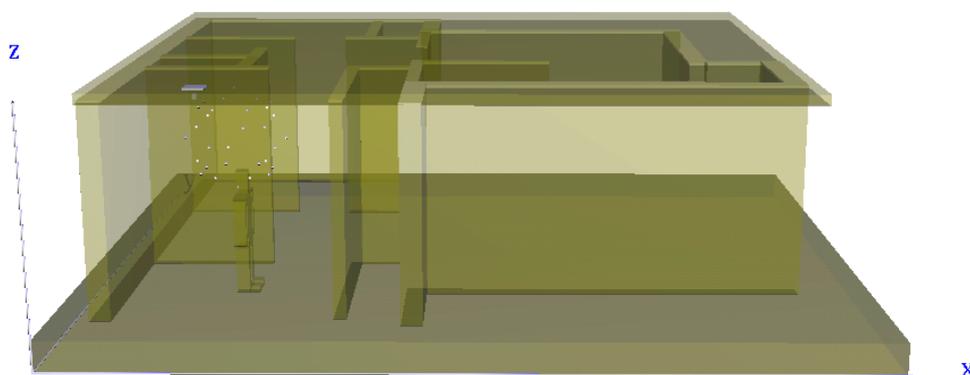


Figura 5.59. Vista Lateral da Localização do Intruso no Quarto 1 utilizando um Sistema Cooperativo de Antenas Monopolo.

A esfera visualizada na Figura 5.59 é a possível localização do intruso dentro da residência e, o seu raio, pode ser comparado com os das outras antenas Transceptoras na Tabela 5.5, onde se pode perceber que o intruso está mais próximo da antena (Tx4/Rx1), pois possui a esfera com o menor raio.

Tabela 5.5: Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	1.35	45
Tx2/Rx1	1.62	54
Tx3/Rx1	1.47	49
Tx4/Rx1	0.66	22

Na Figura 5.60 o intruso é deslocado para a cozinha (Figura 3.8), tendo a mesma posição da Figura 5.53 e os raios das esferas obtidos em cada transceptor podem ser visualizados na Tabela 5.6.

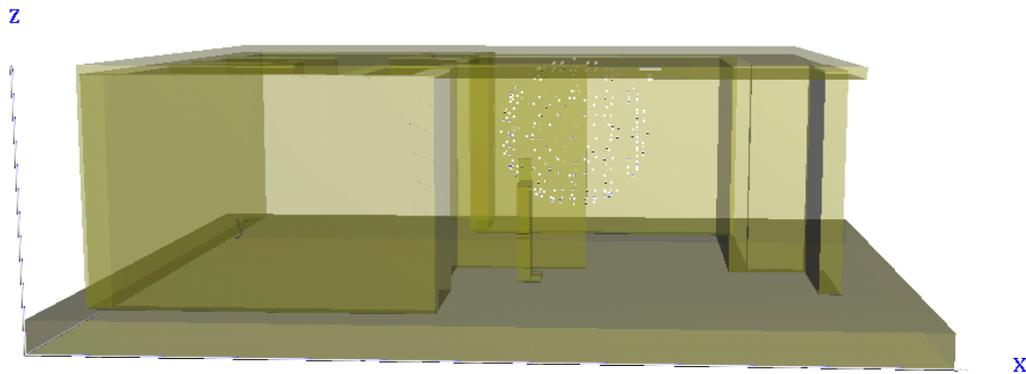


Figura 5.60. Vista Lateral da Localização do Intruso na Cozinha utilizando um Sistema Cooperativo de Antenas Monopolo.

Tabela 5.6: Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx2/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	1.11	37
Tx2/Rx1	1.05	35
Tx3/Rx1	1.38	46
Tx4/Rx1	1.17	39

Na Figura 5.61 é apresentada a diferença dos sinais captados no receptor RX2 para o intruso na posição inicial e, depois, realizando um pequeno movimento com a cabeça.

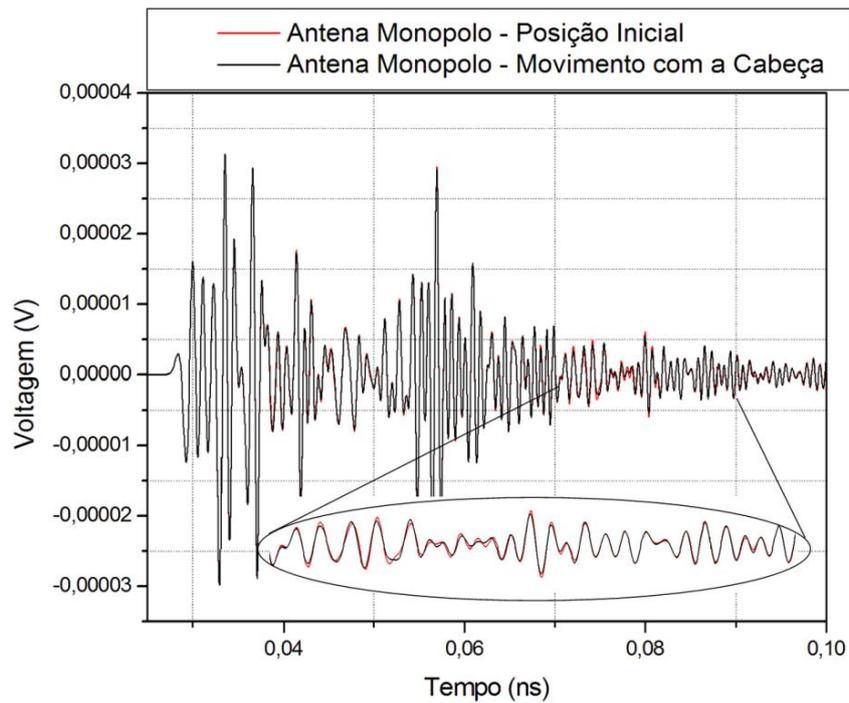


Figura 5.61. Sinais obtidos no Receptor RX2 considerando o Intruso em uma Posição Inicial e Realizando um leve Deslocamento com a Cabeça.

Na Figura 5.62 é apresentada a diferença normalizada (com o valor máximo da amplitude) dos sinais.

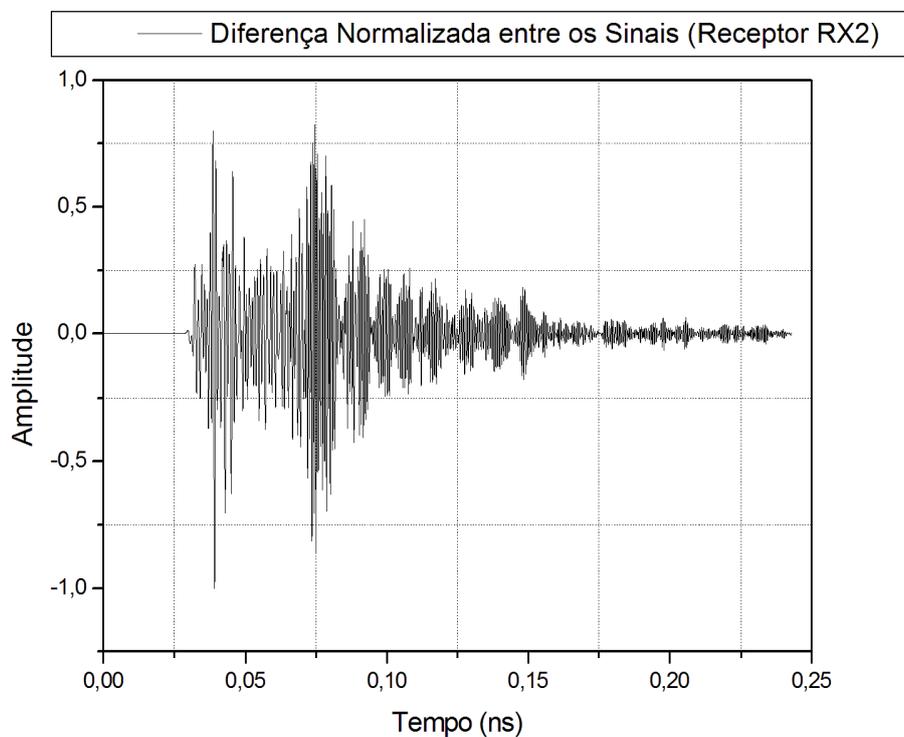


Figura 5.62. Diferença Normalizada entre os Sinais obtidos no Receptor RX2 (Antena Monopolo).

5.2.3.3: CASO 3: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Dipolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento com uma das Pernas.

Para as simulações realizadas no caso 3, foi considerado que o intruso realizou um pequeno movimento com a perna direita, a situação pode ser visualizada na Figura 5.63, onde o intruso está de perfil.

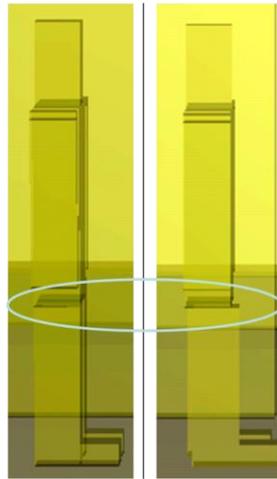


Figura 5.63. Intruso, de perfil, realizando um leve movimento com a perna direita.

Para esta simulação o intruso está localizado mais uma vez no quarto 1 (Figura 3.8), com posição média em (2.50m / 2.30m), considerando o plano- xy e, a esfera de localização pode ser visualizada na Figura 5.64, indica a provável localização do intruso dentro da residência.

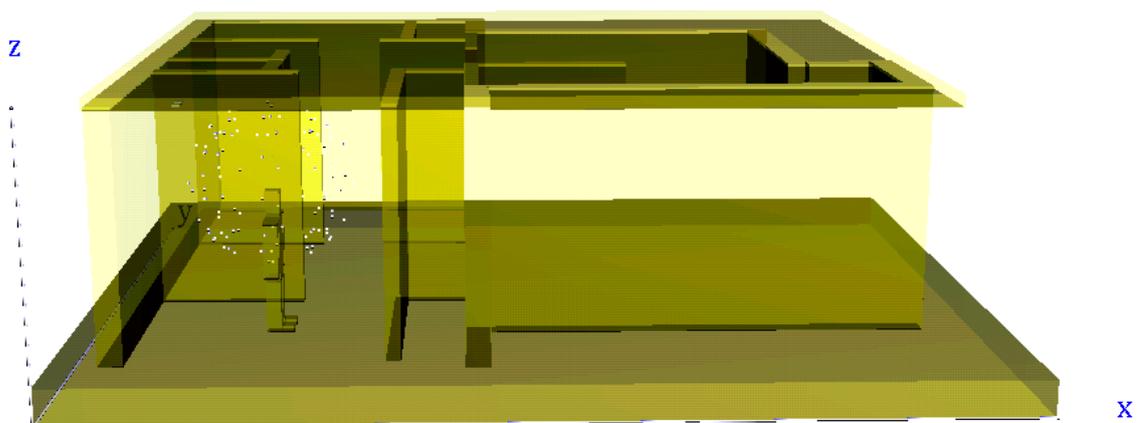


Figura 5.64. Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1. Movimento com a perna Utilizando uma Frequência de 500 MHz.

Percebe-se na Figura 5.64 um deslocamento da esfera de localização para baixo, quando comparada com a Figura 5.50, onde foi realizada a mesma simulação só que com o intruso movimentando a cabeça. Isso acontece devido a esfera de localização se deslocar para onde houve o movimento, como na Figura 5.64 o movimento realizado foi na perna, a localização tende a se deslocar na direção da perna.

A Tabela 5.7 apresenta os raios de cada Transceptor, onde se percebe que a esfera de menor raio está sendo formada pelo Transceptor TX1/RX1, a qual o intruso se encontra mais próximo.

Tabela 5.7: Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	1.53	51
Tx2/Rx1	1.38	46
Tx3/Rx1	1.71	57
Tx4/Rx1	1.02	34

Para a situação apresentada na Figura 6.64, foram realizadas simulações considerando diferentes frequências. Para a Figura 6.64, foi utilizada uma frequência de 500 MHz, para a Figura 6.65 foi utilizada uma frequência de 300 MHz e para a Figura 6.66 foi utilizada uma frequência de 200 MHz.

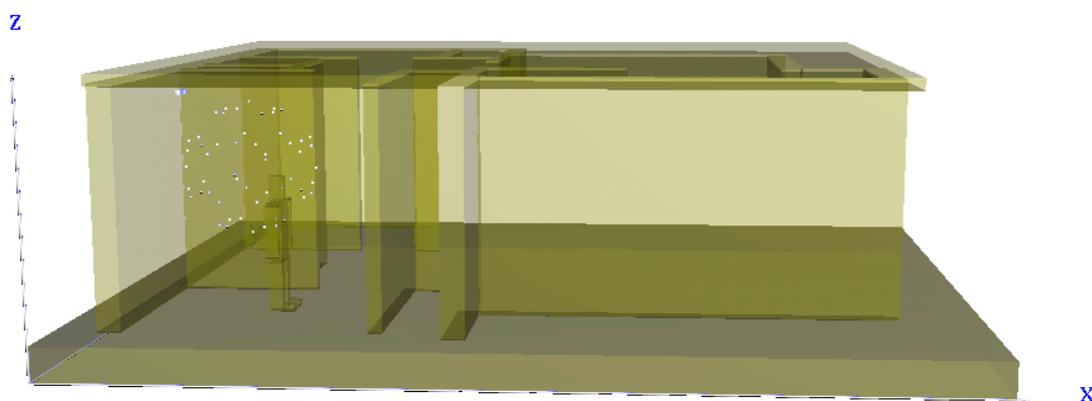


Figura 5.65. Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1. Movimento com a perna Utilizando uma Frequência de 300 MHz.

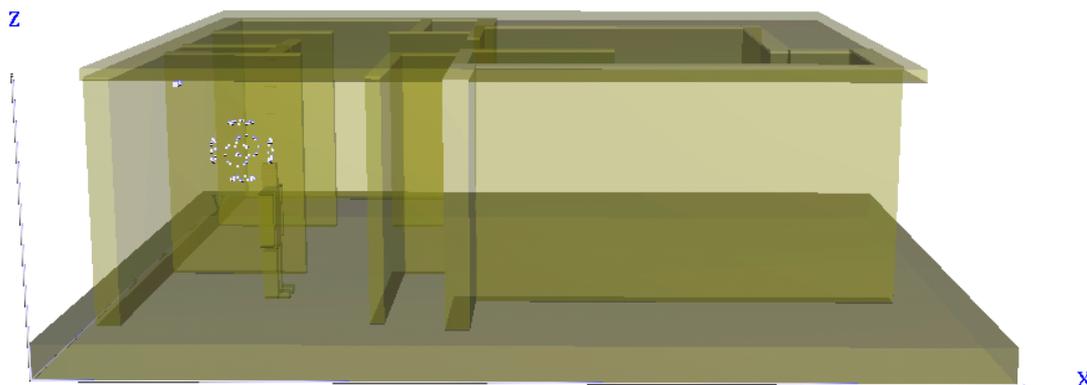


Figura 5.66. Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1. Movimento com a perna Utilizando uma Frequência de 200 MHz.

Percebe-se nas Figuras 5.64, 5.65 e 5.66 que a localização é realizada independente da frequência utilizada, pois o sistema realiza a localização através de um sistema cooperativo, logo, com a antena mais próxima do intruso. Percebe-se, também, que com a diminuição da frequência, tem-se também, uma diminuição da esfera de localização, o que acaba por restringir cada vez mais a solução do problema.

5.2.3.4: CASO 4: Sistema Cooperativo Utilizando Antenas Dipolo e Intruso Realizando um Pequeno Movimento com a Cabeça em Residência de dois Pavimentos.

Para esta situação, foi considerada a residência apresentada na Figura 5.40, porém a mesma foi replicada e colocada acima da já existente, formando uma residência de dois pavimentos, como pode ser observado na Figura 5.67. Os Transceptores foram mantidos no pavimento inferior e os receptores, assim como o intruso, foram colocados no pavimento superior. A localização do intruso pode ser visualizada na Figura 5.67, pela esfera de localização.

A Tabela 5.8 apresenta os raios das esferas formadas por cada Transceptor, a esfera formada pelo menor raio, neste caso, o do Transceptor (Tx4/Rx1), possui o intruso nas suas proximidades.

Tabela 5.8: Raio relativo para cada Transceptor (Desvio Padrão). Localização Realizada por Tx4/Rx1.

Transceptor	Raio (metros)	Raio (células)
Tx1/Rx1	1.71	57
Tx2/Rx1	0.87	29
Tx3/Rx1	1.23	41
Tx4/Rx1	0.48	16

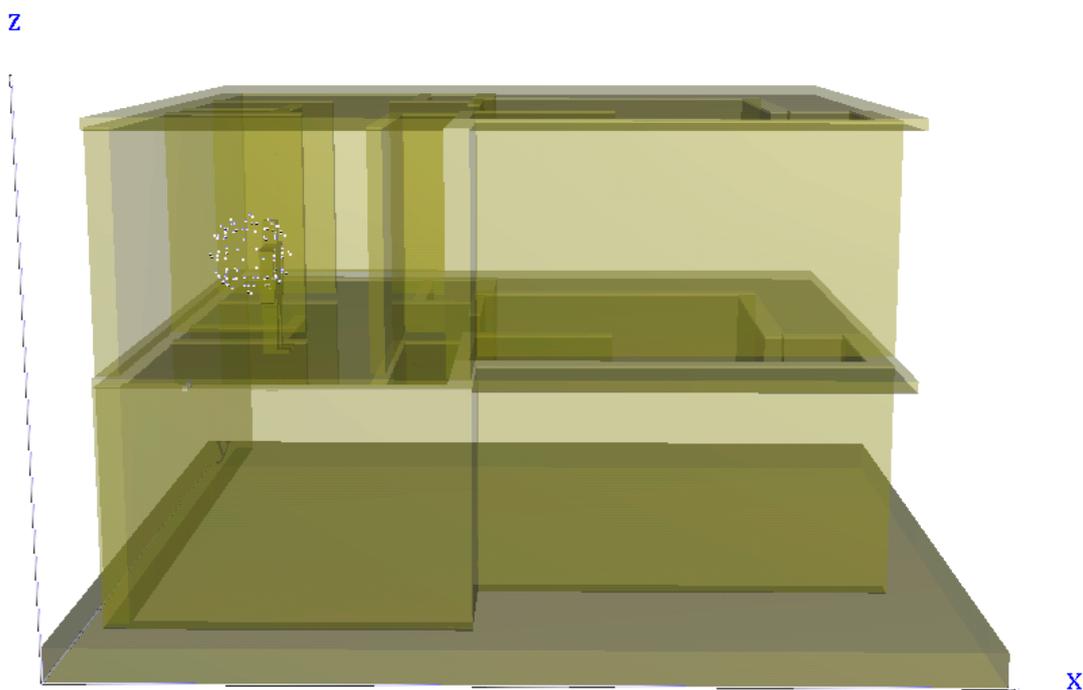


Figura 5.67. Vista Lateral da Localização do Intruso no quarto 1 movimentando a cabeça no pavimento superior da residência.

4.3. CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados das metodologias discutidas no capítulo 3. Para a estimativa da localização do intruso, em ambientes 2-D, optou-se por utilizar um processo iterativo baseado nos métodos de Newton com eliminação de Gauss e no método dos mínimos quadrados também com eliminação de Gauss, na solução de um sistema de equações não-lineares. Apesar do ambiente em estudo ainda não envolver

obstáculos (móveis), o que resultaria em mais reflexões, difrações e refrações, foi utilizado o ruído branco gaussiano (AWGN) e, em alguns casos, espalhadores, para simular o ruído ambiente e de equipamentos. Os resultados demonstram que a metodologia utilizada é eficiente, pois consegue localizar o intruso (alvo) com precisão nos ambientes apresentados. Vale ressaltar, que o uso do método de Newton e dos mínimos quadrados mostraram-se mais rápidos que o método de enxame de partículas, porém este, também se mostrou bastante eficiente para o caso 2-D em estudo.

Verificou-se, também, que apenas o número de receptores utilizados não é fator determinante no processo de localização, mas também o posicionamento desses receptores no ambiente a ser segurado. É claro que, quanto maior o número de receptores, maior será a eficiência do sistema para realizar a localização, no entanto, tem-se que levar em conta que, em um sistema prático, os custos de implementação seriam também elevados. Com isso, o que se observou nas simulações é que se pode chegar a resultados satisfatórios, utilizando-se um número reduzido (ótimo) de receptores, posicionados em pontos estratégicos no ambiente a ser segurado.

Para a localização nos ambientes 3-D, estabeleceu-se o uso de vetores no espaço tridimensional, um formalismo simples, porém eficiente, para realizar a localização de intrusos. Adotou-se para realizar a localização, um sistema cooperativo de radar que, independente do tipo de antena utilizado, a esfera formada pelo transceptor, que possuir o menor raio, estará, como mostraram os resultados apresentados neste capítulo, mais próximo do intruso, o que facilita a localização do mesmo, levando em conta os receptores instalados nas proximidades.

Verificou-se também, que a esfera de localização tende a se deslocar para o local captado do movimento do intruso, devido a mudança dos sinais dos pulsos transmitidos, assim como, o tamanho da esfera de localização tende a variar conforme há uma variação da frequência utilizada.

REFERÊNCIAS

- [1] OLIVEIRA, Rodrigo M. S., Nova Metodologia para Análise e Síntese de Sistemas de Aterramento Complexos Utilizando o Método LN-FDTD, Computação Paralela Automática e Redes Neurais Artificiais. *Tese de Doutorado, Universidade Federal do Pará. PPGEE, 2008.*

- [2] OLIVEIRA, Rodrigo M. S., SOBRINHO, Carlos L. S. S., ARAUJO, Josivaldo S., FARIAS, Rubem G., "Particle Swarm Optimization Applied for Locating an Intruder by an Ultra-Wideband Radar Network", *Particle Swarm Optimization*, Edited by: Aleksandar Lazinica Publisher: InTech Education and Publishing Publication. Date: January 2009.

Conclusão

Desenvolveu-se neste trabalho metodologias para localizar intrusos em ambientes bidimensionais e tridimensionais, sendo que para este último, foi utilizado um sistema cooperativo de antenas que emite pulsos de ondas de banda larga que são necessários para monitorar um ambiente *indoor*, protegendo-o contra a invasão de intrusos.

Para o ambiente bidimensional foi desenvolvido o ACOR-UWB-2-D, descrito no capítulo 4, que é um ambiente para auxiliar no processo de simulação, pois o mesmo permite ao usuário a inclusão de todos os parâmetros necessários, bem como visualizar os resultados de forma organizada, através de gráficos e animações, emitindo, se necessário, relatórios das simulações realizadas.

Para determinar a localização do intruso, neste ambiente, inicialmente um pulso UWB é transmitido na ausência do alvo, e os dados da componente do campo elétrico E_z são calculados, via FDTD, em cada receptor, e são usados como referência. Depois, o pulso é transmitido novamente com a presença do alvo dentro da residência. O estágio seguinte consiste em obter a diferença entre esses dados (com e sem alvo) seguidos de uma normalização, realizada com máximo valor da amplitude, dos registros obtidos e da inclusão de ruído branco gaussiano (AWGN) para simular o ruído ambiente e de equipamentos. Após o processamento desses dados, os parâmetros das elipses e do círculo são obtidos e um sistema de equações não-lineares, formado pelas equações das elipses e pela equação do círculo é resolvido para estimar a posição do alvo.

Para estimar a posição do alvo, no ambiente bidimensional, três técnicas foram utilizadas, a de enxame de partículas, o método de Newton com eliminação de Gauss e o método dos mínimos quadrados com eliminação de Gauss, descritas no capítulo 3. Pelos resultados obtidos, observou-se que o

método de Newton e o método dos mínimos quadrados se mostraram mais eficientes e mais rápidos, em sua execução, que o enxame de partículas, por ser um método numérico, ao contrário do enxame de partículas que é um método heurístico. Outro fator que foi observado, diz respeito ao posicionamento do sistema (transceptor e receptores). Pôde-se observar que se obtêm melhores resultados na localização do intruso, quando todo o sistema está localizado internamente à residência, pois dessa forma se podem reduzir os efeitos de difração, refração e reflexão causados pelas paredes da residência.

Para o ambiente tridimensional, foi utilizado o software LANE SAGS, que possibilitou além da construção dos ambientes, o desenvolvimento das antenas, do intruso e a execução paralela do ambiente em estudo.

Para se determinar a localização do alvo, é utilizado um sistema cooperativo de antenas, onde o pulso de banda larga é transmitido na presença do intruso em uma determinada posição, então, a evolução temporal do campo elétrico, componentes E_x e E_y , são registradas em diversos pontos e armazenadas como referência. Qualquer mínimo movimento realizado pelo intruso dentro da residência, como por exemplo, um pequeno deslocamento da cabeça, o sinal será novamente captado e comparado com o anterior. Após o processamento desses dados, os parâmetros dos elipsóides (formado pelo par transceptor-receptor) e esfera (formada por cada transceptor) são obtidos e um sistema de equações não-lineares, formado pelas equações dos elipsóides e da esfera, é resolvido para estimar a posição do alvo.

Para decidir qual antena será utilizada na localização do intruso, é considerado o valor de menor raio das quatro esferas de estimativas, formadas por cada transceptor associado aos receptores remotos. O raio desta esfera é dado pelo desvio padrão das respostas obtidas combinando-se todas as formas possíveis de um dado transceptor com os receptores remotos três a três. Com todas as possibilidades assim determinadas, calcula-se a média (centro da esfera de estimativas) e o desvio padrão (raio). Observou-se, em alguns dos resultados apresentados no capítulo 5, que o sistema consegue localizar não somente o cômodo onde o intruso se encontra, mas também, o intruso dentro do cômodo.

Para todos os casos simulados, 2-D e 3-D, foi utilizado o método FDTD, que é uma poderosa ferramenta computacional, devido a sua versatilidade e facilidade de uso, principalmente quando aplicado conjuntamente com técnicas como a UPML e as técnicas de localização como PSO, Newton com eliminação de Gauss, mínimos quadrados e operações vetoriais. O método se mostrou ser uma ferramenta ainda mais eficiente para a solução de problemas em eletromagnetismo, pois permitiu a resolução de tarefas envolvendo intenso processamento matemático. Com a utilização do método FDTD, também é possível, através de uma programação adequada, realizar animações da propagação das ondas em estudo, pois o método trabalha com os campos elétricos e magnéticos.

Essas animações quando bem direcionadas, transformam-se em excelentes fontes de ensino para o aprendizado de conceitos físicos do eletromagnetismo, pois possibilita a visualização da propagação das ondas, e quando empregadas conjuntamente à realidade virtual, acaba por auxiliar no melhor entendimento dos fenômenos físicos.

Por conta disso, a computação gráfica na área de visualização de resultados, tornou-se uma grande aliada no processo experimental, não só das engenharias, mais das diversas áreas do conhecimento humano, pois proporciona, entre muitas vantagens, a construção de protótipos virtuais que são muito úteis quando há alguma dificuldade na elaboração de projetos reais, pois estes ambientes virtuais podem ser alterados sem nenhum prejuízo ou custo, já que não estão utilizando nenhum equipamento ou material real, apenas virtual, como por exemplo, na área médica, um cirurgião poderá aperfeiçoar técnicas cirúrgicas sem a preocupação de causar algum mal ao paciente, apenas utilizando a computação gráfica, pois se algo sair errado poderá ajustar novamente o ambiente para que possa testar novas possibilidades. Assim também, como foi realizado neste trabalho, verificar qual antenna, bem como as propriedades que melhor se adaptam a determinadas situações, para depois sim, projetar e construir sistemas de monitoramento mais eficientes.

O processo de localização iniciado, no formato 2-D, teve como meta principal o formato 3-D, onde, independente do ambiente tridimensional

construído, utilizando-se o LANE SAGS, o sistema de localização pode se aplicado e o intruso localizado.

6.1. Trabalhos Futuros

- ✓ Desenvolvimento de um ambiente em realidade virtual para navegação interna, possibilitando a visualização dos cômodos, bem como da localização realizada;
- ✓ Elaboração de um sistema, através de redes neurais, para reconhecimento de padrões de intrusos, possibilitando diferenciar tipos diferentes de alvos.
- ✓ Desenvolvimento de um ambiente integrado com o LANE SAGS, onde se possam definir antenas, intrusos, número de receptores, posicionamento dos receptores e transceptores e visualização do intruso de forma mais bem elaborada;
- ✓ Desenvolvimento de metodologias que localizem diversos intrusos, e não apenas um único intruso, nos ambientes simulados, podendo inclusive definir quantos intrusos existem e em quais cômodos estão localizados.