



FD-7119
versão corr.

São Paulo
2013

**LOCALIZAÇÃO DE PESSOAS SOTERRADAS COM RADAR UWB
USANDO REDE DE ANTENAS**

SÉRGIO TAVARES

SERGIO TAVARES

**LOCALIZAÇÃO DE PESSOAS SOTERRADAS COM RADAR UWB
USANDO REDE DE ANTENAS**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo à obtenção do Título de
Mestre em Ciências.

Area de concentração: Engenharia
Elétrica - Sistemas Eletrônicos

Orientador:

Prof. Dr. Sergio Takeo Kofuji

São Paulo

2013

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por dar forças de ter finalizado este momento de grande aprendizado.

A minha família por estar sempre me apoiando e ajudando nesta caminhada.

Ao meu orientador Sergio Takeo Kotuji, por me apoiar, e estar sempre do meu lado com grande dedicação.

Ao Sr. Dr. Marcelo Bender Perotoni da UFABC por sua pronta disponibilidade, pelo auxílio nos procedimentos de simulação, análises dos resultados e a revisão desta pesquisa.

Ao Sr. Dr. Carlos R. P. Dionísio pelo auxílio na participação dos experimentos e as sugestões fornecidas durante a pesquisa.

Aos Sr(s). Dr. Roberto Kenji Hiramatsu e Stelvio Henrique Ignácio Barboza, pelas orientações e o auxílio durante o desenvolvimento deste estudo.

Ao Sr(s). Msc. Fábio Henrique Cabrini e Prof. Carlos Alberto Costa da Silva pela revisão deste trabalho.

Ao Sr. José Reis, da Empresa Rohde Schwarz, pela sua grande ajuda nos testes e medição deste projeto.

Aos colegas do Centro Educacional de Pedreira que valorizam a formação das pessoas.

Ao Centro Paula Souza com o seu grande incentivo aos estudos.

A todas pessoas que direta ou indiretamente colaboraram para a realização deste trabalho, meu sincero agradecimento.

RESUMO

Soterramento de pessoas é um tipo de acidente que exige uma rápida detecção para auxiliar as equipes de resgate para o salvamento da vítima com vida. A proposta deste trabalho é a utilização da tecnologia UWB com uma rede de antenas e um algoritmo de processamento para poder localizar pessoas soterradas através dos seus sinais vitais (respiração e batimentos cardíacos). Este trabalho apresenta o projeto de uma rede de antenas com eficiência e um alto ganho. Essa rede possui um feixe bem dirigido para promover o máximo de penetração. Apresenta-se testes realizados em paredes feitas de blocos e em areia seca que representa o solo. O algoritmo processa os sinais captados pela rede de antenas, realiza a detecção dos sinais vitais e remove o *clutter*. A faixa de frequência de operação emitida pelas antenas da rede é um fator de grande relevância, pois a faixa adequada permite a melhor penetração e identifica os sinais vitais. Os resultados obtidos indicam o funcionamento do protótipo proposto e possibilitará novas perspectivas para trabalhos futuros.

Palavras chave: Detecção, UWB, GPR, Sinais Vitais, Array de Antenas, Soterramento, *Clutter*

ABSTRACT

Burial of persons is a type of accident that requires a quick detection to assist rescue teams to the rescue of the victim with life. The proposal of this work and the use of UWB technology with a network of antennas and a processing algorithm to locate people buried alive through their vital signs (breathing and heartbeats). This work presents the design of a network of antennas horn with efficiency and a high gain. This network has a beam well directed to promote the maximum penetration. It presents tests performed in walls made of blocks and in dry sand which represents the ground. The algorithm processes the signals detected by the network of antennas, performs the detection of vital signs and removes the clutter. The frequency range of operation issued by the aerials of the network is a factor of great importance, because adequate range allows better penetration and identifies the vital signs. The results obtained indicate the operation of the prototype proposed and will enable new prospects for future work.

Key words: Detection, UWB, GPR, Vital Signs, Array Antennas, Burial, Clutter

LISTA DE FIGURAS

18	Figura 1.1: Terremoto na Turquia
18	Figura 1.2: Equipe de busca atuando no resgate das vítimas das chuvas no Rio de Janeiro .
19	Figura 1.3: Acidente nas obras da estação Pinheiros da linha 4 – Amarela
20	Figura 1.4 - Equipamentos dedicados para resgate de vítimas soterradas
34	Figura 2.1 – Variação da resposta do canal no tempo mediante o movimento do pulmão
37	Figura 2.2 – Fator β determina o tipo de pulso a ser usado para identificar a taxa de respiração
38	Figura 2.3 – Espectro de frequência da batida de um coração normal (a) de um coração com arritmia (b)
38	Figura 2.4 – Comportamento de um sinal UWB aplicado no corpo humano
40	Figura 2.5 – Proposta de um radar UWB
46	Figura 2.6 – Modelos de antenas corneta
47	Figura 2.7 – Centro de fase de uma antena corneta
49	Figura 2.8 – Dimensões da curvatura da antena corneta
50	Figura 2.9 - Estrutura do <i>balun</i>
51	Figura 2.10 - Configuração básica de um rede de antenas.
53	Figura 2.11 - Efeitos de diretividade promovidos por uma rede de antenas
54	Figura 2.12 - Proposta de uma rede de antenas passivo
55	Figura 2.13 - Proposta de um rede de antenas ativo
58	Figura 2.14 - Regiões de <i>clutter</i>
58	Figura 2.15 - Resposta de um radar com o alvo detectado e a presença do <i>clutter</i>
62	Figura 2.16 – Processo de obtenção de uma frequência instantânea pela transformada de Hilbert Huang.....
65	Figura 2.17 – Primeira iteração de uma IMF
67	Figura 2.18 – Espectro de Hilbert Huang
68	Figura 2.18 – Frequência instantânea (a), Energia instantânea (b)
73	Figura 3.1 - Antena vivaldi com substrato FR4 de dimensões de (380x300x1,6)mm.....
73	Figura 3.2 - Antena vivaldi com substrato Rogers com dimensões de (250x134x0,75)mm.....
74	Figura 3.3 - Ambiente de testes para a detecção das lâminas metálicas em divisórias de madeira e parede de blocos.....
75	Figura 3.4 – Modelo da curvatura da antena.....
76	Figura 3.5 – Estrutura do <i>balun</i> com conector SMA.....

76	Figura 3.6 – Estrutura da antena conectada com o <i>balun</i>
77	Figura 3.7 – Estrutura completa da antena com gabinete.....
77	Figura 3.8 – Vista da antena construída.....
80	Figura 3.9 – Ambiente de testes. Retirada do mapa de radiação das antenas.....
80	Figura 3.10 – Posicionamento das antenas para teste de radiação.....
81	Figura 3.11 – Cenário da medida do acoplamento entre as antenas.....
83	Figura 3.12 – Localização de um recipiente com água através de uma parede de blocos.....
84	Figura 3.13 – Ambiente de testes para localização de objetos soterrados.....
85	Figura 3.14 – Testes de reconhecimento dos alvos, placa de cobre, água e pessoa.....
86	Figura 3.15 – Cenários de simulações com obstáculos de areia e o alvo água para uma rede de antenas e duas antenas.....
87	Figura 3.16 – Configuração de excitação da rede de antenas e recebimento do pulso por uma antena de teste.....
88	Figura 3.17 – Cenário de teste da rede de antenas com antena de prova.....
89	Figura 3.18 – Disposição da rede de antenas com 60 cm de separação e uma antena de teste para teste e recepção do sinal enviado.....
89	Figura 3.19 – Configuração de excitação da rede de antenas e recebimento do pulso refletido de um alvo.....
90	Figura 3.20 – Disposição da rede de antenas localizando um alvo metálico.....
93	Figura 4.1 – Detecção de uma placa metálica reconhecido pelo VNA no domínio do tempo.....
97	Figura 4.2 – Comparativo da largura de banda mediante o aumento da dimensão da curvatura da antena.....
97	Figura 4.3 – Disposições da antena.....
98	Figura 4.4 – Gráfico comparativo que detalha do início da faixa de trabalho das antenas mediante a sua curvatura e tamanho.....
99	Figura 4.5 – Estrutura detalhada do <i>balun</i>
101	Figura 4.6 – Reduzindo o diâmetro do <i>balun</i> aumenta a largura de banda.....
102	Figura 4.7 – A medida que aumenta a largura de banda do trapézio do <i>balun</i> , a resposta do S11 fica próximo do -10 dB.....
102	Figura 4.8 – Alteração feita no <i>balun</i> , onde foi retirado o isolante de FR4 de espessura de 8,25mm e feito a redução do contato para 1,65mm.....
103	Figura 4.9 – Comparativo entre o <i>balun</i> BV11 que utiliza FR4 no espaço de 8,25mm com o novo <i>balun</i> que esta sem FR4 com redução de 1,65mm.....
104	Figura 4.10 – Resultados da simulação do parâmetro S11 da antena com o gabinete pelo CST 2011.....

105	Figura 4.11 – Resultados da simulação da diretividade da antena.
106	Figura 4.12 – Resultado do VSWR da antena simulado pelo CST 2011.
107	Figura 4.13– Resultado do parâmetro S11 simulado pelo CST e comparado com o medido pelo VNA ZVL6.
109	Figura 4.14 – Comparativo da distância dos terminais do <i>balun</i> permeado com o disco de FR4
110	Figura 4.15 – Comparativo da distância dos terminais do <i>balun</i> permeado com ar.
113	Figura 4.16 – Comparativo do valor da impedância do <i>balun</i> mediante a utilização de FR4 e o ar.
114	Figura 4.17 – Resultado medido do VSWR comparando o uso do FR4 e o ar.
115	Figura 4.18 - Diagramas de radiação medidos pelo VNA modelo ZVL6 comparado com as simulações feitas no CST 2011 em 900MHz e 1,4GHz.
115	Figura 4.19 - Diagramas de radiação medidos pelo VNA modelo ZVL6 comparado com as simulações feitas no CST 2011. em 2,4GHz e 2,9GHz.
116	Figura 4.20 - Diagramas de radiação medidos pelo VNA modelo ZVL6 comparado a posição das antenas em 0° e 90°.
118	Figura 4.21 – Acoplamento das antenas em função da distância e sua frequência.
119	Figura 4.22 – Acoplamento das antenas em função da distância e sua frequência com os terras próximos.
120	Figura 4.23 – Acoplamento das antenas em função da distância e sua frequência com os positivos próximos.
121	Figura 4.24 – Acoplamento das antenas em função da distância e sua frequência com o positivo e o terras próximos.
123	Figura 4.25 – Localização de um recipiente com água através de uma parede de blocos mediante um sinal UWB com uma largura de banda de 280MHz a 2GHz.
124	Figura 4.26 – Localização de um recipiente com água para diversas larguras de banda utilizado um sinal UWB.
125	Figura 4.27 – Comparativo da assinatura do laboratório com o sinal recebido do alvo para as larguras de banda de 2 a 4 GHz. e 3 a 5 GHz.
125	Figura 4.28 – Comparativo da assinatura do laboratório com o sinal recebido do alvo para as larguras de banda de 3 a 4 GHz e 4 a 5 GHz.
127	Figura 4.29 – Comparativo da assinatura do laboratório com o sinal recebido da pessoa detectada nas faixas de 280MHz a 3GHz e 280MHz a 1GHz.
129	Figura 4.30 – Método da subtração da assinatura para o reconhecimento do alvo. (a) Assinatura do cenário, (b) Alvo no cenário, (c) Reconhecimento do alvo.
131	Figura 4.31 – Assinatura do cenário para as três bandas de frequências: 280MHz a 1GHz, 280MHz a 2GHz e 280MHz a 3GHz e diversas profundidades em areia.

Figura 4.32 – Reconhecimento de um alvo após a subtração da assinatura em diversas larguras de bandas e profundidade com areia.....	132
Figura 4.33 – Razão da reflexão do alvo com o resíduo do <i>clutter</i>	134
Figura 4.34 – (a) Pulso Gaussiano / (b) Sinal recebido das quatro antenas em configuração assimétrica na localização de um alvo.....	139
Figura 4.35 – Somatória dos sinais da rede de antenas assimétrica na localização de um alvo.....	140
Figura 4.36 – Disposição das antenas com os terras internos e positivos externos, para a localização de um alvo.....	140
Figura 4.37 – A figura mostra o reconhecimento do alvo com uma única antena, sendo comparado com uma rede de quatro antenas utilizando a configuração dos negativos em comum.....	141
Figura 4.38 – Disposição das antenas com os terras e positivos internos para a localização de um alvo.....	142
Figura 4.39 – Sinal recebido das quatro antenas em configuração simétrica na localização de um alvo onde todos estão em fase.....	143
Figura 4.40 – Somatória dos sinais da rede de antenas simétrica na localização de um alvo sendo comparado com o recebimento de uma única antena.....	144
Figura 4.41 – Rede de antenas - reduzindo o espaço entre elas.....	144
Figura 4.42 – Somatória dos sinais da rede de antenas simétrica compacta na localização de um alvo sendo comparado com o recebimento de uma única antena.....	145
Figura 4.43 - Rede de antenas corneta.....	146
Figura 4.44 – Pulso enviado por uma antena comparado com o mesmo pulso enviado pela rede de antenas.....	148
Figura 4.45 – Localização de um alvo metálico com a rede de antenas.....	150
Figura 4.46 – Localização de uma pessoa com a rede de antenas.....	151
Figura 4.47 – Registro da respiração de uma pessoa capturado pelo VNA.....	152
Figura 4.48 – Sinal extraído pelo Matlab do arquivo de áudio Single S1 S2 da Universidade de Michigan Heart Sound and Murnur Library.....	153
Fig. 4.49 – Sinal da batida de um coração de áudio visto pela frequência instantânea e no domínio da frequência extraído pela Transformada de Hilbert.....	153
Figura 4.50 – Reconhecimento de uma pessoa pelo kit Novelda.....	155
Figura 4.51 – Sinal da batida de um coração do kit Novelda visto pela frequência instantânea e no domínio da frequência extraído pela Transformada de Hilbert.....	156

LISTA DE TABELAS

24	Tabela 1.1 Resumo das pesquisas.....
39	Tabela 2.1 – Parâmetros para 4 GHz e os coeficientes.....
47	Tabela 2.2 – Comparativo de ganhos típicos entre os diversos modelos de antenas
48	Tabela 2.3 – Tipos de antenas UWB e suas dispersões.....
95	Tabela 4.1 – Comparativo de reconhecimento de um alvo metálico em diferentes meios com uma antena Vivaldi de dimensões de (380x300x1,6)mm
95	Tabela 4.2 – Comparativo de reconhecimento de um alvo metálico em diferentes meios com uma antena Vivaldi de dimensões de (250x134x0,75)mm
100	Tabela 4.3 – Alterações promovidas na estrutura do <i>balun</i> , obtendo resultados entre uma faixa de frequência de 100MHz a 3GHz para um S11 abaixo de -10dB.....
104	Tabela 4.4 – Desempenho do ganho mediante frequência de trabalho.....
109	Tabela 4.5 – Comparativo da faixa de frequência em relação a espessura do disco de FR4, com o parâmetro S11 em -10dB.....
111	Tabela 4.6 – Comparativo da faixa de frequência em relação a abertura dos terminais do <i>balun</i> permeado com ar com o parâmetro S11 em -10dB.....
111	Tabela 4.8 – Frequência de ressonância da antena mediante alteração da abertura dos terminais do <i>balun</i> utilizando FR4 comparado com ar.....
112	Tabela 4.9 – Comparativo dos principais pontos de ressonância das antenas utilizando na separação do <i>balun</i> FR4 e ar.....
135	Tabela 4.10 – Comparativo dos resultados obtidos da razão da reflexão do alvo com o resíduo do <i>clutter</i> para um alvo metálico.....
136	Tabela 4.11 – Comparativo dos resultados obtidos da razão da reflexão do alvo com o resíduo do <i>clutter</i> para os alvos água e pessoa.....
149	Tabela 4-12 – Resultados do sinal recebido em mV e sua potência espectral da rede de antenas mediante aumento da distância – separadas a 60cm.....
149	Tabela 4-13 – Resultados do sinal recebido em mV e sua potência espectral da rede de antenas mediante aumento da distância - juntas.....

LISTA DE ABRVIATURAS

CA	Câmeras Anecóicas
CSA	Câmeras Semi anecóicas
DC	Direct Current
DVD	Digital Video Disc
EMI	Electromagnetic Interference
FCC	Federal Communications Commission
GTEM	Gigahertz Electro Transversal Magnética
HDTV	Hight Definition Television
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
MAI	Multiple Access Interference
OATS	Open Area Test Site
PAN	Personal Area Networks
GPR	Ground Penetration Radar
RL	Return Loss
RMS	Root Mean Square
RVSM	Radar Vital Signs Monitor
SCR	Signal to Clutter Ratio
TOE	Taxa de Onda Estacionária
TH-IR	Time Hopping Impulse Radio
TWI	Through Wall Imaging
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra Wideband
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	17
1.1 Contexto.....	17
1.2 Justificativa	20
1.3 Proposta.....	25
1.4 Objetivos.....	26
1.4.1 Objetivo principal:.....	26
1.4.2 Objetivos secundários:.....	26
1.5 Limitações do trabalho.....	27
1.6 Contribuições esperadas	27
1.7 Organização do trabalho.....	28
2 REFERENCIAL TEÓRICO.....	29
2.1 O radar UWB.....	29
2.2 Localização de pessoas.....	32
2.3 Localização e reconhecimento dos sinais vitais.....	33
2.3.1 Reconhecimento da respiração.....	33
2.3.2 Reconhecimento da frequência cardíaca.....	37
2.4 Característica do radar UWB:.....	39
2.5 Característica de uma antena UWB.....	44
2.6 Antenas corneta.....	45
2.7 Rede de antenas UWB.....	50
2.7.1 Alimentação das antenas.....	53
2.7.2 Rede Passiva.....	54
2.7.3 Rede Ativa.....	55
2.7.4 Direção do feixe.....	56
2.8 Clutter.....	56
2.9 Retirada do clutter pela transformada de Hilbert Huang.....	59
3 DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO	70
3.1 Metodologia.....	70
3.1.1 Equipamentos.....	71
3.1.2 Softwares.....	71

3.2 Faixa de operação da antena.....	72
3.2.1 Ensaios com antenas vivaldi.....	72
3.3 Processo de fabricação da antena.....	74
3.4 Projeto do <i>balun</i>	75
3.5 União do <i>balun</i> com a antena e sua estrutura.....	76
3.6 Medições e simulações dos parâmetros da antena.....	78
3.6.1 S11	78
3.6.2 Impedância.....	78
3.6.3 VSWR.....	78
3.6.4 Ganho.....	79
3.6.5 Diagrama de radiação.....	79
3.6.6 Acoplamento entre antenas.....	81
3.7 Localização de alvos através de obstáculos.....	82
3.7.1 Localização de água através de parede.....	82
3.7.2 Localização de pessoas através de parede.....	83
3.8 Localização de alvos através do solo.....	83
3.8.1 Caracterização da superfície.....	85
3.9 Rede de antenas.....	86
3.9.1 Duas antenas e a rede de antenas.....	86
3.9.2 Disposição e simetria da rede.....	86
3.9.3 Rede de antenas com circuito dedicado.....	87
3.9.4 Rede de antenas com separação de 60cm.....	88
3.9.5 Reconhecimento de um alvo com a rede e circuito dedicado.....	89
3.10 DETECÇÃO DE SINAIS VITAIS.....	90
3.10.1 Reconhecimento da respiração.....	90
3.10.2 Reconhecimento do batimento cardíaco.....	91
4. RESULTADOS E ANÁLISE.....	92
4.1 A antena vivaldi.....	92
4.1.1 Caracterização da largura de banda para a localização de alvos com antenas vivaldi.....	92
4.2 A antena Corneta.....	96

4.2.1	Simulações da curvatura da antena.....	96
4.2.2	Simulações do <i>balun</i>	99
4.2.3	Simulações com antena e o gabinete.....	103
4.3	Testes e medições dos parâmetros da antena	106
4.3.1	Medida do parâmetro S11.....	107
4.3.2	Adequação do <i>balun</i>	108
4.3.3	Medida da impedância.....	112
4.3.4	Medida do VSWR.....	113
4.3.5	Diagrama de radiação.....	114
4.3.6	Acoplamento entre as antenas.....	117
4.4	LOCALIZAÇÃO DE ALVOS ATRAVÉS DE PAREDE.....	122
4.4.1	Localização de água através de uma parede de blocos.....	122
4.4.2	Localização de pessoas através de parede de blocos.....	126
4.5	LOCALIZAÇÃO DE ALVOS ATRAVÉS DO SOLO	127
4.5.1	Método da localização do alvo pela assinatura.....	128
4.5.2	– As assinaturas em diversas bandas.....	130
4.5.3	– Características da largura de banda mediante profundidade na localização de um alvo	131
4.6	REDE DE ANTENAS.....	136
4.6.1	Simulação do reconhecimento do alvo água.....	137
4.6.2	A simetria da rede.....	137
4.6.3	Disposição das antenas na rede.....	138
4.7	TESTES E MEDIÇÕES COM A REDE DE ANTENAS.....	146
4.7.1	– Rede de antenas conectada ao circuito.....	146
4.7.2	– Disposição das antenas	147
4.7.3	– Localização de um alvo com a rede de antenas.....	149
4.8	DETECÇÃO DE SINAIS VITAIS.....	151
4.8.1	Reconhecimento da respiração.....	151
4.8.2	Reconhecimento da frequência do coração por um estetoscópio.....	152
4.8.3	Reconhecimento da frequência do coração em um sinal UWB.....	154

5. CONCLUSÃO.....	157
5.1 – Trabalhos futuros.....	159
6. – REFERÊNCIAS.....	161
ANEXO A.....	166
ANEXO B.....	172
ANEXO C.....	182
ANEXO D.....	186

1. INTRODUÇÃO

1.1 Contexto

Catástrofes de ordem natural, como avalanches, terremotos e furacões, ou acidentes de ordem não natural, frequentemente envolvem pessoas soterradas. Nestes casos, o tempo de localização da pessoa é um fator crucial na sua sobrevivência (LIDIA, 2009).

Como exemplo de catástrofes de ordem natural, podemos citar o terremoto em Haiti, país localizado na América Central com mais de 10 milhões de habitantes, que sofreu um terremoto 7 na escala Richter. Neste terremoto, verificou-se uma sequência de desabamentos, com várias pessoas soterradas nos escombros das construções. Na região norte do Afeganistão, em Salang, localizada a 3.400 metros de altitude, devido a uma forte tempestade de neve, as equipes de resgate encontraram 37 pessoas com vida em baixo da neve (PASSOS, 2010).

Um terremoto na Turquia (figura 1.1) deixou 264 vítimas fatais e 1300 pessoas feridas no dia 23 de outubro de 2011, com magnitude de 5,6. Equipes de resgate (2400 pessoas) foram enviadas. Elas trabalharam a noite toda utilizando apenas tochas e geradores. Estimam-se que mil edifícios e residências tenham sido danificados e que os vilarejos próximos foram os mais destruídos. (O'BRYNE, 2011).

Deslizamentos de terra, devido à chuva, frequentemente provocam acidentes com soterramento de pessoas (LIDIA, 2009), como o ocorrido em Angra dos Reis, em janeiro de 2010, que soterrou várias pessoas em uma pousada localizada na praia do Bananal, chegando a 44 pessoas mortas, (figura 1.2). No Brasil, observam-se grandes quantidades de chuva em certos períodos do ano, com vários acidentes, deslizamentos de terra e pessoas soterradas. Vários casos podem ser citados, como o das casas soterradas no Jardim Eldorado, na Zona Sul, no mês de setembro deste ano, ou em Santa Catarina, em 22 de novembro de 2008, onde 135 pessoas morreram soterradas.

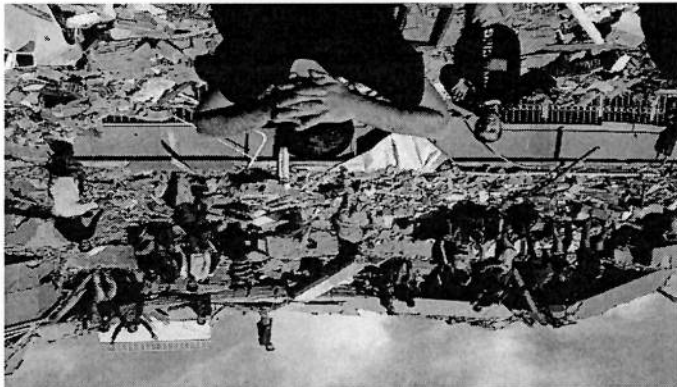


Figura 1.1: Terremoto na Turquia
Fonte: www.bbc.co.uk - Europe



Figura 1.2: Equipe de busca atuando no resgate das vítimas das chuvas no Rio de Janeiro
Fonte: Site: www.meionorte.com - link geral

Desmoronamentos e soterramentos acontecem também na construção civil (EDUARDO, 2011), como por exemplo é possível citar, o caso do desabamento do teto de um estádio na Holanda, deixando vários feridos e soterrados. Os operários que faleceram soterrados quando trabalhavam na tubulação do hospital Universitário da Universidade de Brasília (UnB), além do acidente ocorrido no canteiro de obras da linha 4 amarela do Metrô no bairro de Pinheiros, deixando 7 pessoas mortas em janeiro de 2007 (figura 1.3) (JUNG, 2011).

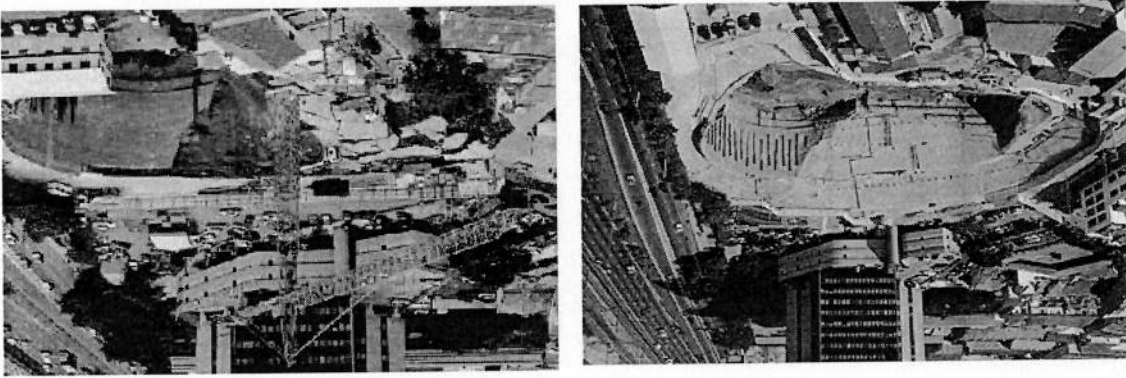


Figura 1.3: Acidente nas obras da estação Pinheiros da linha 4 – Amarela
 Fonte: Site. www.abril.com.br – link Em foco Site. www.colunas.cbn.globoradio.globo.com –
 blog Milton Jung

A localização das vítimas deve ser um processo rápido, preciso e seguro, ou seja, sem promover ou agravar sequelas no resgatado e, principalmente, evitando o óbito. Uma das tecnologias que pode tornar o processo de localização mais efetivo consiste no radar UWB (*Ultra Wide Band*). Além da localização, este pode permitir a monitoração dos seus sinais vitais remotamente, facilitando o resgate da pessoa ainda com vida.

Para este cenário, deve-se ter uma tecnologia que atinja estas metas e que possua baixo custo e portabilidade para que as equipes de resgate possam adquirir e usar em campo.

1.2 Justificativa

Atualmente, as técnicas de localização de pessoas soterradas ainda são muito rudimentares, por exemplo, a técnica do silêncio e o uso de cães. Com a equipe em silêncio é possível a descoberta das pessoas através de escuta de pedidos de socorro, gemidos ou barulhos ritmados. O auxílio dos cães farejadores provê uma localização mais rápida, para encontrar pessoas vivas ou mortas.

Há equipamentos comerciais que utilizam um grande microfone sensível para captar os ruídos das vítimas soterradas (figura 1.4 a esquerda). Há também equipamentos que localizam pessoas pela detecção da sua movimentação, utilizando sensores sísmicos e acústicos que convertem as vibrações criadas pelas vítimas vivas em sinais sonoros (figura 1.4 a direita). O desempenho deste tipo de equipamento depende da compactação do solo e tem a deficiência intrínseca de não detectar pessoas desacordadas. Além disso, há muitos falsos positivos em ambientes ruidosos.



Figura 1.4 - Equipamentos dedicados para resgate de vítimas soterradas

FONTE: Site. con-space.com – link de deslar.Site.sossul.com.br – link resgate e salvamento

Tecnologia de localização através de radar constitui uma alternativa promissora para localização de pessoas soterradas.

O levantamento bibliográfico apresenta os trabalhos mais significativos nesta área, como:

- i) cenários com entulho (GRAZZIANI, 2010)(MUTZING, 2010)(ZAIKOV, 2008);
- iii) cenários com parede de blocos (MAAREF, 2009).

Estes trabalhos visam determinar a profundidade máxima para a localização de uma pessoa soterrada, estando ela em movimento ou parada. A largura de banda do sinal com a sua frequência inicial e final, a resolução, a profundidade, o tipo de solo (homogêneo ou heterogêneo), o tipo de antena utilizada, o circuito excitador e o algoritmo de processamento são fatores importantes. Todas estas variáveis devem ser consideradas para que se tenha um sistema de radar confiável, isto é, capaz de localizar com precisão vítimas soterradas, com pouco falso positivos ou, principalmente, falso negativos.

Ao trabalhar com radares de penetração de solo, a largura de banda e a faixa de operação são fatores fundamentais a serem considerados, pois estão diretamente relacionados com a resolução e capacidade de penetração das ondas eletromagnéticas.

Faixa de Frequência

Grazzini (2010) apresenta o radar ORFEUS, projetado para a localização de dutos. Foram realizados testes em ambientes de treinamento de bombeiros para resgate de pessoas soterradas. Foi utilizado um sinal UWB SF-CW (*Stepped Frequency Continuous Wave*), com uma largura de banda entre 100 MHz e 1 GHz, que proporcionou uma boa penetração das ondas nos destroços. Com o sinal recebido e a utilização de processamento digital foi reconhecida a frequência da respiração.

Maaref (2009) utilizou em seus experimentos um radar UWB com uma largura de banda entre 2 GHz e 4 GHz para a localização de uma pessoa atrás de uma parede de bloco de concreto. Foi possível localizar a pessoa, porém, com sinal bem atenuado.

A Antena

A antena é um elemento importante para esta aplicação e está relacionada diretamente com a largura de banda, o ganho e a diretividade com o objetivo de produzir uma maior penetração.

Maaref (2009) em suas pesquisas utilizou antenas Vivaldi (15 cm X 18 cm) com frequência de corte inferior a 1,2 GHz. Mas ao usar um amplificador de baixo ruído com uma largura de banda de 0,5 a 8 GHz, foi percebida a necessidade de ter antenas Vivaldi maiores ou outro tipo, por exemplo, a corneta. Desta forma, seus experimentos foram realizados nas bandas de 1 a 2 GHz e de 2 a 4 GHz para a detecção de pessoas.

Mutzing (2010) utilizou antenas tridimensionais, modelo *two flare-shaped*, com largura de banda de 300 MHz a 3 GHz para aplicações de radar UWB, utilizando a tecnologia dos radares multi-estáticos para a localização de pessoas soterradas, provendo bons resultados.

Zaikov (2008) conseguiu localizar o movimento de uma pessoa dentro de um duto de cimento utilizando duas antenas *bow tie*, sendo uma transmissora e a outra receptora.

A configuração usada nestes trabalhos foi com antenas transmissoras e receptoras simples. Resultados melhores poderiam ter sido obtidos caso utilizassem uma rede de antenas, dando uma maior sensibilidade na localização das pessoas.

Rede de Antenas

A escolha do tipo de antena é necessário para o bom funcionamento da rede. O ganho elevado auxilia na localização do alvo soterrado. Zaikov e Mutzing utilizam redes de antenas em seus experimentos, sendo os modelos *bow-tie* e *two flare-shaped*. Mutzing especifica o ganho de sua antena (*two flare-shaped*) entre 8 a

13 dBi. Para a antena (*bow-tie*) de Zaikov, a literatura técnica informa um ganho de 3,8 a 5,8 dBi (Herit, et al., Strycek; 2008).

Potência

A potência é um fator que está relacionado com a capacidade de penetração das ondas eletromagnéticas. Em suas pesquisas, Grazzini (2010) utilizou um transmissor de 50 W que localizou uma pessoa abaixo de 3 m de destroços. Mutzing (2010) utilizou 40 mW para penetrar uma laje de 70 cm. Utilizando um circuito de potência com uma rede de antenas *end-fire*, na qual cada antena possui o seu respectivo transmissor, é possível ter resultados mais eficientes na penetração com as mesmas potências utilizadas nos exemplos citados.

Processamento de Sinais

O processamento de sinais utilizado em radares auxilia na localização e reconhecimento de um alvo. Maaret (2009) usou a tecnologia UWB-FM-CW (*Ultra Wide Band Frequency Modulated Continuous Wave*) para rastreamento de pessoas soterradas utilizando com um RCS (*Radar Cross Section*) e um banco de dados, contendo assinaturas de pessoas em diversas posições: em pé, agachado, braço aberto e braço fechado.

Zaikov (2008) procura a assinatura de uma pessoa com base na movimentação do corpo humano. Usando-se correlação cruzada, pela medida da semelhança entre duas formas de onda, é possível obter a localização com banda limite de 4,5 GHz. Mas este procedimento fica comprometido em baixas frequências devido a da falta de resolução.

Labarthe (2009) localiza a assinatura da respiração, com um grupo de antenas e a técnica do radar multi-estático. Caso não aconteça o sincronismo entre transmissor e receptores, a detecção ficará comprometida e, se um dos transmissores ou receptores falhar, todo o processo não funcionará.

A transformada de rápida Hilbert Huang apresenta ser eficiente, permitindo o reconhecimento destes sinais através de parede. Zjian (2010) consegue localizar a respiração e o batimento cardíaco de uma pessoa através de uma parede,

Sumário

Podemos notar que Maaref consegue localizar pessoas através de parede com um banco de dados de assinaturas. Grazzini e Zaikov conseguiram reconhecer pequenos movimentos de pessoas soterradas, Mutzing reconhece a respiração de uma pessoa. Os pesquisadores Liu e Lai conseguiram detectar a respiração e o batimento cardíaco através de parede.

Com base nestes estudos (tabela 1.1), motiva a pesquisa de um radar que utiliza uma rede de antenas constituído por antenas de bom ganho, associadas a um circuito que gere pulsos para a devida largura de banda para obter uma penetração e resolução adequadas, através de um algoritmo robusto, resultando em um sistema capaz de localizar pessoas soterradas e seus sinais vitais.

Tabela 1.1 Resumo das pesquisas

Autor	Antena configuração	Tipo	Ganho	Radar	Localização	assinatura
Grazzini	Par de antenas	Indefinido	Indefinido	UWB SF-CW SAR	soterradas	Respiração
Maaref	Par de antenas	Vivaldi	médio	UWB-FM -CW	Parede	Dimensões de pessoas ROE
Mutzing	Rede	two flare-shaped	Alto	Multi Estático	Soterradas	Respiração
Zaikov	Rede	Bow-Tie	Baixo	Correlação Cruzada	Soterrada	Movimento
Liu	Par de antenas	Indefinido	Indefinido	Pulso	Parede	Respiração e cardíaco
Lai	Uma antena	Indefinido	Indefinido	Pulso	Parede	Respiração e cardíaco
Tavares	Rede	Corneta	Alto	Pulso	Soterrada	Respiração e cardíaco.

1.3 Proposta

Este trabalho visa o desenvolvimento de uma rede de antenas utilizando a tecnologia de radar de penetração de solo com sinais UWB para a localização de pessoas soterradas e a detecção de seus sinais vitais.

O tipo de antena utilizada é um fator importante na sensibilidade de localização da pessoa, assim, usando o melhor modelo de antena em uma configuração em rede promove resultados eficientes em relação a um par de antenas.

Com o uso de rede de antenas, pretende-se obter maior penetração por causa das características do solo de promover uma forte atenuação às ondas eletromagnéticas. Assim, a sensibilidade produzida ao receber sinais UWB por esta rede de antenas é um fator importante e também em conjunto com a diretividade, evitando assim a dispersão do campo eletromagnético gerado.

Para a localização de pessoas e a detecção de seus sinais vitais, uma rede de antenas deve ter alguns quesitos como: estar bem definida a sua largura de banda e faixa de operação. Ter um circuito para a geração dos pulsos e um algoritmo para o processamento de sinais.

A utilização de processamento digital ajuda em dois pontos relevantes: primeiro a remoção do *clutter*, que dificulta a localização; e o segundo, a identificação dos sinais vitais.

Em casos de imobilização total da pessoa, os únicos movimentos são a respiração e batimento cardíaco. Assim, uma rede de antenas, com um algoritmo de processamento de sinais, conseguirá localizar vítimas nestas condições, pois o UWB opera com uma grande resolução espacial, devido a sua largura de banda ampliada em relação a sinais comuns de RF de banda estreita.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo principal:

Desenvolver um protótipo de radar UWB com uma rede de antenas, para localizar vítimas soterradas via a detecção de seus respectivos sinais vitais que auxiliará equipes de resgate.

1.4.2 Objetivos secundários:

Projetar uma antena UWB e analisar os seus parâmetros (S11, VSWR, diretividade, impedância e ganho), para formar a rede de antenas. Definir a faixa de operação ideal de trabalho do radar, reconhecendo um alvo por detrás de uma parede de blocos ou soterrado em areia seca, utilizando a técnica de assinatura. Analisar a intensidade de sinal recuperado do alvo detectado por reflexão, para diversas larguras de banda e profundidades em areia seca, para conhecer a quantidade da atenuação. Investigar o comportamento da rede de antenas mediante a disposição das mesmas, observado pelo sinal refletido do alvo e por uma antena de testes com visada direta. Adequar algoritmo da transformada rápida de Hilbert Huang, para o reconhecimento de sinais vitais de pessoas.

1.5 Limitações do trabalho

O radar utilizará equipamentos de medição de laboratório e computadores. A rede de antenas será projetada e utilizará um circuito transmissor desenvolvido pelo grupo. Não será desenvolvido um algoritmo, mas utilizará um com a transformada de Hilbert Huang (Tan,2008). Testes somente serão feitos através de parede de bloco e areia seca, detectando metal, água e pessoas.

1.6 Contribuições esperadas

Análise de resultados da sensibilidade entre um par de antenas e a rede para mostrar o seu desempenho. Identificação da melhor faixa de frequência de operação do radar UWB para a penetração em solo e parede. Quantificar o sinal de retorno produzido por um alvo que se encontra soterrado, sendo este metal, água e pessoa. Criação de um protótipo de uma rede de antenas em configuração ativa, comparando resultados de detecção mediante o posicionamento entre elas, para a melhor condição de trabalho. Adaptação do algoritmo de processamento digital para o reconhecimento de sinais vitais e remoção de *clutter* e ter a assinatura de uma pessoa para poder diferenciar pessoas de objetos. Promover uma solução inovadora de um sistema com a finalidade de auxiliar equipes de resgate para a localização de pessoas soterradas e seus sinais vitais.

Toda a estrutura utilizada para esta pesquisa, composta de computadores, softwares dedicados, antenas e circuitos projetados, será elemento motivador para novas pesquisas e temas correlatos desta pesquisa, fomentando, assim, novas investigações para futuras inovações.

1.7 Organização do trabalho

A organização deste trabalho estará disposto na seguinte sequência.

O capítulo 2 aborda um referencial teórico sobre radares UWB e a definição da largura de banda mínima. A localização de pessoas pela reflexão do sinal enviado e o reconhecimento dos sinais vitais, a definição do *clutter* e seus efeitos, algoritmos específicos de processamento, os tipos de antenas e redes.

O capítulo 3 mostra a metodologia utilizada desde o início da pesquisa na qual foram projetadas as antenas, a identificação da melhor largura de banda para o reconhecimento de um alvo através de parede e solo, a utilização da rede de antenas e o uso de algoritmo de processamento de sinais para a retirada de *clutter* e reconhecimento dos sinais vitais.

O capítulo 4 demonstra todos os resultados obtidos por simulação e medição da metodologia descrita no capítulo 3, com comentário e análises. O capítulo 5 relata as conclusões sobre todo o trabalho e propõe futuros trabalhos baseados nesta pesquisa.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 O radar UWB

O UWB (*Ultra-Wide Band*) não é uma tecnologia recente, mas é considerada nos dias atuais como emergente para as áreas de comunicações, imagem e radar. Ela já era conhecida nos últimos 20 anos para aplicação em defesa, mas em 2002 a FCC (*Federal Communications Commission*) decide que poderia ser utilizada para fins comerciais. UWB refere-se a sinais ou sistemas que possuem uma larga largura de banda, oferecendo assim vantagens específicas a respeito da robustez do sinal e sua informação contida (ALLEN, B et al., 2007; NUNO, 2008).

As experiências de Hertz praticamente eram em UWB, mas observava que não tinham bom desempenho em distância, e com o sistema *narrowband* ocorreu um melhor desempenho. Eram desconhecidas as características de espalhamento espectral e o que ela poderia nos prover. Então, o UWB era visto como uma deficiência, enquanto que a banda estreita foi a grande solução, oferecendo grande facilidade em transmitir múltiplos sinais em uma finita largura de banda (ALLEN et al., 2007; O'NEILL, 1997).

Nos anos 60, o UWB, por ter ampla largura de banda, é visto com maior atenção no contexto de radares de defesa, cuja a eficiência do espectro era a maior preocupação no projeto. Este tipo de radar tinha por finalidade o reconhecimento de objetos e a sua característica é de possuir grande potência e gerar pulsos curtos, o que difere dos radares convencionais que utilizam sinais de banda estreita (ALLEN et al., 2007; TAYLOR, 2001).

A simplicidade e o baixo custo de circuitos para gerar pulsos de UWB para radar cresceram muito o interesse de pesquisa. Com a técnica de pequenos pulsos,

era chamada de banda base ou portadora livre e foi observado que ela promovia grandes interferências de múltiplo acesso (MAI), o qual foi resolvido pela introdução do TH-IR (*Time-Hopping Impulse Radio*) (ALLEN et al., 2007; IAN; JARI 2004).

Em fevereiro de 2002, a FCC (*Federal Communications Commission*) emitiu regras de limitação de trabalho para utilizar o UWB em aplicações comerciais. A faixa de frequência para esta tecnologia ficou entre 3,1 a 10,6 GHz. A IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) criou um grupo de trabalho específico para o tema (IEEE 802.15.3a e IEEE 802.15.4a). Mas a permissão de utilização deveria ser em potências muito baixas, onde a potência ideal seria de 0,5 mW para os transmissores UWB, disponibilizado para a indústria, medicina e pesquisa científica. Em um recinto, aplicações em UWB devem ter uma densidade espectral de -41,3 dBm/MHz, que corresponde a 74 nW/MHz. (ALLEN et al., 2007; NUNO, 2008).

Um aspecto interessante no UWB é referente à detecção de um objeto comparado com a largura de banda utilizada. Na presença de frequências baixas, as quais possuem um grande comprimento de onda, o objeto pode ser considerado muito pequeno, mas em casos de altas frequências onde o comprimento de onda é menor, observa-se que o mesmo objeto pode ser considerado grande. O controle desta largura de banda para promover a resolução se faz pela largura do pulso. Mas observa-se que para aumentar a resolução, deve deixar o pulso mais estreito e com isso, ocorrerá a diminuição da energia, que promoverá assim, a redução do alcance do radar. (ALLEN et al., 2007; NUNO, 2008).

As antenas de banda larga são projetadas tendo a anteação com a frequência, pois ao lançar um pulso, ela pode filtrar um grupo de frequências, e assim ocorrerá a deformação do pulso original. Fatores importantes que influenciam este tipo de comportamento encontram-se na própria geometria da antena e a sua impedância, que promovem a dispersão do pulso. Vários modelos de antenas existem e trabalham com pulsos, por exemplo, Vivaldi, monocone, planar, monopolo e cornetas, no caso desta última, ela não promove dispersões (RUENGGWAREE,2008). A largura de banda da antena será considerada ideal quando a energia incidente nela tiver uma reflexão menor que 10%. Ou seja, a largura de banda de uma antena é definida neste trabalho como a faixa do espectro em que o coeficiente

de reflexão (Γ) tem módulo menor que 0,33, ou equivalentemente, como a TOE (Taxa de Onda Estacionária) menor que 2, ou perda de retorno da antena menor que -10dB. Um modelo típico de antena que promove valores baixos dos mencionados para grandes faixas de frequência é a corneta exponencial (NUNO et al., 2008; RUENGGWAREE, 2008)

Sendo f_i a frequência inferior da banda, f_s a frequência superior e f_c a frequência central, define-se também largura de banda relativa (BWR) como:

$$BWR_r = \frac{f_c}{BW} = 2 \frac{f_c}{f_s - f_i} \quad (2.1)$$

Para sistemas UWB, uma antena deve possuir uma largura de banda superior a 500MHz no espectro ou maior que 20% (IAN et al., 2004; NUNO, 2008). Por exemplo, uma antena utilizada em sistemas de radar, com diretividade elevada, ampla largura de banda e transmissão de sinais pulsados de alta potência são requisitos primordiais. Portanto, pela equação acima pode-se classificar os sinais em função da sua largura de banda como:

$BWR_r < 1\%$ – Banda estreita

$1\% < BWR_r < 20\%$ – Banda larga

$BWR_r > 20\%$ – Banda ultra larga

Outra característica para ser considerada em uma antena UWB é o de possuir uma impedância constante ao longo de sua banda, que dará uma emissão de radiação estável. Situações onde a impedância de entrada da antena não promove resultados constantes, projetada para a determinada faixa de frequência, faz com que o desempenho da antena não fique adequado ao parâmetro de perda por retorno (ALLEN et al., 2007; BALANIS, 2005; YUAN, 2004).

2.2 Localização de pessoas

Para uma antena que utiliza a tecnologia UWB possa localizar uma pessoa, esta deve ter uma boa transmissão e recepção, mantendo as propriedades do sinal original. Fatores como a baixa dispersão, baixos valores de atraso de grupo, e o ângulo de fase promovem a integridade da qualidade do sinal UWB (MAARFF et al., 2009; RUENGGWARREE, 2008).

Para identificar a presença de uma pessoa, a faixa de frequência é compreendida entre 300 à 900 MHz que promove uma reflexão de 72% do sinal incidente (VENKATESH, 2005).

A grande vantagem do UWB sobre os radares de micro-ondas Doppler é a sua característica de penetração, e por isso, causa uma melhor cobertura e capacidade de medidas através de obstáculos (STADERINI, 2002). Com a sua baixa potência espectral, este se torna muito interessante, pois não promove interferências eletromagnéticas (EMI) em outros equipamentos. Por ser uma irradiação eletromagnética, também não é nociva durante um monitoramento, o que difere dos raios – x (Establishing a Dialogue on Risks..., 2002).

A potência para os equipamentos é um fator limitante na localização de pessoas, incluindo os sinais vitais. Com isso, são provocadas situações em que o equipamento deve estar o mais próximo possível do alvo a ser detectado. Também o projeto da antena é um fator crítico, pois caso não seja bem planejada, esta pode provocar a dispersão do pulso gerado pelo circuito. O motivo do atraso em grupo representa o atraso do sinal ao trafegar pelo sistema de transmissão, que está relacionado à frequência do sinal. Quando o projeto de uma antena não tem um bom centro de fase, a radiação eletromagnética não irá se espalhar de forma esférica para o exterior, o que é importante, pois a fase do sinal será igual em qualquer ponto. Não cumprindo este parâmetro, a fase não será linear, e o atraso em grupo será em função da frequência, promovendo assim uma deformação da forma do pulso (O'NEILL et al., 1997; STADERINI, 2002).

Algoritmos de subtração de ruído de fundo são também necessários neste processo, pois o ruído gerado ocorre por reflexão do sinal. Desta forma, a pessoa pode ser confundida com este tipo de ruído.

2.3 Localização e reconhecimento dos sinais vitais

Gezici (2007), Leib (2010) e Venkatesh (2005) em suas pesquisas mostram que o UWB pode ser utilizado também para o reconhecimento e monitoramento de sinais vitais, onde os mais investigados são a respiração e os batimentos cardíacos. Isto é conseguido devido a sua grande largura de banda.

A largura de banda gera uma resposta mais rica em informações, maior precisão na leitura dos dados e a baixa potência espectral, o que reduz problemas de interferências eletromagnéticas (EMI). Por ter baixa potência, isto também é importante, pois a absorção elevada desta radiação para o corpo humano pode dar efeitos térmicos nefastos para o tecido humano (VENKATESH, 2005).

2.3.1 Reconhecimento da respiração

O reconhecimento da respiração humana, Swaroop, foi observado por Christopher, Riviera, Buehnero (2006), onde o movimento do pulmão ao encher e esvaziar gera naturalmente uma frequência constante. A característica deste movimento repetitivo pode ser representado por uma função senoidal. Ao lançar um sinal UWB é possível reconhecer esta variação. Observa-se que o retorno deste sinal se comporta diferentemente quando o pulmão está cheio e vazio.

Testes realizados com um pulso de largura de 300 pico segundos, com uma frequência de repetição de 100 KHZ geraram um sinal UWB. Estes pulsos foram lançados por uma antena que chegaram até a pessoa, ocorrendo à reflexão e

capturados por uma segunda antena. O retorno destes pulsos alterou-se no tempo mediante os movimentos respiratórios. A reflexão dos pulsos que vem de outros caminhos pode gerar um distúrbio na identificação da respiração. Desta maneira, é adotado um filtro de movimento, onde é subtraído todo tipo de sinal de objetos estáticos, ficando somente o resultado das variações respiratórias (figura 2.1), (VENKATESH,2005).

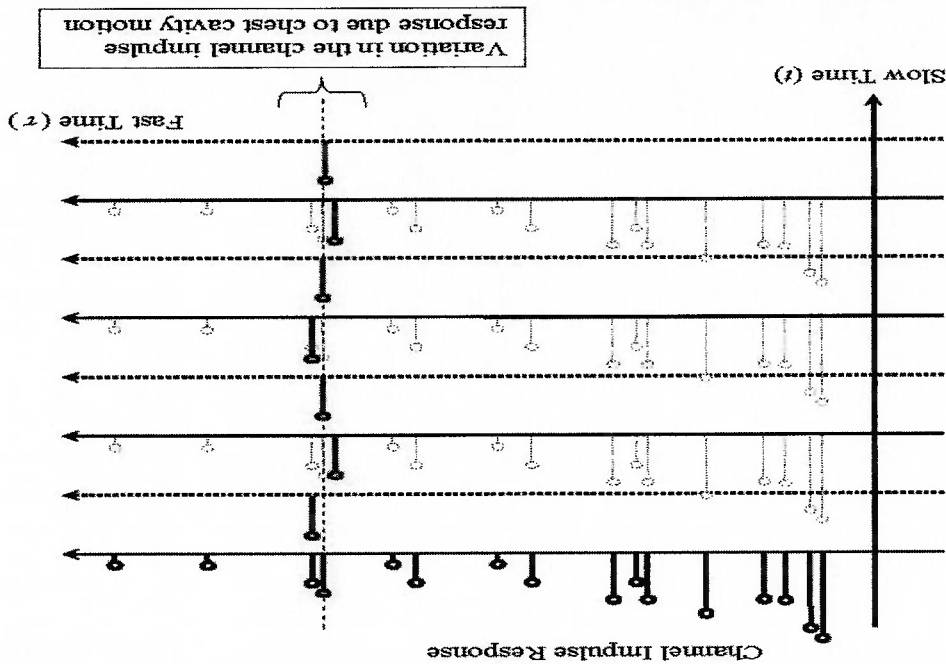


Figura 2.1 – Variação da resposta do canal no tempo mediante o movimento do pulmão Fonte: Swaroop; Cristopher; Riviera; Buehrer, 2006

Durante a respiração, o movimento do pulmão é periódico e pode ser representado por uma função senoidal. Ao enviar um pulso para um indivíduo, será recebida a reflexão do seu pulmão com diferentes tempos por causa das diferentes distâncias durante o processo de respiração.

$$d^0 = \|x_l - x_r\| + \|x_l - x\| \quad (2.2)$$

$$d^l(t) = d^0 + g(t) \quad (2.3)$$

No processo de respiração, é observada uma taxa f_b que representa a repetição do movimento, enquanto que Δl o máximo da distância entre o pulmão com ar e sem.

Este movimento pode ser representado na variação do tempo como o canal estático, representado pela somatória da equação 2.5.

$$\sum_{i=1}^l \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) \tag{2.5}$$

e a variação respiratória por 2.6

$$\alpha_b \delta(\tau - \tau_b(t)) \tag{2.6}$$

temos

$$h(\tau, \tau) = \sum_{i=1}^l \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) + \alpha_b \delta(\tau - \tau_b(t)) \tag{2.7}$$

O sinal da respiração pode ser adquirido

$$\tau_b(t) = \frac{c}{d_0 + \Delta_d \text{sen } 2\pi f_d t} = \tau_0 + \tau_p \text{sen } 2\pi f_p t \tag{2.8}$$

onde $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

Em frequência modulada, a largura de banda de um sinal FM depende do índice de modulação. Também é um processo não linear de modulação, e, com isso, o espectro altera, gerando vários harmônicos.

onda modulada em frequência

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt] \tag{2.9}$$

onde temos a onda moduladora

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \tag{2.10}$$

e a frequência instantânea FM

$$f_i(t) = f_c + \Delta_f \cos(2\pi f_m t) \tag{2.11}$$

onde

$$\Delta_f = k_f A_m \tag{2.12}$$

O desvio de frequência Δf mostra o maior afastamento da frequência instantânea do sinal FM comparado com a portadora f_c . Este desvio é proporcional à amplitude da moduladora e não depende da portadora ou da frequência de modulação.

O índice de modulação b é uma razão entre o desvio da frequência Δf e a frequência moduladora f_m que representa o desvio de fase do sinal FM.

$$\theta(t) = 2\pi \int_t^0 f_i(t) dt = 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \text{sen}(2\pi f_m t) \quad (2.13)$$

então

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (2.14)$$

O efeito do índice de modulação e a largura do pulso podem ser definidos como:

$$\beta = 2\pi b \quad (2.15)$$

O sinal de respiração $r_b(t)$ é assumido como senoidal:

$$r_b(t) = r_0 + r_p \text{sen}(2\pi f_p t) \quad (2.16)$$

Para a respiração, o índice de modulação determina o máximo atraso do pulso devido ao movimento do pulmão. Para situações nos quais o índice de modulação é baixo ($r_p < r_0$), teremos poucas harmônicas, mas, caso este tenha um valor alto ($r_p > r_0$), a quantidade de harmônicas aumenta. Como r_p é a largura do pulso UWB, vários harmônicos serão produzidos por existir um índice de modulação alto. Mas, ao analisar o resultado obtido pela respiração, este gerará um índice de modulação baixo e será obtido um grande pico com poucas harmônicas figura (2.2).

2.3.2 Reconhecimento da frequência cardíaca

O sinal UWB também foi estudado para o reconhecimento da frequência cardíaca por Baboli, Sharafi, Ahmadian e Fard (2009). Além do reconhecimento do funcionamento normal do coração, foi observada a possibilidade de detectar anomalias no funcionamento como a taquicardia.

Para o coração normal, existem dois movimentos classificados como diástole e sístole. A diástole é o momento em que ocorre o recebimento de sangue, pois o miocárdio encontra-se relaxado. Já na sístole, ocorre a contração do miocárdio do coração, produzindo a saída do sangue pelos ventrículos. Desta forma, a batida de um coração tem a expectativa normal de 75 batidas por minuto, que produz uma frequência de 1,25 Hz (figura 2.3 a) (BABOLI, 2009).

Mas para situações em que se encontra fora da frequência cardíaca entre 60 a 100 batimentos por minuto, podemos classificar em arritmia para valores acima de 100 bpm, e taquicardia para valores abaixo de 60 bpm. Em um coração, onde tem este efeito, observam-se 109 batidas por minutos que são equivalentes a uma frequência de 1,818 Hz (figura 2.3 b) (BABOLI, 2009).

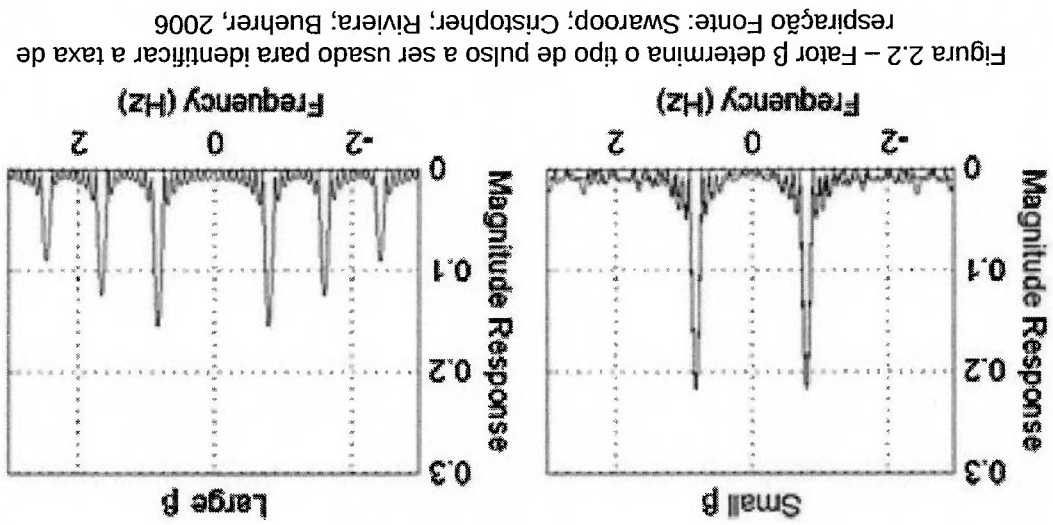


Figura 2.2 – Fator β determina o tipo de pulso a ser usado para identificar a taxa de respiração Fonte: Swaroop; Cristopher; Riviera; Buehrer, 2006

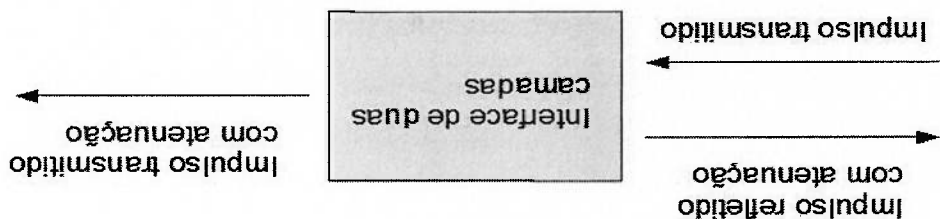


Figura 2.4 – Comportamento de um sinal UWB aplicado no corpo humano
 Fonte: Baboli; Sharafi; Ahmadian; Fard, 2009

Quando uma onda eletromagnética percorre o ar até chegar ao corpo humano, ainda existe um caminho a mais até chegar ao coração. Este sinal passará de uma camada para outra, sendo, gordura, músculos e cartilagens, e atravessará por diferentes parâmetros de permissividade ϵ , e permeabilidade μ , onde parte da onda é refletida e a outra parte entra na próxima camada. Para maior penetração, estas ondas devem propagar perpendicularmente por estas camadas (figura 2.4).

Os sinais UWB promovidos na saída de uma antena produzem ondas eletromagnéticas que propagam até o corpo humano e conseguem perceber a sistole e a diástole do coração, que causa assim uma diferença no tempo de retorno do sinal refletido, que pode ser calculada a frequência cardíaca (PAULSON et al., 2005; BABOLI, 2009).

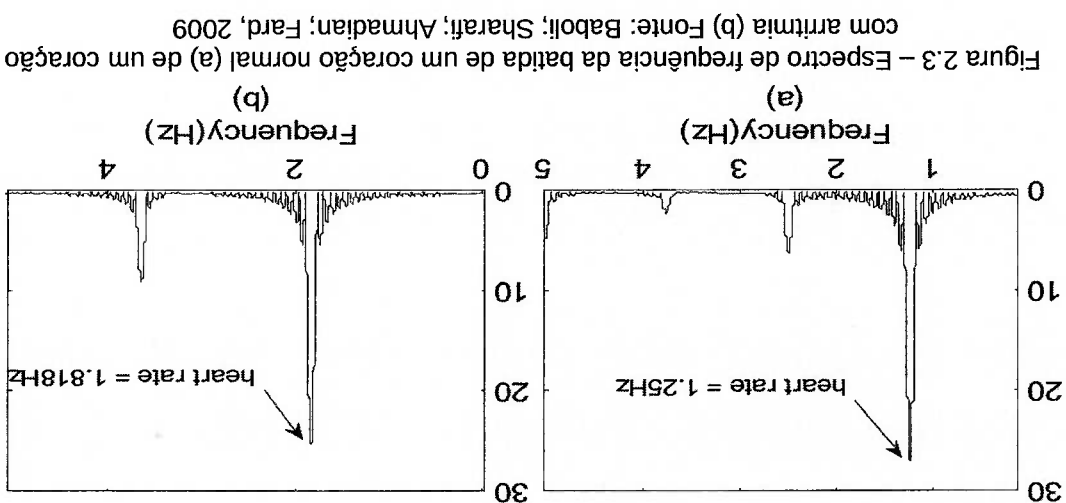


Figura 2.3 – Espectro de frequência da batida de um coração normal (a) de um coração com arritmia (b) Fonte: Baboli; Sharafi; Ahmadian; Fard, 2009

Como as ondas propagam em diversos meios do corpo humano, é importante conhecer as características sendo σ : σ condutividade do meio [S/m], ϵ_r Permeabilidade relativa, ω frequência [rad/s], α constante de atenuação [1/m], η impedância intrínseca [Ω], visto na tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Parâmetros para 4 GHz e os coeficientes

Fonte: Baboli; Sharafi; Ahmadian; Fard, 2009

Meio	σ	ϵ_r	$(\sigma/\omega\epsilon)^2$	α	η
Ar	0,0	1,0	0,0	0,0	376,73
Gordura	0,25	5,5	0,04	20,08	160,64
Músculo	3,5	50	0,1	93,24	53,28
Cartilagem	3,0	35	0,15	95,52	63,68
Pulmão	1,5	20	0,11	63,18	84,24
Coração	4,0	55	0,11	101,60	50,80

Para este tipo de cenário, observa-se que a utilização de antenas direcionais, tanto na recepção como na transmissão, estimulará melhores resultados, proporcionando maior sensibilidade, alcance e penetração, pois sinais UWB ao propagarem através do tecido humano, a atenuação ocorre exponencialmente pelo fator $e^{-(\alpha z)}$ onde α tem a constante do tecido, e z a distância. (PAULSON et al., 2005; BABOLI, 2009).

2.4 Característica do radar UWB:

Um radar (*Radio Detection And Ranging*) tem por finalidade a localização de objetos à distância pela reflexão de ondas eletromagnéticas. Ao implementar na tecnologia UWB, aparece a vantagem de detectar os mesmos alvos, mas com alta

resolução. Mas quando a aplicação é para a localização de pessoas soterradas é necessário um GPR (*Ground Penetrating Radar*).

O sistema de localização por UWB consiste em um transmissor, receptor e antenas. Um pulso de tempo de duração muito curto é gerado e transmitido, que bate no alvo desejado e parte do sinal retorna à antena o qual tem o receptor. Este retorno causa um determinado tempo de resposta o qual é calculado para o reconhecimento da distância onde o objeto se encontra. A velocidade de retorno deste sinal depende principalmente das propriedades dielétricas do solo (NORDENE, 2005).

Na figura 2.5, pode ser observado o funcionamento do radar. Um pulso é enviado por uma antena transmissora para a pessoa, sendo refletido e capturado pela antena receptora. Simultaneamente, uma parte desta energia é enviada diretamente da antena transmissora para a receptora a qual é chamada de acoplamento. Este efeito indesejado ocorre porque há proximidade entre as antenas e pode ser atenuado por um simples afastamento entre elas. Os resultados obtidos são um sinal de forte amplitude pelo acoplamento, e um segundo de menor amplitude, que é a pessoa (DIONISIO, 2012).

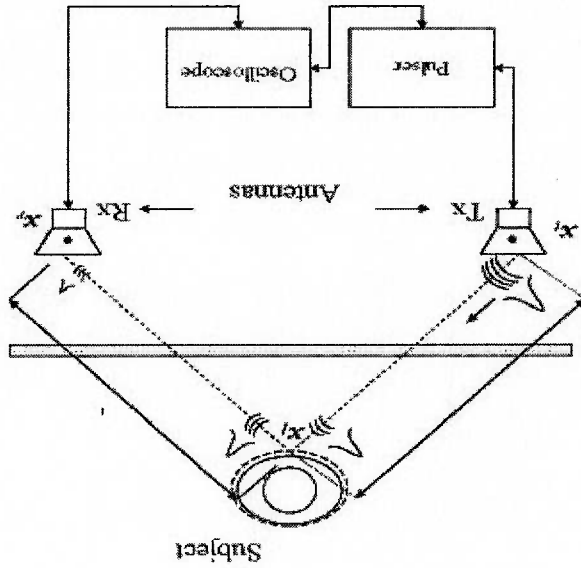


Figura 2.5 – Proposta de um radar UWB
 Fonte: Swaroop; Christopher; Riviera; Buehrer, 2006

A vantagem de utilizar sinais UWB em GPR é a alta resolução vertical ou resolução profunda, sendo o instante da chegada do sinal transmitido em um intervalo de tempo durante a transmissão e a recepção. Esta distância pode ser calculada pela fórmula 2.17, onde R é a distância do alvo localizado, T é o tempo entre a transmissão do sinal enviado pela antena e a recepção do sinal recebido pela reflexão do alvo e $c=3 \cdot 10^8$ m/s (RIAL et al, 2009; NUNO, 2008).

$$R = \frac{c \cdot T}{2} \quad (2.17)$$

Por motivo deste tipo de tecnologia promover múltiplas reflexões entre a superfície, as camadas penetradas e o próprio alvo, o sinal recebido será necessário utilizar algoritmos específicos em sistemas computacionais para o auxílio do reconhecimento do alvo. Para atenuar a reflexão de superfície em radares GPR e aliviando o processamento computacional numérico, posicionam-se as antenas transmissora e receptora encostadas diretamente no solo (RIAL, 2009).

Em radares GPR, a antena é a parte mais sensível, pois promoverá a máxima transferência de sinal entre o circuito gerador e o meio ao qual será enviado. Desta forma, o meio pode ser sempre diferente, por exemplo, o ar, o solo, a parede de bloco, uma divisória de madeira, o corpo humano e outras situações. Por estes meios possuírem características dielétricas diferentes, fazem com que ocorra uma mudança nas propriedades de radiação da antena. Também são observados problemas de acoplamento entre as próprias antenas, por estarem próximas às transmissoras com as receptoras, influenciando o desempenho do sistema. O efeito mais forte de acoplamento ocorre nas frequências mais baixas, sendo a partir de 900 MHz. Em casos estudados, valores como 300 MHz, o resultado de acoplamento é mais intenso, (BALANIS et al., 2005; HERTL, 2007).

A localização de objetos em campo aberto, sem obstáculos, é muito eficiente, o que não ocorre quando são colocados os obstáculos, pois estes promovem uma queda considerável no desempenho. Obstáculos como paredes de madeira promovem determinadas perdas neste processo, mas quando a parede é formada por tijolos ou blocos, o processo de localização de objetos torna-se extremamente difícil por causa da atenuação do sinal (DIONISIO, 2012).

Para objetos móveis a localização é mais fácil, pois quando o objeto se encontra estático, os sinais começam a refletir fazendo novos caminhos e confundir com o ruído por reflexão, não sendo mais detectável. Portanto, uma pessoa parada, nos algoritmos atuais é considerada como objeto também. Ciente deste problema, os algoritmos de localização têm por finalidade retirar o ruído de fundo por subtração que são o acoplamento das antenas e das ondas refletidas dos objetos estáticos.

Em equipamentos que utilizam a tecnologia GPR, é comum a utilização de diversos modelos de antenas conforme a aplicação. A utilização do UWB para a detecção de pessoas é projetar uma rede de antenas o qual possa cobrir uma grande faixa de frequências, gerando uma maior potência e sensibilidade, que resultará uma melhor penetração para o reconhecimento do alvo.

A relação entre potência recebida e transmitida por um sistema de radar pode ser definida pela equação 2.18, onde P_r é a potência recebida, P_t a potência transmitida, G_t o ganho de transmissão da antena, A_r a área efetiva de recebimento ou área de abertura, R a distância do alvo e σ a seção reta radar. (MAHAFAZA et al.,2004; RIAL,2009)

$$P_r = \frac{P_t \cdot A_r \cdot \sigma}{G_t \cdot (4 \cdot \pi)^2 \cdot R^4} \quad (2.18)$$

A seção reta radar informa o quanto que um alvo poder refletir os sinais do radar na direção do receptor, definida em (2.19), onde P_d é a densidade de potência (2.20) através da distância R do radar do alvo com uma antena diretiva de ganho G_t (2.21)

$$\sigma = \frac{P_d}{P_t} \cdot m^2 \quad (2.19)$$

$$P_d = \frac{P_t \cdot G_t}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \quad (2.20)$$

$$G_t = \frac{4 \cdot \pi \cdot A_r}{\lambda^2} \quad (2.21)$$

Desta forma pode ser definida a potência refletida do alvo como

O uso do radar de penetração UWB apresenta grandes vantagens como, por exemplo, trabalhar com o sinal de transmissão e recepção em banda base, utilizando pouca energia no processo, com robustez, referente a interferências como chuva e neblina, e dando alta resolução do alvo. Mas também deve-se ter alguns cuidados como o erro no reconhecimento do alvo a ser investigado e a remoção de ruídos provenientes da reflexão por vários percursos.

$$F = \frac{(SNR)_o}{(SNR)_i} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (2.26)$$

Uma definição melhor da curva de fidelidade do recebimento do radar é a razão do sinal e ruído na entrada do receptor com a relação sinal ruído na saída, definido como S_i a entrada de potência e N_i a entrada da potência de ruído. O mesmo ocorre para a saída S_o do sinal e do ruído N_o (MAHAFAZA, 2004).

$$(SNR)_{Omin} = \frac{P_r \cdot G_r^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot T_e \cdot B \cdot F \cdot L \cdot R^4} \quad (2.25)$$

em decibel.

sendo definido o SNR_{Omin} na equação (2.11) e a variável L informa a perda do radar

$$S_{min} = k \cdot T_e \cdot B \cdot F \cdot (SNR)_{Omin} \quad (2.24)$$

relação sinal ruído mínimo na saída do receptor (MAHAFAZA, 2004).
 curva de fidelidade do recebimento do radar e na saída do receptor e $(SNR)_{Omin}$ a temperatura efetiva do ruído em graus Kelvin, B a banda de operação do radar, F a equação temos $k=1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K, o qual é a constante de Boltzman's, T_e é a Sendo o mínimo de potência detectável é definido em 2.24. Na

$$R_{max} = \left(\frac{P_r \cdot G_r^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot S_{min}} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (2.23)$$

mínima potência de sinal (S_{min}) pode ser escrita como
 Assim, o alcance máximo (R_{max}) para um radar detectar um alvo com a

$$P_{Dr} = \frac{P_r \cdot G_r^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4} \quad (2.22)$$

2.5 Característica de uma antena UWB

A antena funciona como um irradiador, onde a impedância de entrada permanece constante em toda a faixa de frequência, sendo projetada especificamente para transmitir e receber energia eletromagnética de um pulso de curta duração; Por sua vez, as antenas convencionais são ressonantes e operam numa banda de frequência relativamente pequena.

Os parâmetros fundamentais de uma antena são:

- Impedância de entrada
- Diretividade e ganho
- Diagramas de radiação
- Polarização

Todos estes parâmetros têm a finalidade de saber se a antena está sendo adequada à determinada aplicação (anexo B).

A perda de retorno de entrada é muito importante na transmissão e recepção e deve ser menor e igual a -10dB, dando uma melhor eficiência (Smith P.H., 1939). O parâmetro da fase deve ser linear e o seu atraso em grupo deve ser constante para a determinada faixa de frequência. O parâmetro VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) deve ter um valor menor e igual a dois ($VSWR \leq 2$) onde este informa que 10% para menos do sinal incidente seja refletido (GHAVAMI,2004).

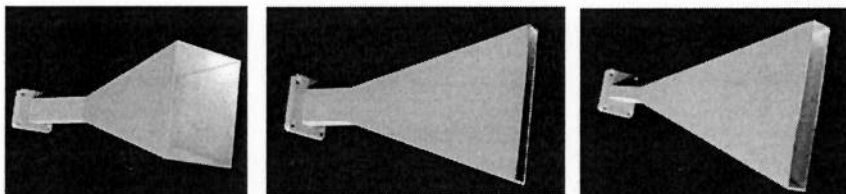
A geometria da antena nos dá grandes resultados como por exemplo as curvas exponenciais em antenas fornecem uma boa impedância para uma ampla largura de banda e uma baixa dispersão e alto ganho. Quanto maior a quantidade de grupos de corrugações obtêm melhores resultados nos parâmetros de ganho e retorno S11. Também aperfeiçoa a distribuição de energia no substrato, ao alternar a fase das correntes que fluem das bordas externas dos planos de irradiação que ajuda na propagação e na direção do campo elétrico (DIONISIO et al., 2012; HECTOR, 2010).

2.6 Antenas corneta

Antenas cornetas são classificadas como antenas de abertura, pois são utilizadas na saída de guias de ondas. Os modelos básicos destas antenas podem ser retangulares ou piramidais e que devam ocorrer um casamento de impedância entre o gerador e o ar. São aplicadas em frequências de micro-ondas e possuem um alto ganho. Observa-se um melhor desempenho no lóbulo principal e uma boa atenuação nos secundários, quando projetadas com aberturas suaves (BALANIS et al., 2005; FUSCO 2005).

Existem outros modelos deste tipo de antenas como a corneta setorial plano E , plano H e piramidal para guias de ondas retangulares, (figura 2.6). Este tipo de classificação ocorre mediante o tipo de abertura o qual a antena foi projetada. Por exemplo, a plano E , a sua abertura é alargada em direção ao campo E , enquanto que a plano H é alargada para o campo H . Já a piramidal, a sua abertura é alargada tanto no plano E como no H , onde esta última possui as características da antena setorial E , e da setorial H (JAMALI, 2011).

Por existir o modelo de onda circular, gerou o nascimento da antena corneta cônica, cujo o comportamento é similar à antena setorial E e H e a piramidal. Problemas reativos em antenas cornetas podem ser minimizados através de corrugações em sua superfície, sendo estas dez vezes menores que o comprimento de onda, que origina assim reatâncias capacitivas necessárias para o cancelamento do campo magnético tangencial, que reduz assim as difrações e diminui os lóbulos secundários (BALANIS 2005).



Cônica



Cônica ranhurada

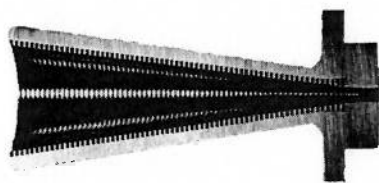


Figura 2.6 – Modelos de antenas corneta
 Fonte: www.millimeterwave.com/
<http://microwavetestbench.tradeindia.com>
www.radiometer-physics.de/irpg/html/Home.html

As antenas do tipo cornetas são usadas para aplicações de radares, micro-ondas e calibração de outras antenas. As que possuem estruturas exponenciais têm uma transição suave das ondas entre o gerador e o ar (JAMALI et al., 2011; WANG, 2001). Ao comparar o ganho com outros modelos de antena, o modelo corneta é superior na faixa de 500 MHz a 3 GHz, (tabela 2.2), (WANG, 2001). Quanto maior for a abertura, maior será a diretividade. Desta forma, o ganho aproximado de uma antena corneta piramidal fica definido com uma razão entre a abertura A pelo quadrado do comprimento de onda (FUSCO 2005).

$$G = \frac{7,5 \cdot A}{\lambda^2}$$

(2.27)

Tabela 2.2 – Comparativo de ganhos típicos entre os diversos modelos de antenas

Fonte: Hertz, Strycek: 2008

Ganho [dBi @ GHz]				
3,0	2,0	1,0	0,5	Estrutura
4,0	4,4	3,2	1,6	Cone
6,6	5,3	5,1	1,4	Disco
5,8	5,2	3,3	3,8	Bow-tie
7,7	7,0	5,8	3,0	vivaldi
11,9	10,3	10,3	6,6	Corneta
5,5	5,8	3,9	1,7	Espiral

O fator da frequência é fundamental para antenas que operam com sinais UWB. Assim, o desempenho da sua largura de banda depende do seu tamanho físico e a sua abertura, o que aumenta quando o valor da frequência está em MHz e diminui em GHz. Problema de dispersão é muito comum em antenas, onde ocorre uma variação da forma de onda em função do ângulo de fase, tabela 2.3. Em projetos de antenas para UWB, esta tem que ter um centro de fase eficaz. Por definição, o centro de fase é o ponto da antena onde a radiação eletromagnética se propaga para fora esférica com a fase do sinal igual em qualquer ponto sobre a esfera. Caso este centro de fase mude de posição, a forma de onda será dispersiva ao ser transmitida, (figura 2.7) (RUENGGWAREE, 2007).

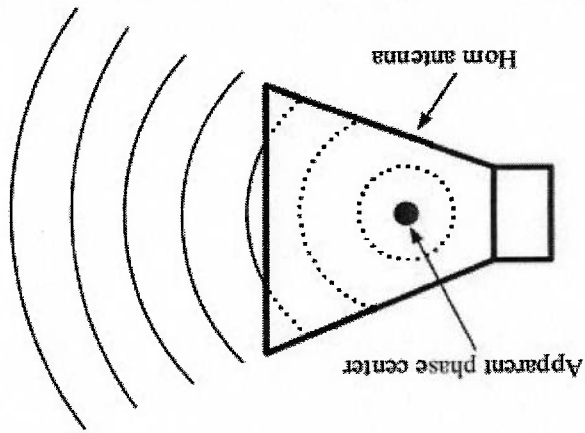


Figura 2.7 – Centro de fase de uma antena corneta
Fonte: Desing of UWB Radar Sensor, Ruengwaree, 2007

Tabela 2.3 – Tipos de antenas UWB e suas dispersões
 Fonte: Desing of UWB Radar Sensor, Ruengwaree, 2007

Tipo de antena	Nome	Dispersão
Antenas de Impulso Irradiado	Corneta	Sem dispersão
	vivaldi	Muito baixa
	Mono cone	Extremamente baixa
	Mono polo Planar	Muito baixa
	Espiral	Alta
Frequência Independente	Logarítmica periódica	Alta
	Dipolo elíptico	Entre 2,5 a 7 GHz
Antenas de Banda Larga	Fenda Multimodo	Média

Para antenas cornetas promoverem um resultado melhor para a transmissão da onda eletromagnética, a geometria da abertura em forma curvada é melhor, (figura 2.8). O casamento de impedância entre o gerador de 50Ω e o ar de 377Ω é conseguido pela abertura da antena para as dimensões Y e W que podem ser representadas por:

$$d(y) = 2(ae^{by}) \quad , \quad (0 \leq y \leq L) \quad (2.28)$$

Onde $d(y)$ é uma função exponencial, a e b são constantes a serem determinadas. Para este tipo de estrutura, a impedância característica em qualquer ponto da antena pode ser expressa por $Z(y)$ (KYUNGHQ, 2005).

$$Z(y) = Z_0 e^{(\alpha y)} \quad , \quad (0 \leq y \leq L) \quad , \quad \text{onde } \alpha = \frac{1}{Z_T} \ln\left(\frac{Z_0}{Z_T}\right) \quad (2.29)$$

Sendo Z_0 a entrada do gerador que possui impedância de 50Ω, enquanto que Z_L é a impedância do ar igual a 377Ω. Para a variável L , esta identifica o comprimento da antena (KYUNGHQ, 2005).

A impedância da antena pode ser também calculada pela razão entre a abertura da corneta $d(y)$ pela largura da antena $W(y)$, sendo esta diretamente proporcional pela constante 120π .

Essa antena apresenta vantagens tais como: alto ganho, baixo VSWR, centro de fase estável e faixa de operação para altas frequências. A utilização de antenas tipo corneta para radares de penetração de solo em conjunto com sinais UWB é bem apropriada.

Para este modelo de antena, a necessidade de um *balun* (anexo B), é fundamental para adequar o circuito com a curvatura. Se não for bem construído ou mal dimensionado o *balun*, pode trazer problemas. Apesar da curvatura da antena estar nas condições do projeto, ela perderá o desempenho do parâmetro S11 e afetará o seu ganho.

Um exemplo de *balun* para as antenas corneta pode ser visualizado na figura 2.9. Esta estrutura seja parte integrante da antena, então o *balun* e a curvatura são uma peça única, e caso seja danificada, ocorrerá a perda completa da antena.

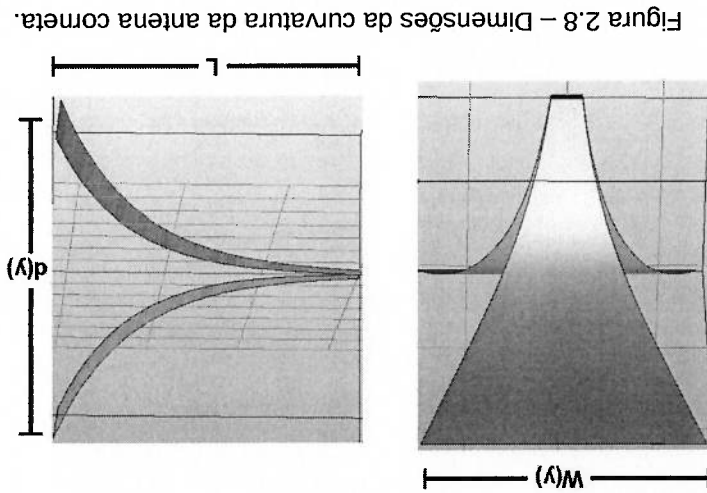


Figura 2.8 – Dimensões da curvatura da antena corneta.

$$Z(y) = \frac{d(y)}{120\pi} \frac{W(y)}{d(y)} \quad (2.30)$$

comparação com a utilização de uma única antena (WANG, 2001).
 resposta em baixas frequências e uma alta potência a ser promovida no sistema em
 simultaneamente que produzirá assim a ampliação do alcance, a melhoria na
 maior ganho, um feixe mais dirigido, várias fontes para transmitir o sinal UWB
 A ideia de utilizar uma rede de antenas é de poder promover soluções com

campos de aplicação para esta tecnologia são os sistemas de radares (anexo B).
 casamento de impedância é fundamental para um bom funcionamento. Um dos
 antena maior. Um cuidado que se deve ter é a alimentação destas antenas, pois o
 configuração, várias antenas pequenas podem promover características de uma
 antenas com a finalidade de produzir um feixe diretivo de radiação. Neste tipo de
 O uso de rede em antenas consiste em uma proposta de utilizar diversas

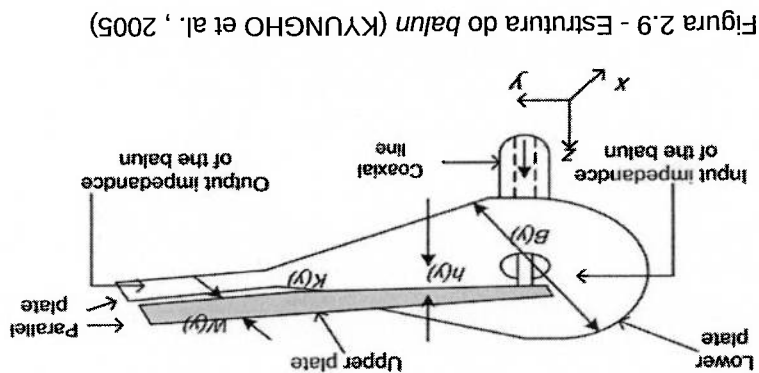
2.7 Rede de antenas UWB

duas partes (KYUNGHO et al., 2005).

para $\frac{W(y)}{h(y)} \geq 1$ Onde $W(y)$ é a parte superior do *balun* e $h(y)$ é a separação entre as

$$K(y) = \frac{120\pi}{\frac{W(y)}{h(y)} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{H(y)}{W(y)}\right)} \quad (2.31)$$

A impedância deste *balun* em qualquer ponto pode ser expressa por:



Muitas configurações podem ser feitas utilizando redes de antenas, por exemplo, o sistema em linha, da figura 2.10, onde um grupo de antenas idênticas é colocado em paralelo, obedecendo alguns parâmetros de distância. Assim assume uma determinada fase referente ao primeiro elemento e com isso se pode estimar a radiação do campo em uma longa distância da seguinte maneira:

$$AF = \sum_{n=1}^N A^{n-1} e^{j(n-1)\psi} \tag{2.32}$$

(2.32)

onde $\psi = kd \cos \phi + \beta$

(2.33)

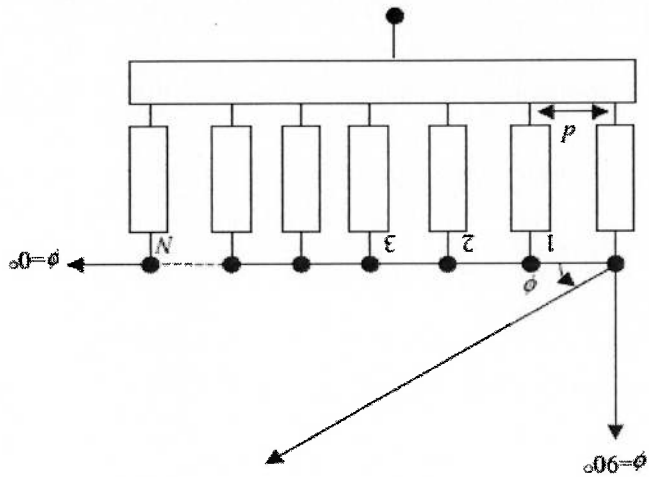


Figura 2.10 - Configuração básica de uma rede de antenas.
 Fonte: Ultra-wideband Antennas..., 2007

Como $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ é considerado o número de onda e λ o comprimento de onda no espaço livre, ϕ informará o ângulo de direção do campo distante medido em referência ao eixo X, e o valor de β informará a excitação de fase por cada elemento. Caso a excitação seja feita no centro da rede de antenas com amplitudes idênticas, escreve-se o campo irradiado da seguinte forma:

onde n é o número de elementos e d , o espaçamento entre os elementos. Na figura 2.11, pode-se observar o diagrama de radiação que utiliza esta fórmula para o espaçamento entre os elementos de $d=\lambda/2$ para a figura (a) e $d=\lambda/4$, para a figura (b), e que mostra assim os efeitos de diretividade (ALLEN, 2007).

$$\beta = -\left(kd + \frac{n}{x}\right) \quad (2.36)$$

fontes for de:

que ocorra uma maior diretividade, isto será obtido se o diferencial de fase entre as relação à rede das antenas, que desta maneira pode promover diretividade. Para A configuração *end-fire* possui a característica que o lóbulo principal está em

Onde o máximo valor do campo ocorrerá quando $\psi = 0$.

$$\psi = kd \cos \phi \quad (2.35)$$

e a fase destes são iguais, reduzindo a equação para:

A configuração *broadside* com vários pontos de fontes isotrópicos, o padrão de radiação é perpendicular ao plano da rede de antenas enquanto que a amplitude

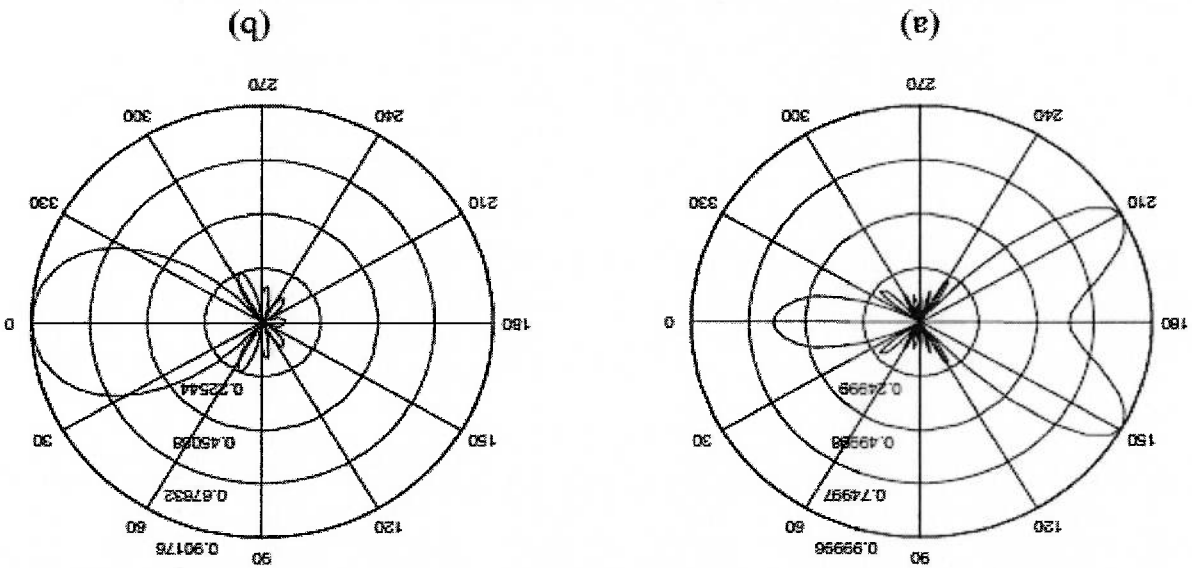
$$AF_n = \frac{1 - e^{jn\psi}}{1 - e^{j\psi}} = \frac{1 - e^{jn(\psi/2)}}{1 - e^{j(\psi/2)}} \quad (2.34)$$

2.7.1 Alimentação das antenas

A polarização da antena também é um fator fundamental, pois a rede das antenas pode ser estimulada simultaneamente ou parcialmente, o que gera assim resultados totalmente diferentes. Cada configuração da rede de antenas tem uma característica peculiar no seu processo de transmissão e recepção e no controle de fase dos elementos. O comprimento da linha de transmissão e o acoplamento entre as antenas são fatores importantes para as redes de antenas.

Figura 2.11 - Efeitos de diretividade promovidos por uma rede de antenas

Fonte: Ultra-wideband Antennas..., 2007



2.7.2 Rede Passiva

Em uma rede passiva (figura 2.12), existem várias maneiras de alimentar as antenas, por exemplo, a rede em paralelo, série e série-paralelo, possuem um único gerador que alimenta todo o sistema. Neste tipo de construção, o detalhe da distância de conexão entre as antenas é fundamental para que a corrente alcance todas ao mesmo tempo e assim se mantém constante a característica de fase da rede. Deve-se ter em conta a impedância, pois não se pode considerar igual a impedância de uma antena ser a mesma conectada em um grupo, pois, por exemplo, uma colocada em paralelo com outra idêntica, o valor de sua impedância cai pela metade. Os circuitos que alimentam este tipo de antenas são chamados de BFN (*beam forming network*) (BALANIS, 2005).

Esta classificação é dada quando a alimentação do grupo de antenas é feita somente com um único gerador. Esta não possui um desempenho igual para todos os elementos. A reflexão do sinal por um elemento não quer dizer efetivamente o retorno direto para o gerador, mas sim uma absorção deste sinal por outro elemento e para outras direções. Tudo isto depende da configuração desta rede (SALEEB, 2006).

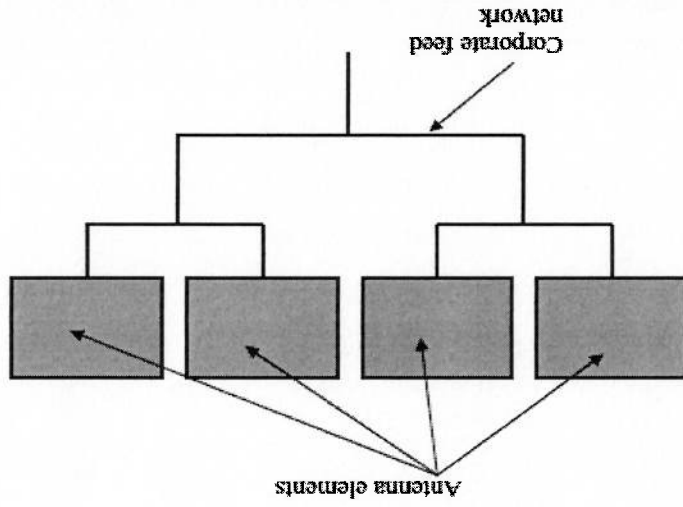


Figura 2.12 - Proposta de uma rede de antenas passivo
Fonte: Ultra-wideband Antennas..., 2007

Para este tipo de rede poder ser alimentado, deve ser colocado um divisor entre os elementos da antena e o gerador, e que garanta a mesma amplitude e fase.

2.7.3 Rede Ativa

Define-se uma rede de antenas ativa, quando os elementos dela são alimentados individualmente por geradores separados. Por motivo destes elementos estarem próximos, existe a possibilidade de o sinal retornar e alcançar os outros geradores da rede (figura 2.13). Referente ao ganho, este é visto individualmente e de valor idêntico. Por este motivo, para poder saber o ganho completo da rede, esta deverá funcionar todos elementos simultaneamente (SOLIMAN, 2007).

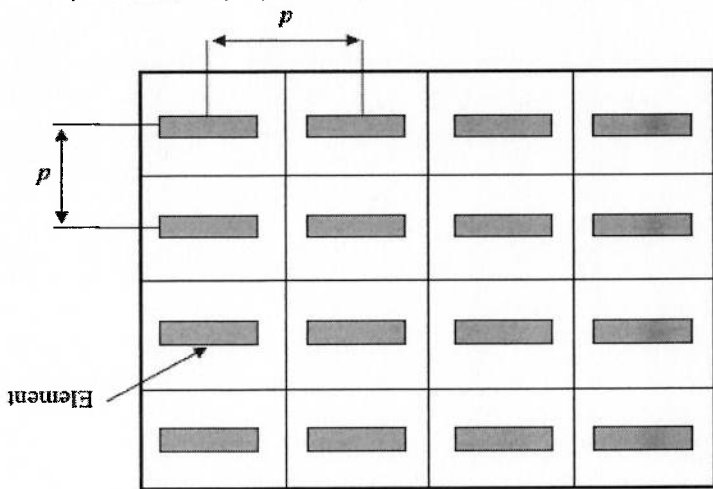


Figura 2.13 - Proposta de um rede de antenas ativo
Fonte: Ultra-wideband Antennas..., 2007

Portanto, ao projetar antenas em rede, deve-se ter em conta a formação da matriz desta rede, de que forma será feita a alimentação destes elementos, e como será a sua geometria. A geometria dos elementos e a sua posição na matriz são de fundamental importância para o bom desempenho quanto a largura de banda e diretividade que trabalhará, visto nas equações 2.32, 2.33 e 2.36. A alimentação bem

projetada também promove bons resultados no desempenho. Atualmente, em função dos equipamentos serem compactos, este é um fator limitante para o uso de redes nestes equipamentos. Isto dará um fator limitante para o projeto destas antenas, mas propostas de rede de antenas não uniformes podem ser uma alternativa (ALLEN, 2007).

2.7.4 Direção do feixe

Uma característica da rede de antenas é poder fazer o deslocamento da diretividade do feixe, o qual ajuda consideravelmente em sistemas de radares onde a antena não pode ser movida. Existem quatro tipos de técnicas distintas: o deslocamento por frequência, o deslocamento de fase, deslocamento por tempo de atraso e a comutação de feixe (SAKAI, 2011).

Observa-se que o deslocamento do feixe quando utiliza a variação de frequência, faz alterar o comprimento elétrico entre os elementos das antenas. Para a técnica de deslocamento por fase, está determinado pelo comprimento da ligação na linha de transmissão e os efeitos de acoplamento mútuo. O deslocamento por tempo de atraso ocorre através da comutação em diferentes caminhos com comprimentos diferentes durante a transmissão do sinal. Para a comutação de feixe, existem diversos caminhos de transmissão na rede de antenas, sendo um diferente para cada entrada de antena, sem promover variações de fase, sendo possível fazer a transmissão simultânea ou por combinação de antenas (anexo B),(STURM, 2006).

2.8 Clutter

É um termo que informa a desordem indesejada feita pelo sinal eletromagnético recebido pelos objetos que se encontram em um determinado local,

podendo assim apresentar grandes interferências no funcionamento de um radar. Fatores que afetam na quantidade de *clutter* em um radar são: o ângulo de incidência, a rugosidade da superfície e o comprimento de onda.

O *clutter* pode ser percebido pela antena do radar, sendo pelo lóbulos principal ou pelos secundários e estes efeitos podem ser classificados em duas classes: a de superfície e os volumétricos. A de superfície inclui por exemplo, árvores, vegetação, relevo do solo e estruturas gerais. Para a de volume pode-se classificar como medidas, e identificar passaros, chuva, insetos e outros, que torna assim mais previsível.

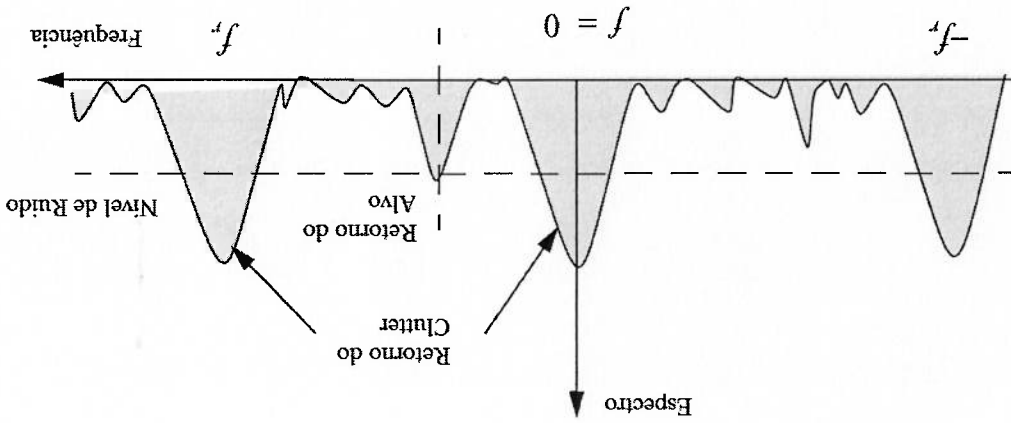
Ele é de caráter aleatório e aparenta como se fosse um ruído térmico, pois tem fases e amplitudes aleatórias, e quando este sinal tem uma amplitude muito intensa, torna-se impossível reconhecer o alvo. Desta forma, por motivo da grande reflexão de sinais, uma nova medida chamada de relação sinal *clutter*, SCR (*Signal to Clutter Ratio*) torna-se importante, onde definimos como a seção transversal equivalente atribuída a reflexões de uma área de desordem (A_c). Onde o coeficiente de dispersão (σ^0) é uma unidade adimensional (m^2/m^2), que muitas vezes é expresso em dB (MAAREF, 2009).

$$\sigma^0 = \sigma^0 A_c \quad (2.37)$$

Para resolver o ângulo de incidência, existe um ponto de ótimo chamado de ponto crítico que é definido por Rayleigh como o ângulo abaixo do qual a superfície é considerada rugosa. Acima deste valor, a superfície fica considerada como lisa e a diminuição do *clutter*. No gráfico da figura 2.14, observa-se que existe um *clutter* difuso e não coerente, de 0° até o ângulo crítico, sendo considerado região de baixo ângulo de incidência. Na região de planalto, considerada entre o ângulo crítico e até os 60°, é considerado uma área boa onde tem a menor incidência de *clutter*. Para valores acima de 60°, há uma incidência de *clutter* coerente (MAHAFZA, 2004).

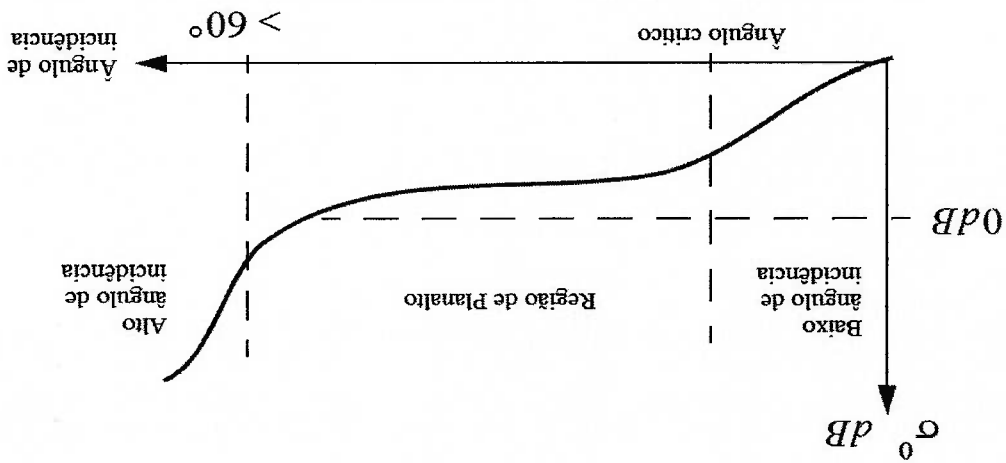
Em sistemas que utilizam radares, o *clutter* é uma realidade que deve ser tratada, pois com a incidência de uma onda eletromagnética em um determinado

Figura 2.15 - Resposta de um radar com o alvo detectado e a presença do *clutter*
 Fonte: Matlab Simulation for Radar., 2004.



Portanto, o *clutter* pode ter componentes fixos e aleatórios, tudo devido ao espalhamento de frequências. Para a maioria dos casos, estes componentes aleatórios são Gaussianas. Este efeito se encontra próximo do nível DC ($f = 0$) e do pulso de repetição de frequência (f_r). Estes pulsos de frequência são necessários, pois tem a finalidade de criar um eco perceptível com o intuito da localização do objeto (figura 2.15) (MAHAFAZA, 2004).

Figura 2.14 - Regiões de *clutter* - Fonte: Matlab Simulation for Radar., 2004.



meio que tem por finalidade reconhecer um objeto que pode estar em uma sala, ou através de uma parede, ou ainda soterrado, este efeito ocorrerá e dificultará a sua localização. O *clutter* ocorre dentro do corpo humano. Existem vários meios pelos quais a onda eletromagnética viaja, como por exemplo, os músculos e a gordura que são meios diferentes e apresentam assim o *clutter*. Portanto, é essencial a utilização de processamento de sinais para promover filtros com o propósito da sua remoção para o reconhecimento do alvo e suas características (ALLEN, 2007).

2.9 Retirada do *clutter* pela transformada de Hilbert Huang

Em aplicações com radares UWB, são utilizados pulsos estreitos para produção de grandes larguras de banda, e quando localizam o devido objeto promovem diversas reflexões. Este cenário se agrava na localização de pessoas soterradas, pois devido às reflexões do meio, a quantidade de *clutter* será também elevada.

Os sinais recebidos pela antena são classificados como não estacionários, cuja a média, a variância e a covariância não são constantes ao longo do tempo, e com isto, os efeitos de previsão não são funcionais, pois eles alteram-se com o tempo. A solução para isto é trabalhar com algoritmos adaptativos para sistemas não lineares e não estacionários, na qual a transformada de Hilbert-Huang possui esta característica, que através da combinação de modos empíricos de decomposição (EMD) e a análise espectral de Hilbert (HSA), pode-se identificar oscilações intrínsecas (IMF) em um determinado sinal, sendo estas separadas uma a uma (CHIEH et al., 2007; NORDENE, 2005).

Ao promover a decomposição empírica do sinal original, pode-se obter um conjunto de funções base de forma adaptativa, que promoverá um modelo intrínseco das oscilações, que através de uma análise espectral de Hilbert possibilitará a obtenção de uma representação do resultado no domínio tempo frequência. A decomposição do sinal ocorre porque cada sinal tem a sua característica oscilatória diferente (PINTO et al., 2009; ZIJIAN, 2010).

A transformada de Fourier é um exemplo para poder fazer a decomposição de um sinal em magnitude ou fase. Em sua definição, é assumida a estacionariedade, cujo o espectro não depende do tempo e todos os componentes do sinal estão presentes em todo o período.

Trabalhar com janelas muito grandes faz aumentar o tempo de processamento, enquanto que, ao reduzir o tamanho da janela pode ocasionar a perda de informação, tornando-se uma janela "cega". Com a utilização das wavelets, pode-se criar janelas adaptativas, alterando a sua resolução condicionada pela variação de frequência. Desta maneira, para frequências mais baixas, o tamanho da janela tende ser maior, e para as frequências mais baixas, menor.

A transformada de wavelet para um determinado sinal $s(t)$ fica definido como (DAUBECHIES, 1992):

$$W(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \overline{\psi_{a,b}}(t) dt \tag{2.38}$$

Onde a função wavelet-mãe é ψ e $\psi_{a,b}$ que depende dos parâmetros a e b de escala de translação, sendo vista como:

$$\overline{\psi_{a,b}} = \frac{1}{\sqrt{a}} \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} \tag{2.39}$$

Reescrevendo a transformada de Hilbert Huang para um sinal $s(t)$:

$$H(t) = y(t) = \frac{1}{P} \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau \tag{2.40}$$

Onde P é o valor de principal Cauchy. A equação 2.40 mostra o cálculo de um integral impróprio, cuja função integrada não está definida para $\tau = t$. Então, a definição deve ser formalmente:

$$H|s(t) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0^+} \frac{1}{P} \left(\int_{t-\epsilon}^{t-\epsilon} s(\tau) d\tau + \int_{t+\epsilon}^{t+\epsilon} s(\tau) d\tau \right) \tag{2.41}$$

Para que exista esta transformada, s deve pelo menos ser da classe de

funções L_p . Sendo espaço funcional de Hilbert, que são espaços vetoriais completos que têm produto interno induzido por:

$$\|f\|_p = \left(\int |f|^p \right)^{1/p} \quad (2.42)$$

Desta forma, com $s(t)$ pode-se determinar $y(t)$ que permite obter $z(t)$.

$$z(t) = s(t) + iy(t) \quad (2.43)$$

$$a(t) = e^{i\theta(t)} \quad (2.44)$$

Onde:

$$a(t) = \sqrt{(s(t))^2 + (y(t))^2} \quad (2.45)$$

$$\theta(t) = \arctan \frac{y(t)}{s(t)} \quad (2.46)$$

O qual terá a frequência instantânea como

$$\omega = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2.47)$$

A transformada de Hilbert Huang é um processo adaptativo para sistemas não lineares, e consegue extrair os sinais fundamentais existentes no sinal original (figura 2.16 A). Através de uma sequência de interpolações sucessivas possui uma sequência correta para que isto aconteça, onde primeiramente se identificam os extremos do sinal, logo ocorre a interpolação destes extremos para a obtenção das envolventes. Estas envolventes do sinal (superior e inferior) devem ter uma semelhança (figura 2.16 B e C) para que, ao se retirar a sua média (figura 2.16 D), sendo esta a IMF. A retirada desta IMF sobrar um resíduo (figura 2.16 E) e este processo se repete até retirar todas as IMFs de frequências existentes de um determinado sinal (PINTO, 2009).

(2.48)

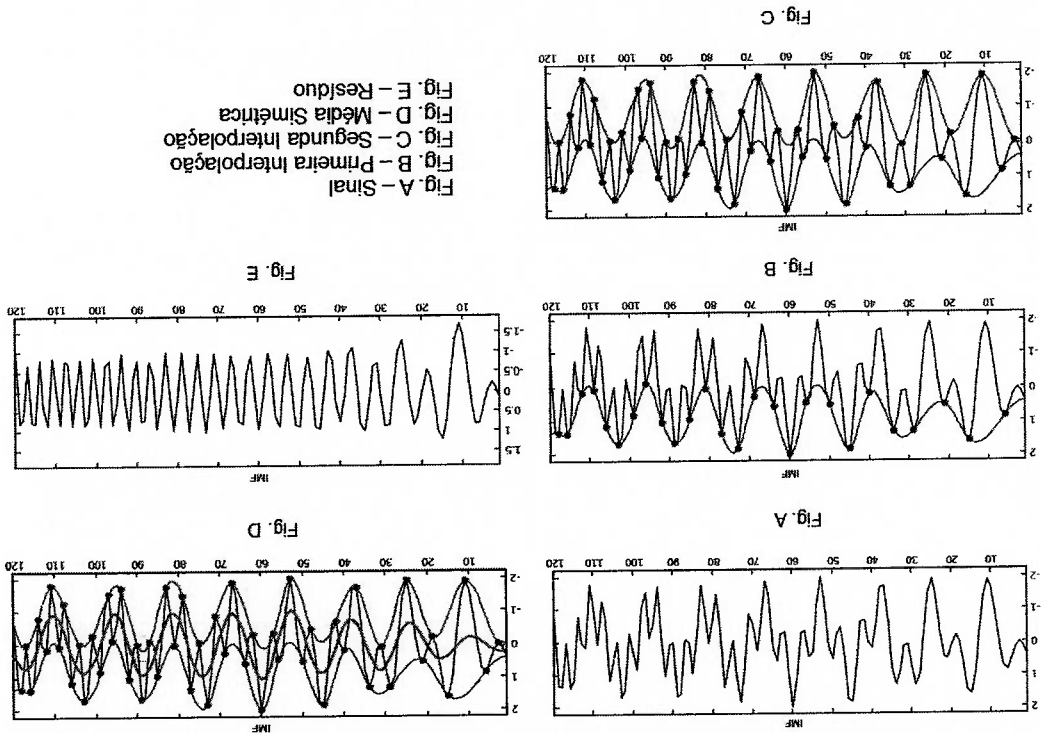
$$Z(t) = X + iH(X)$$

Sendo X uma IMF, e ao aplicar a transformada de Hilbert Huang tem $Z(t)$.

(CHIEH, 2007).

Analysér), que consegue gerar a representação no domínio tempo-frequência instantânea. A finalização deste processo ocorre como HSA (*Hilbert Spectral Intrinsic Model Functions*) que terá um valor no qual irá compor a frequência modo de oscilação característico (RILLING, 2003). Esta oscilação será a IMF obter um conjunto de funções de base de modo adaptativo, pois cada sinal tem um zeros deve ser igual. O processo EMD (*Empirical Mode Decomposition*) permite pela média local, e para não existirem frequências negativas, o número de polos e Para sucesso deste processo, as bases devem ser simétricas. Sendo obtidas

Figura 2.16 – Processo de obtenção de uma frequência instantânea pela transformada de Hilbert Huang. Fonte: (Rilling, 2003)



Como

$$Z(t) = a(t)e^{i\theta(t)} \quad (2.49)$$

Calculando a transformada de Fourier

$$F\{Z(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} a(t)e^{i\theta(t)} e^{-i2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{\infty} a(t)e^{i(\theta(t)-2\pi ft)} dt \quad (2.50)$$

Impondo fase estacionária

$$\frac{d}{dt}(\theta(t) - \omega(t)) = 0 \quad (2.51)$$

Obtém-se a frequência instantânea

$$\omega = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2.52)$$

A primeira transformada de Hilbert a ser obtida é a diferença entre a média e o sinal original:

$$h_1 = X(t) - m_1(t) \quad (2.53)$$

Onde m_1 pode ser definido como a média da interpolação superior com a

inferior

$$m_1 = \frac{e_s + e_i}{2} \quad (2.54)$$

Para os requisitos da IMF, h_1 não satisfaz os requisitos de uma envolvente

simétrica, este será considerado como um novo sinal a ser analisado pela transformada de Hilbert e uma nova interpolação será feita no mesmo, promovendo uma nova envolvente e uma nova média m_{11} (HUANG 1998).

$$h_{11} = X(t) - m_{11}(t) \quad (2.55)$$

Após k iterações será uma sequência de IMFs do sinal original

$$h_{1,k} = h_{1,k-1}(t) - m_{1,k}(t) \quad (2.56)$$

Neste processo, a IMF ocorrerá quando a envolvente superior promover

simetria e a sua média tiver como resultado final zero, promovendo um sinal $h_{1,k}$, e este será considerado c_1 de valor maior de frequência em relação aos outros seguintes do sinal original, promovendo sempre um resíduo (PINTO, 2009).

$$r_1 = X(t) - c_1 \quad (2.57)$$

Após a retirada de c_1 de $X(t)$, observam-se outros componentes existentes em r_1 compreendidos como c_2, c_3 e c_n , promovendo a seguinte sequência:

$$r_2 = r_1 - c_2 \tag{2.58}$$

$$r_3 = r_2 - c_3 \tag{2.59}$$

$$r_n = r_{n-1} - c_n \tag{2.60}$$

Onde o sinal original pode ser obtido pela somatória de c_n incluindo o resíduo

r_n .

$$X(t) = \sum_{i=1}^n c_i + r_n$$

(2.61)

Como neste processo, o resíduo é utilizado para novas IMFs, iterações são feitas e um processo de parada deve existir. Então, a utilização de um processo de média nula e a simetria das envolventes geram um ponto de finalização do processo.

Nas primeiras iterações, as envolventes são obtidas por interpolações com splines cúbicas e a média (figura 2.17(a)). Com o aumento das iterações pode ser observada uma simetria entre a envolventia superior e a inferior, que gera uma média final nula (figura 2.17 (b)).

(2.62)

$$\sigma = \sum_{t=0}^T \left[\frac{|h_{1,k-1}(t) - h_{1,k}(t)|^2}{|h_{1,k-1}(t)|^2} \right]$$

Ao término de retirar a primeira IMF, o resíduo é tratado novamente como se fosse o sinal original. Com a simetria superior e inferior, uma média nula existe e mostra um nível baixo de amplitudes irregulares que consegue pelo controle de σ calculado entre dois modos consecutivos pode variar entre 0,2 e 0,3 proposto por Huang que aumenta a significância das IMFs (HUANG, 1998).

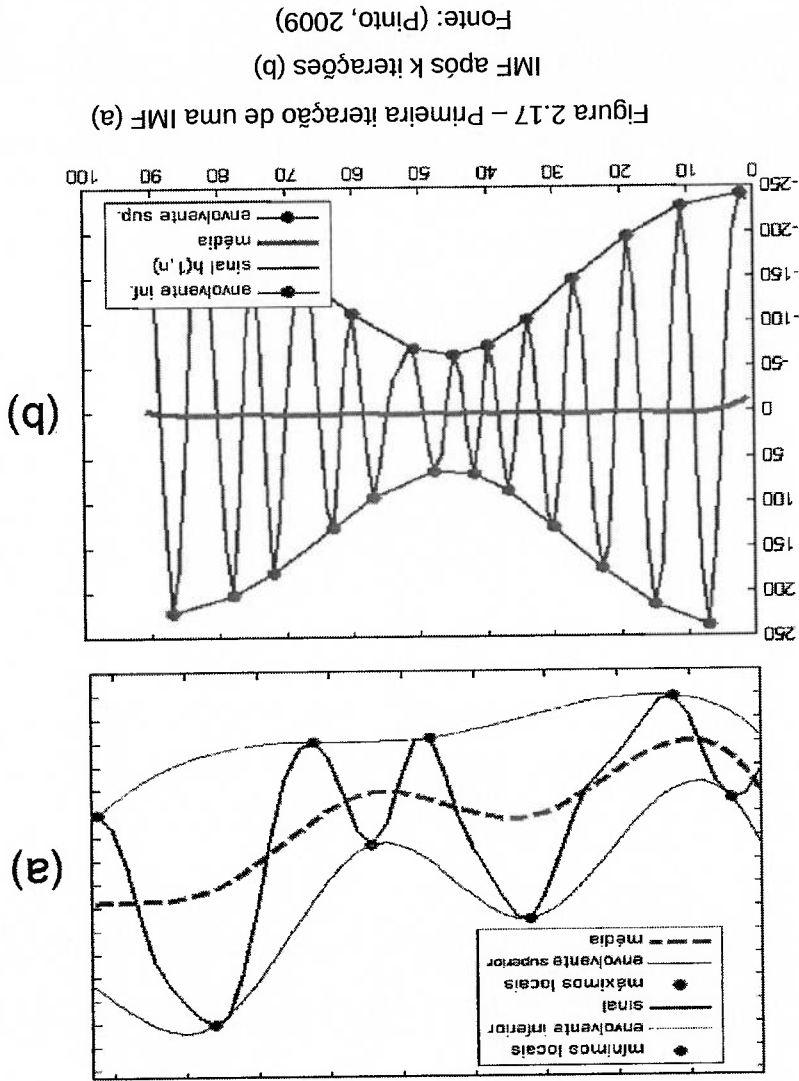


Figura 2.17 – Primeira iteração de uma IMF (a) IMF após k iterações (b)
 Fonte: (Pinto, 2009)

Concluído estes procedimentos e obtida a decomposição do sinal em modos, a transformada de Hilbert pode ser aplicada para obter o espectro de tempo-frequência, que é o próximo processo da Transformada de Hilbert Huang, que em seguida se mostra como análise espectral de Hilbert (HSA).

Com a análise espectral de Hilbert, é possível fazer a representação das IMFs obtidas pelas EMDS para representá-las no tempo-frequência pela HHT. Com os resultados obtidos de cada IMF, pode-se saber a frequência instantânea representada por um processo de síntese.

$$X(t) = \sum_{n=1}^f a_n(t) e^{j\omega_n(t)t} = H(\omega, t) \quad (2.63)$$

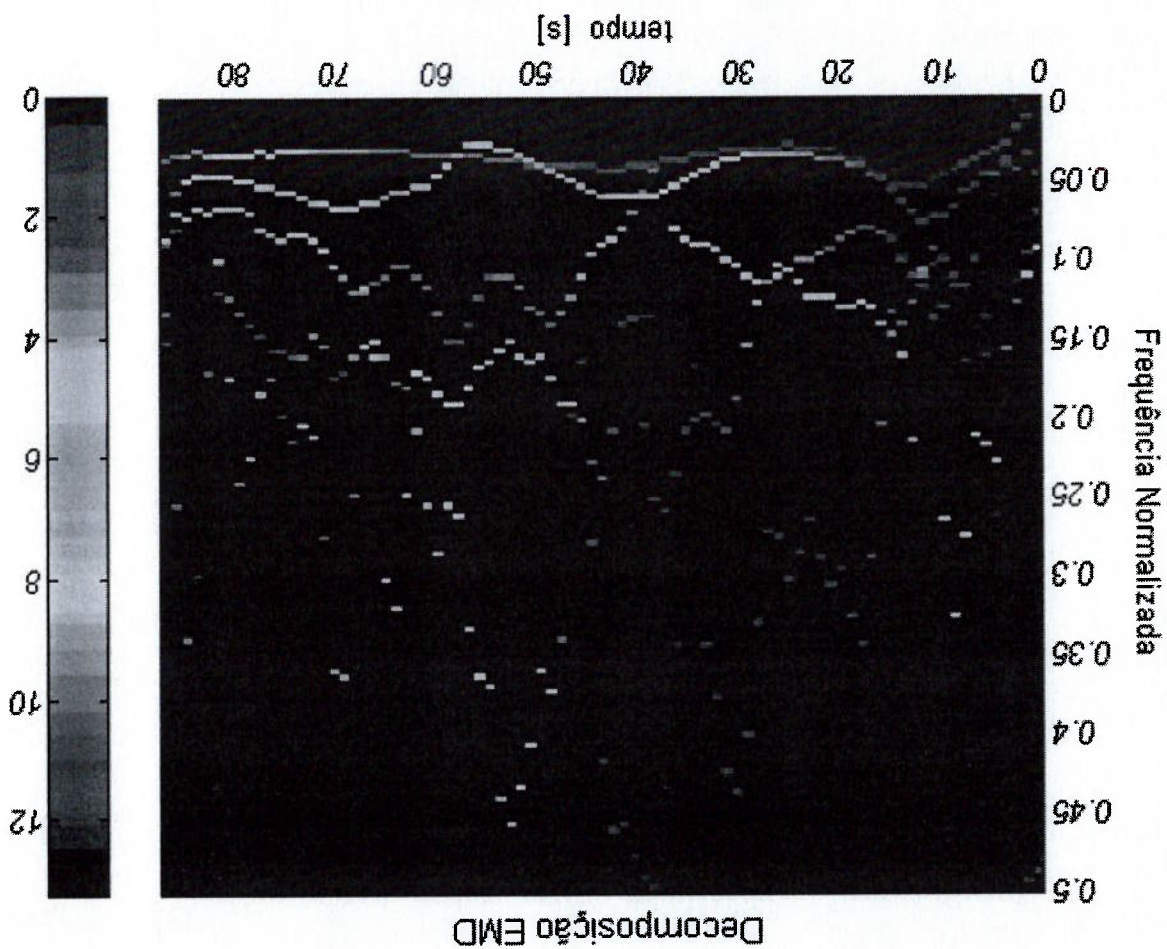
Esta dá origem ao espectro de Hilbert-Huang do sinal decomposto, visto na figura 2.18. Este espectro informa a quantidade de energia que uma determinada frequência pode gerar em um instante de tempo (t). Esta representação permite uma boa visão de processos que são não estacionários.

Onde $H(\omega, t)$ é o espectro de Hilbert-Huang. Este espectro marginal (figura 2.18 (a)) pode ser definido em função do tempo chamado de energia instantânea E (figura 2.18(b)).

$$h(\omega) = \int_T^0 H(\omega, t) dt \quad (2.64)$$

A representação tempo-frequência define o espectro marginal $h(\omega)$, que avalia a contribuição de energia que um sinal gera a cada valor de frequência instantânea.

Figura 2.18 – Espectro de Hilbert Huang
 Fonte: (Pinto, 2009)



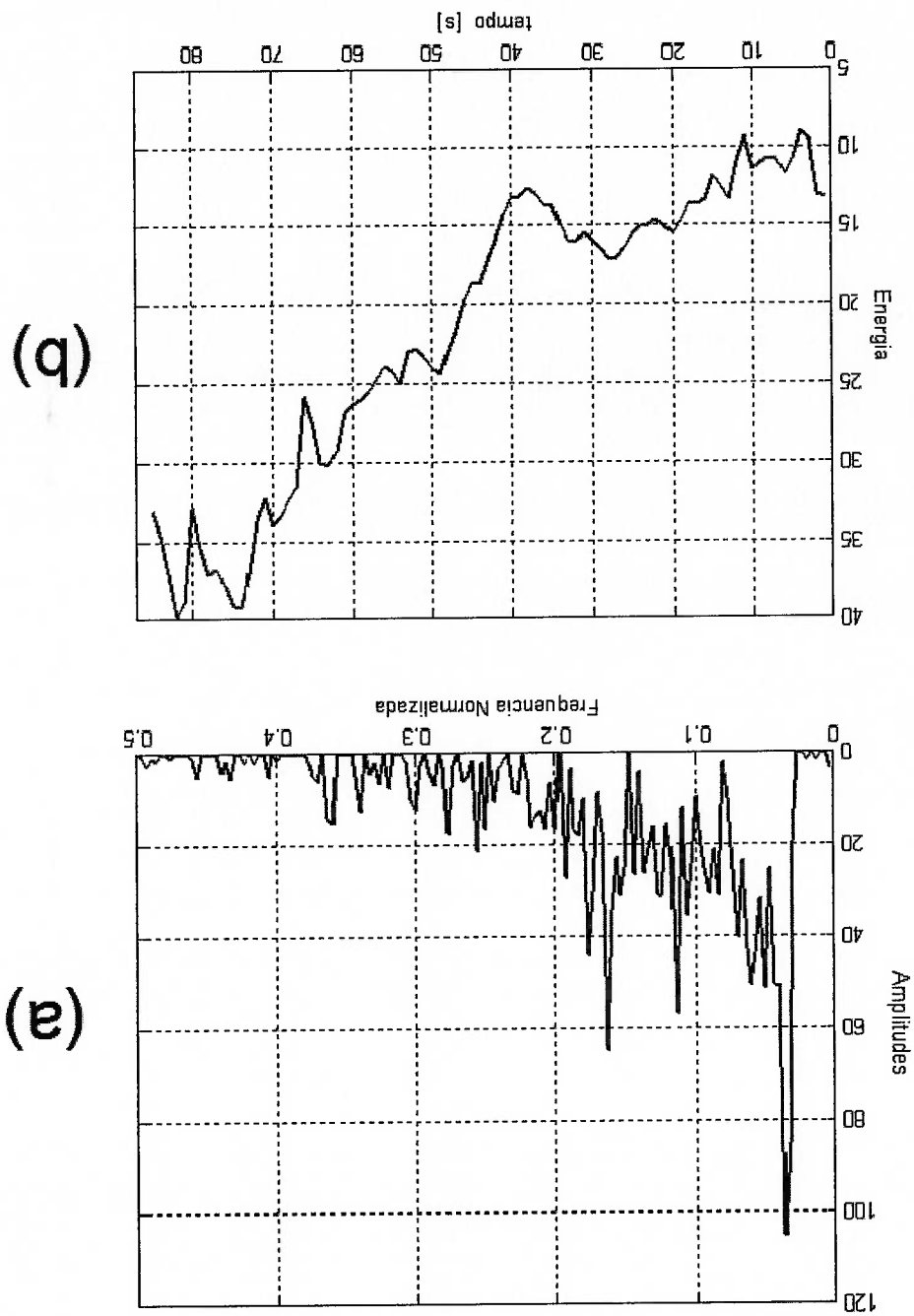


Figura 2.18 – Freqüência instantânea (a), Energia instantânea (b)
 Fonte: (Pinto, 2009)

$$IE(t) = \int_0^{\infty} H^2(\omega, t) d\omega$$

(2.51)

Testes realizados com esta transformada para a localização de batimento cardíaco através de parede foram realizados por Liu e Barrowes. Os resultados foram eficientes em uma frequência central de 1 GHz, mas foi observado no mesmo cenário que a localização para frequências de valores de 10 GHz, não se tornou eficaz, pois há grande atenuação do sinal UWB (ZIJIAN LIU, 2010).

3 DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO

3.1 Metodologia

Para a realização deste trabalho foi necessário analisar uma vasta gama de artigos científicos que englobaram as técnicas de construção de antenas, sistemas de transmissão e recepção, estudos específicos relacionados à localização de objetos, pessoas soterradas, os sinais vitais e as bases fundamentais para a plena realização deste.

O trabalho foi dividido em cinco etapas, a saber:
A primeira etapa foi direcionada para o projeto do sistema de antenas em questão, onde foram realizadas pesquisas quanto ao tipo de antena, faixa de frequência e potência, como também o sistema de transmissão e recepção;

A segunda etapa foi conduzida através do uso do simulador CST que permitiu testar as configurações de antenas mais apropriadas para a aplicação em questão;

A terceira etapa permitiu o processo de construção e caracterização elétrica da antena individual e na matriz de antenas, como também a calibração dos circuitos envolvidos. Os testes foram realizados nesta etapa visando aproximar ao máximo as condições reais de utilização desta solução;

A quarta etapa consistiu na tabulação dos dados experimentais e simulados, de maneira a permitir uma análise a cerca das características técnicas como potência de transmissão, faixa de frequências e da precisão das medidas efetuadas.

A quinta etapa foi a utilização algoritmos para o processamento dos sinais recebidos do alvo. O primeiro foi o processo da assinatura do solo utilizado para a localização do alvo. O segundo foi a transformada rápida de Hilbert Huang que consegue reconhecer os sinais vitais de uma pessoa.

Por fim são apresentados os resultados e os possíveis trabalhos futuros.

3.1.1 Equipamentos

Os equipamentos utilizados são computadores, osciloscópios, *kit* de radar UWB e circuitos dedicados para caracterizar o grupo de antenas.

a) Para as simulações, dois computadores foram utilizados, Intel I7 2630 QM, com 8 Gytes de memória RAM em um sistema operacional de 64 bits para a simulação da antena e outro computador I7 com 64 GBytes de memória RAM para a simulação da rede de antenas.

b) Para as medidas de localização e detecção, foi utilizado um osciloscópio digital modelo Lecroy com quatro canais, 8 GHz com 40 GS/s e um analisador de redes vetorial modelo ZVL6 da Rohde & Schwarz, com duas portas e faixa de frequência entre 9 KHz a 6 GHz.

c) Um circuito dedicado para a excitação do grupo de antenas que gera pulsos de 250 ps com 2,6 Vpp, promovendo uma largura de banda com frequência inicial a partir de 113 MHz até 3,5 GHz.

d) Um kit UWB Novelda NVA-R640

3.1.2 Softwares

O *software* utilizado para as simulações foi o CST 2011 (*Computer Simulation Technology*). Ele agiliza com grande velocidade a obtenção dos resultados do modelamento da antena, e auxiliando processo de construção do protótipo.

O AUTOCAD 2011 foi empregado no projeto da antena correta, pois sua estrutura é complexa e de difícil construção.

O *software* MATLAB 2011 foi utilizado para tratar o sinal recebido das antenas, utilizando algoritmos dedicados para a localização de objetos, pessoas e seus sinais vitais.

3.2 Faixa de operação da antena.

A faixa de operação da antena foi adequada entre 300 MHz a 3 GHz, onde foram observadas algumas características interessantes entre a penetração no solo e a resolução necessária para promover a definição na localização de um alvo soterrado. E também os detalhes necessários para a detectar os sinais vitais da respiração e os batimentos cardíacos. Desta maneira, observa que em frequências mais baixas tem a devida penetração no meio; já para frequências mais altas existe a resolução necessária.

3.2.1 Ensaios com antenas vivaldi

Pesquisas de localização de objetos metálicos utilizando radar UWB com antenas Vivaldi já foram feitas pelo grupo PAD LSI EPUSP. Estes resultados auxiliaram a conhecer melhor a faixa de operação para localizar um alvo por detrás de uma parede.

Dois antenas vivaldi ranhuradas foram construídas com diferentes tamanhos e materiais. A primeira antena (figura 3.1) foi construída em FR4 (Flame Resistant 4) com as seguintes dimensões: comprimento de 380 mm, largura de 275 mm e espessura de 1,6 mm sendo esta orientada para ter o melhor desempenho em baixas frequências. A segunda antena (figura 3.2) foi feita no material chamado ROGERS 303 com as dimensões de comprimento de 250 mm, largura de 134 mm e espessura de 0,75 mm, com a finalidade de ter um melhor desempenho em frequências altas (DIONIZIO et al., 2012; HECTOR, 2010)

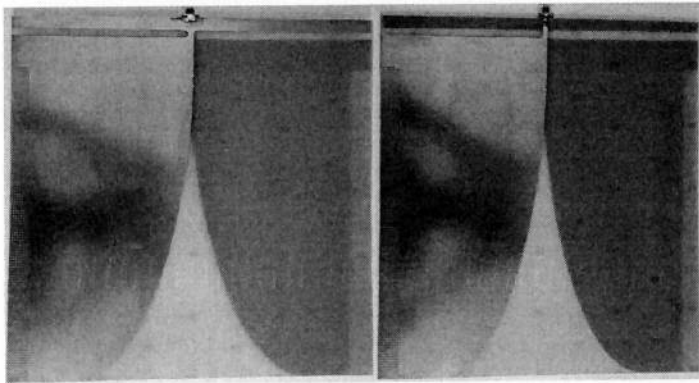


Figura 3.1 - Antena vivaldi com substrato FR4 de dimensões de (380x300x1,6)mm

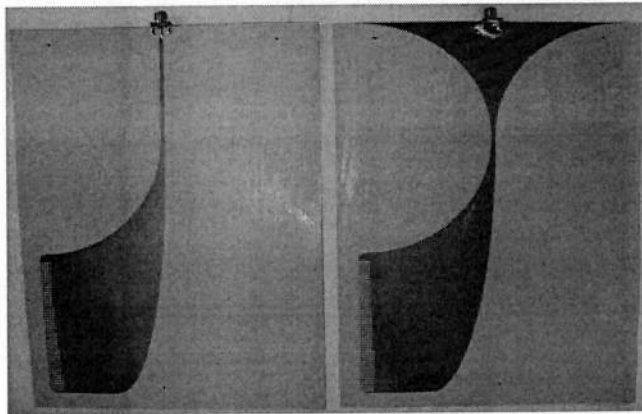


Figura 3.2 - Antena vivaldi com substrato Rogers com dimensões de (250x134x0,75)mm

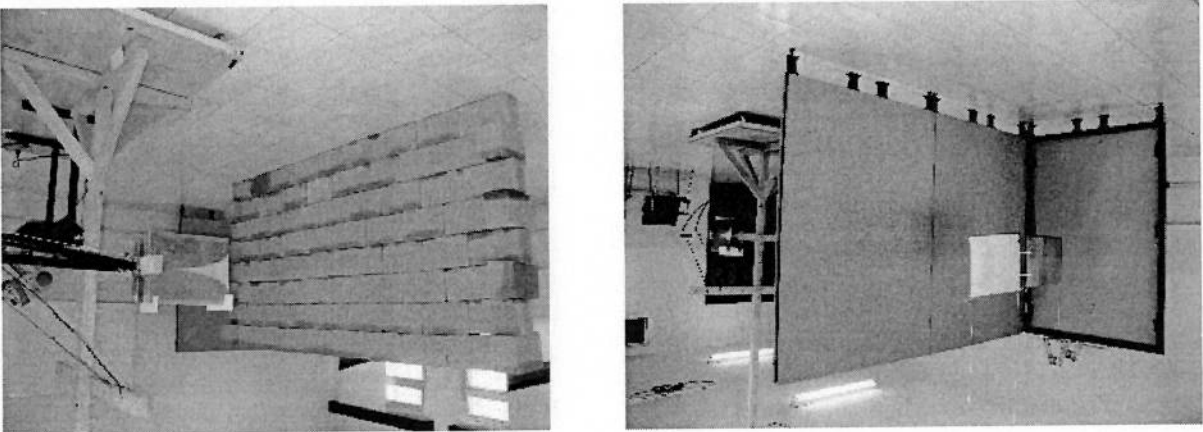
Dois cenários foram montados em uma sala (figura.3), onde foi erguida uma parede de blocos e uma divisória de madeira. Esta divisória com as seguintes dimensões: altura 1,8 m e comprimento 2,38 m. O radar foi colocado a uma distância de 1,75 m até a divisória, enquanto que as lâminas metálicas ficaram com uma distância de 0,63 m. Desta maneira, a distância total entre o radar e o alvo ficou em 2,44 m, incluindo os 6 cm da espessura da divisória(DIONIZIO, et al.,2012; HECTOR 2010).

O processo de fabricação da antena corneta foi feito em várias partes. Inicializou-se pelas simulações da curvatura e depois o *balun*. Localizado o valor ideal destas partes, elas foram simuladas em uma estrutura em madeira para saber o quanto poderia produzir de interferência. O método de aumentar as dimensões físicas da antena mostrou resultados que atenderam as expectativas de trabalhar em frequências mais baixas. Desta forma, foram feitas alterações da curvatura ilustrada na figura 3.4.

3.3 Processo de fabricação da antena

Os testes de localização foram realizados no domínio do tempo, foram escolhidas onze tipos de larguras de banda. Com um VNA (*Vector Network Analyzer*) modelo ZVL6 ajustado com uma potência máxima de 10 dBm e com uma faixa de 1 GHz a 6 GHz, este localizou duas lâminas de metal de dimensões de 41 cm x 28 cm e 40 cm x 27 cm, posicionadas atrás da divisória de madeira e da parede de blocos.

Figura 3.3 - Ambiente de testes para a detecção das lâminas metálicas em divisórias de madeira e parede de blocos



A estrutura da antena corneta consiste na curvatura e no *balun*, formando uma única peça. Mas o método de projetar o *balun* é feito separado da curvatura. O *balun* foi projetado para utilizar uma terminação SMA de 50Ω, e a sua construção foi feita com um pequeno disco do qual recebe o sinal, e um disco maior para receber a

balun pode ser permeada por ar ou um determinado substrato, como por exemplo, um espaçamento que não permite o contato entre as curvaturas. A abertura deste A antena corneta é uma antena de abertura, e para este modelo, o *balun* tem *balun*.

Uma vez que foi localizado o tamanho ideal da estrutura da curvatura da antena, existe o momento de fazer a conexão com o gerador, através do uso do

3.4 Projeto do *balun*

Uma vez definido o tamanho ótimo para a faixa de frequência de trabalho, a próxima etapa foi o projeto do *balun*, apresentado na figura 3.5. Este tem por finalidade oferecer a adequação do balanceamento entre o transmissor e receptor com a curvatura da antena. Este *balun* foi dimensionado em conjunto com um conector SMA para que os resultados simulados fiquem próximos dos reais.

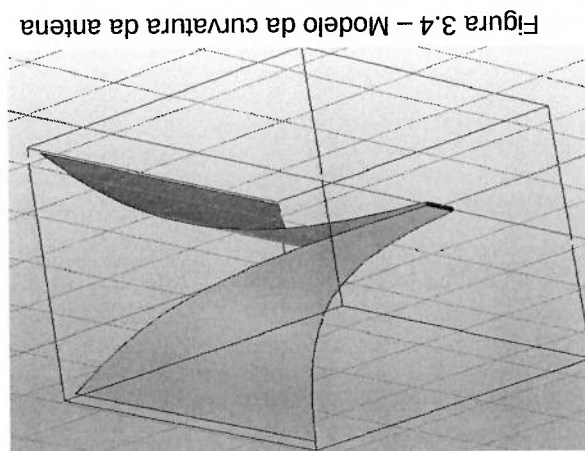


Figura 3.4 – Modelo da curvatura da antena

conexão do aterramento. Para a abertura, foram colocados discos isolantes de FR4, onde o seu tamanho participa diretamente no desempenho da largura de banda. Com o uso do simulador CST, foram realizadas simulações, e alteradas as dimensões das curvaturas superiores e inferiores das terminações do conector, e também a conexão trapezoidal existente entre o SMA e a abertura da curvatura da antena, com a finalidade de localizar o ponto de ótimo. A estrutura do *balun* pode ser observada na figura 3.5.

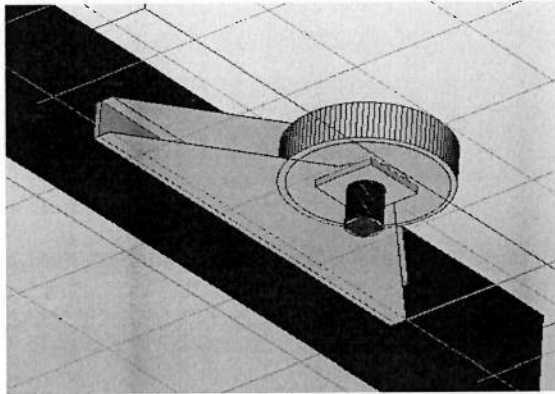


Figura 3.5 – Estrutura do *balun* com conector SMA

3.5 União do *balun* com a antena e sua estrutura

O próximo passo foi a fusão e as novas simulações para saber qual o desempenho da estrutura total apresentada na figura 3.6.

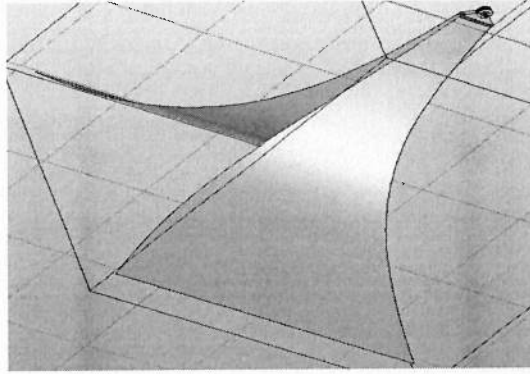


Figura 3.6 – Estrutura da antena conectada com o *balun*

Foi necessário desenvolver um gabinete em madeira para suportar toda a estrutura da antena, como pode ser visto na figura 3.7.

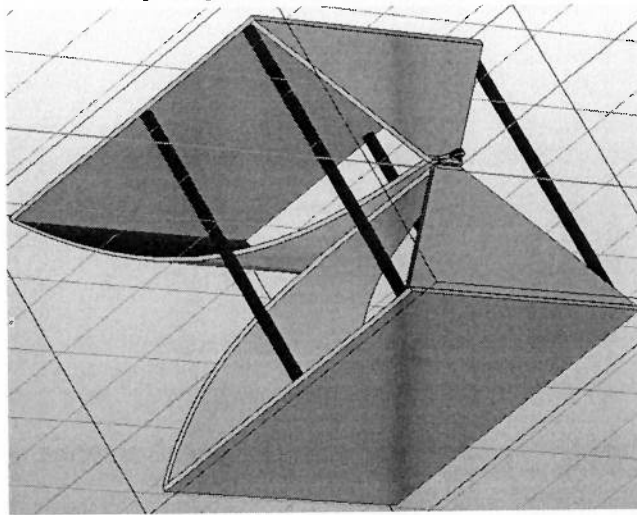


Figura 3.7 – Estrutura completa da antena com gabinete

A figura 3.8 retrata a antena real em seu gabinete de madeira. Uma lâmina de cobre com espessura de 0,3 mm foi aplicada na curvatura do gabinete como realizado na simulação, e por fim, foi soldado um conector SMA de painel 12X8 mm no *balun* para as devidas conexões com os circuitos.

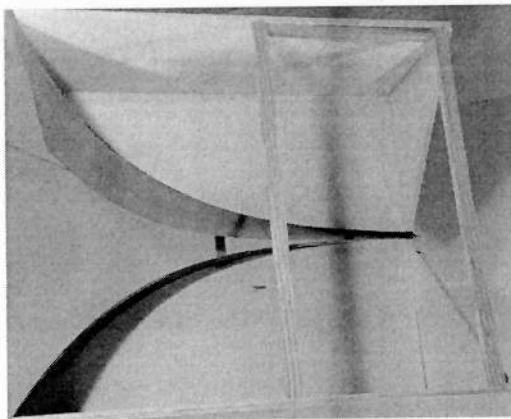


Figura 3.8 – Vista da antena construída

3.6 Medições e simulações dos parâmetros da antena

3.6.1 S11

Para os devidos testes e medições, foi utilizado um VNA modelo ZVL-6. Estas medidas foram obtidas em uma sala fechada de dimensões 9,8 m x 6,8 m. Este teste foi realizado com uma única antena, ela foi conectada ao VNA e este foi calibrado em uma faixa de 9 KHZ a 6 GHZ com a finalidade de observar o comportamento da antena nos parâmetros S11. Como existe a possibilidade de reflexão nas paredes da sala, e podendo assim, alterar o S11, a antena foi disposta com a sua saída para a maior distância da sala, totalizando um espaço de 8 metros.

3.6.2 Impedância

Um fator importante em uma antena é a sua impedância de entrada, pois é fundamental no desempenho da largura de banda de uma antena. Ter uma impedância de entrada instável ou com muitas variações do que foi estipulado em seu projeto compromete o desempenho nas frequências envolvidas durante a transmissão e recepção do sinal, promovendo assim a sua limitação, devido o aparecimento de ondas estacionárias.

Também foi analisado o comportamento da impedância na faixa de operação da antena.

3.6.3 VSWR

O parâmetro VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), em português ROE (Relação de Ondas Estacionárias), informa o quanto de sinal refletido pode retornar da antena. É um efeito indesejado que faz cancelar parte do sinal injetado na antena pelo transmissor. O padrão de qualidade deverá estar abaixo de 2, pois terá uma

boa transmissão do sinal. O valor do VSWR igual a 2 informa que 11% da energia está retornando ao sistema gerador, sendo o máximo aceitável. Indiretamente é um processo de medição para poder saber o quanto está casando a impedância da antena com o gerador. Para a confirmação destes valores, foram realizadas simulações com o CST.

3.6.4 Ganho

Como o ganho de uma antena é um fator importante, as simulações foram executadas para as frequências: 400 MHz, 900 MHz, 1,4 GHz, 1,9 GHz, 2,4 GHz e 2,9 GHz.

3.6.5 Diagrama de radiação

A necessidade de conhecer a capacidade de radiação destas antenas é fundamental para um sistema de detecção, pois devem ser diretas. Desta forma, várias simulações e medições foram executadas para poder reconhecer o lóbulo principal da antena.

Simulações feitas no CST para as frequências de 400 MHz, 900 MHz, 1,4 GHz, 1,9 GHz, 2,4 GHz e 2,9 GHz foram utilizadas para investigar a diretividade da antena e a formação dos lóbulos primários e secundários. Os dados obtidos por simulação foram comparados com os resultados medidos pelo VNA.

Um cenário foi construído para realizar as medições tanto no plano horizontal como no vertical, para assim poder analisar o comportamento dos lóbulos de radiação apresentados na figura 3.9. Duas antenas foram dispostas com visada direta a uma distância entre elas de 3,36 m a contar do *balun*. A distância medida entre as antenas, tendo como ponto de referência sua abertura final, totalizou uma distância de 2 metros. Desta forma, o teste do diagrama de radiação foi elaborado no campo da região de Fresnel.

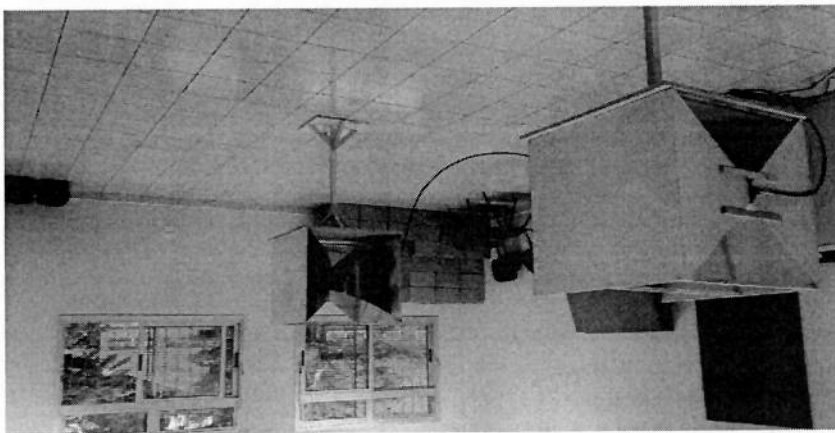


Figura 3.9 – Ambiente de testes. Retirada do mapa de radiação das antenas

O VNA foi ajustado no parâmetro S21 no domínio da frequência para uma faixa de operação entre 304 MHz a 5,95 GHz. Foram realizadas várias medições rotacionando uma das antenas a cada 5°, inicializando em 0° e finalizando em 180° para o reconhecimento do lóbulo principal frontal de radiação. Os testes realizados foram feitos em dois momentos. A antena foi posicionada a 0° e depois uma nova sequência de medidas foi feita com a antena declinada em 90°, (figura 3.10).

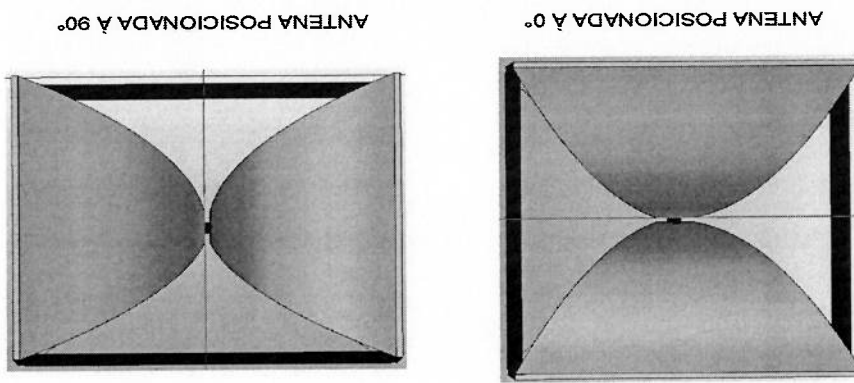


Figura 3.10 – Posicionamento das antenas para teste de radiação

3.6.6 Acoplamento entre antenas

As antenas quando estão próximas uma das outras geram interferência entre elas quando estão transmitindo ou recebendo. Isto ocorre porque induzem correntes que podem alterar o desempenho. Por exemplo, a proximidade das antenas, a característica geométrica e a orientação causam este quadro.

Foram colocadas as antenas em paralelo, e utilizadas as frequências de 309 MHz, 392 MHz, 919 MHz, 1,41 GHz, 1,9 GHz, 2,4 GHz e 2,9 GHz, geradas por um VNA para observar o comportamento do acoplamento que estas podem produzir. Estabeleceu um afastamento entre as antenas desde à distância de 0cm até 100 cm com intervalos de 10 cm. Diversas posições foram testadas com estas antenas, onde foram colocadas todas em pé, e deitadas, com a parte positiva em comum, negativa em comum e a face positiva em vista com a negativa da outra antena, para assim observar estes efeitos. Estas antenas foram dispostas em um pedestal com distância de 70 cm do solo (figura 3.11).

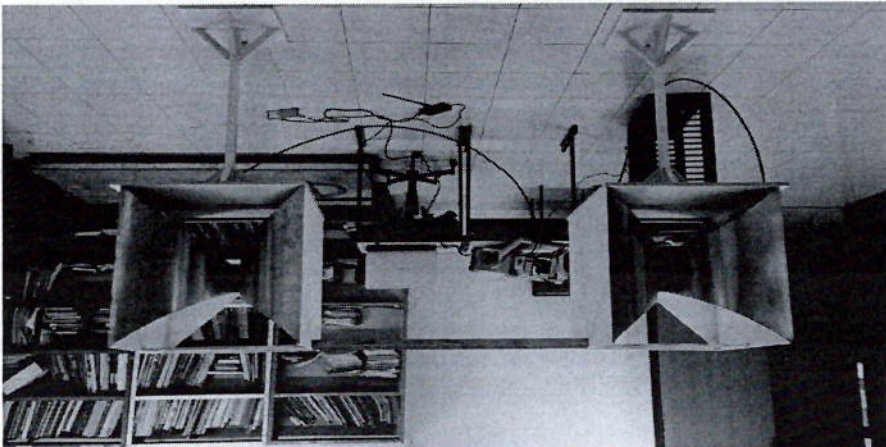


Figura 3.11 – Cenário da medida do acoplamento entre as antenas

3.7 Localização de alvos através de obstáculos

Testes de localização de alvos foram realizados através de parede de blocos e areia seca. Os alvos utilizados foram uma lâmina metálica, um recipiente com água e uma pessoa. Estas medidas foram feitas no domínio do tempo com um VNA de duas antenas. Como o corpo humano é formado de 70% de água, um recipiente com água foi utilizado. Caso fosse detectado, seria possível também a localização de uma pessoa.

3.7.1 Localização de água através de parede

Neste cenário, foi construída uma parede de blocos com 1,53 m de altura e 2,24 m de comprimento, posicionada à frente desta parede duas antenas, a uma distância de 30 cm, e logo atrás desta parede, na distância de 1,3 metros, foi posicionado um recipiente com água a 1 m de altura em relação ao solo. As dimensões do recipiente são: largura de 45 cm, altura de 20 cm e profundidade de 30 cm. Com um VNA ajustado em modo S21 e com uma faixa de frequência entre 100 MHz a 5 GHz no domínio do tempo, as suas portas 1 e 2 foram conectadas nas duas antenas para assim poder fazer a transmissão do sinal e o reconhecimento do objeto. (figura 3.12).

cm do solo e a 72 cm em relação ao fundo da caixa.

1 m, para posicionar os objetos a serem detectados. Esta mesa foi posicionada a 28 valor de 1 m de altura. Neste espaço, colocou-se uma mesa de madeira de 2 m por Existe um espaço vazio entre o fundo da caixa e o chão da sala com um

estrutura pode comportar até cinco antenas, para suportar a rede de antenas. 2,40 m, que pode ser ajustada entre 1,70 m até 2,40 m, em relação ao solo. Esta até 3 metros cúbicos de areia. Duas antenas foram posicionadas com uma altura de m de largura, por 2 m de profundidade e 0,7 m de altura que consegue armazenar Este cenário (figura 3.13) é formado por uma caixa com as dimensões 2,20

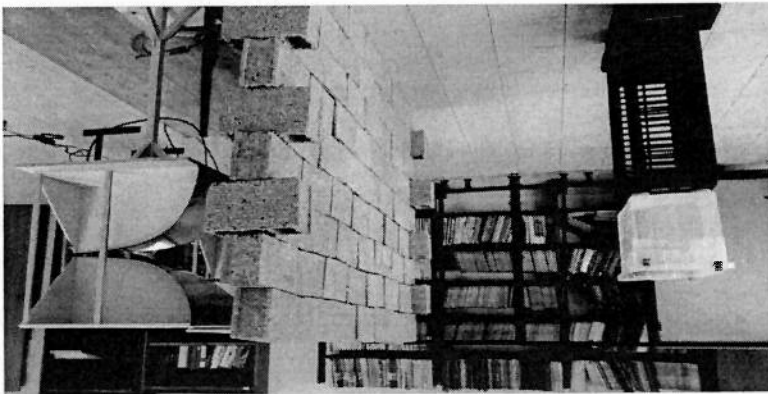
3.8 Localização de alvos através do solo

presença da pessoa.

resultados, pode ser feito uma subtração ou uma comparação que evidencia a direção das antenas e uma nova caracterização é feita pelo VNA. Com estes dois pessoa, logo em seguida a pessoa é posicionada atrás da parede de blocos em Este consiste em duas etapas. A primeira é caracterizar o local com o VNA sem a de 1,80 m de altura e 85 kg para ser localizada utilizando o método da assinatura. No mesmo cenário do teste do recipiente com água, foi colocada uma pessoa

3.7.2 Localização de pessoas através de parede

Figura 3.12 – Localização de um recipiente com água através de uma parede de blocos.



A finalidade disto é a melhor visualização do alvo para o reconhecimento, pois caso o alvo fique muito próximo do fundo da caixa ele poderá ser confundido com a primeira reflexão, sendo esta da areia, e se o objeto estiver direto no solo, estará muito próximo da segunda reflexão, dificultando a análise de localização.

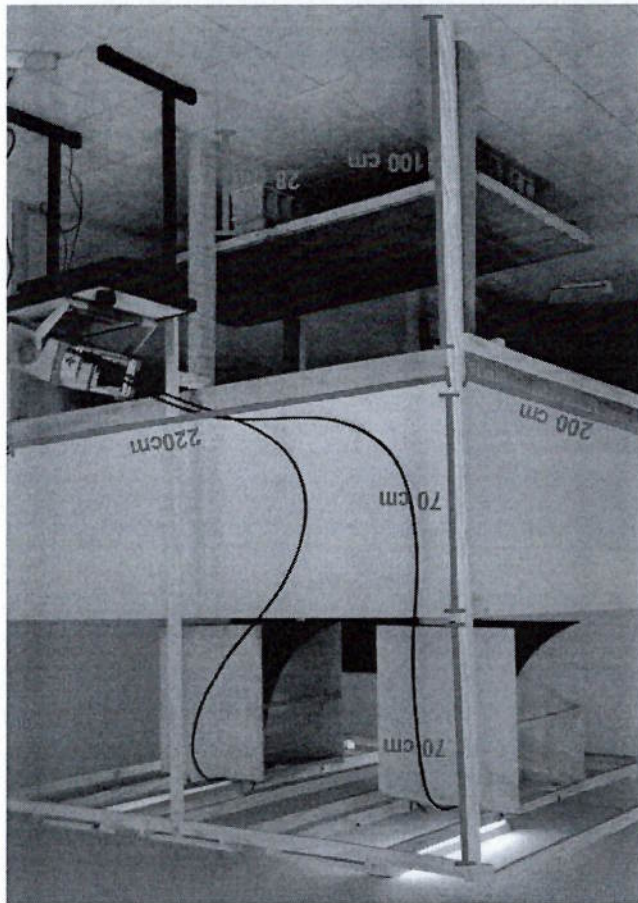


Figura 3.13 – Ambiente de testes para localização de objetos soterrados

Camadas de areia foram colocadas a cada 10 cm de altura na caixa de 2,2 metros por 2 metros, gerando um total de 0,44 metros cúbicos de areia por teste. A análise foi feita no domínio do tempo, mediante três tipos pulsos de curta duração, compreendidos em 5,5 ns, 2,23 ns e 1,46 ns, que deram três escalas, onde estas foram calibradas no VNA, sendo as mais apropriadas para a penetração neste meio que são compreendidas em 280 MHz a 1 GHz, 280 MHz a 2 GHz, e 280 MHz a 3 GHz.

Neste momento da pesquisa, foi caracterizado o cenário com as suas respectivas quantidades de areia na caixa, com a finalidade de ter a assinatura do solo em questão. Neste momento não foi colocado nenhum tipo de objeto para a localização. Foi colocado areia na caixa em camadas de 10 em 10 cm, e retirada a assinatura do solo com a antena que estava posicionada a uma distância em relação ao fundo da caixa de 77 cm. O sinal UWB foi lançado diretamente na areia pelo canal 1 do VNA e recebido pelo canal 2. Uma característica importante do equipamento utilizado de a potência diminuir à medida que aumenta a largura de banda. E este detalhe é importante no reconhecimento dos objetos estudados.

3.8.1 Caracterização da superfície



Figura 3.14 – Testes de reconhecimento dos alvos, placa de cobre, água e pessoa.

Logo em seguida foi conectado o VNA utilizando o parâmetro S21 para os devidos testes, com os diversos alvos compreendidos em uma lâmina de cobre de 44 cm por 30 cm, um recipiente de 49 cm largura, 33 cm de profundidade e 15 cm de altura com água e uma pessoa de 1,8 m, (figura 3.14).

3.9 Rede de antenas

Foi construída uma rede de antenas com a finalidade de aumentar a sensibilidade do sistema de maneira a favorecer a localização dos alvos.

3.9.1 Duas antenas e a rede de antenas

Para atingir a máxima reflexão, as antenas foram ajustadas na faixa de 300 MHz à 1,4 GHz. Logo em seguida foi realizada uma sequência de simulações de maneira que fosse possível estabelecer uma análise comparativa, a figura 3.15 apresenta detalhes desta simulação.

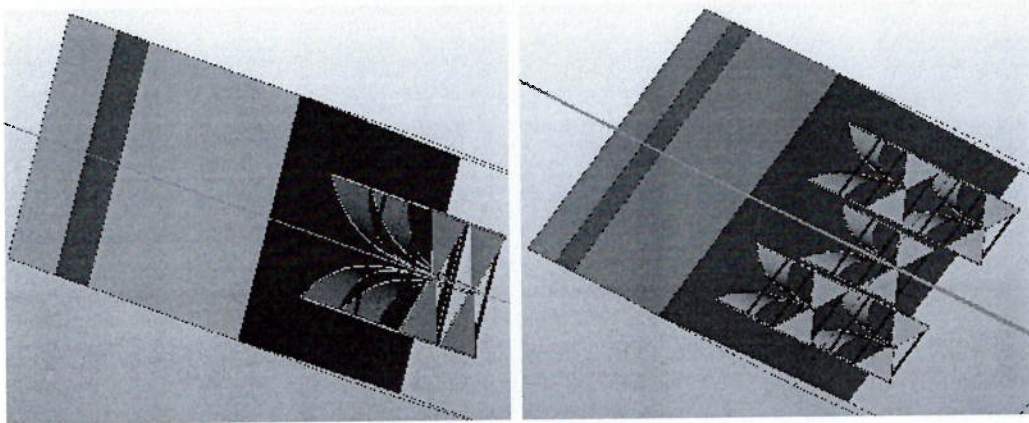


Figura 3.15 – Cenários de simulações com obstáculos de areia e o alvo água para uma rede de antenas e duas antenas

3.9.2 Disposição e simetria da rede

Simulações e ensaios práticos foram feitos com a finalidade de observar o desempenho da rede. Pelo CST, as antenas foram configuradas em uma receptora em posição central e as quatro transmissoras em sua volta. Estas transmissoras individualmente enviavam um pulso para um alvo formado por uma lâmina de água que estava atrás de uma coluna de areia.

Um outro teste foi realizado, onde um pulso foi lançado pela antena que se encontra na extremidade da rede, que promoveu uma assimetria na estrutura. Este sinal foi recebido pelas demais antenas para poder reconhecer o comportamento da rede.

3.9.3 Rede de antenas com circuito dedicado

Testes experimentais foram realizados com a rede de antenas, sendo utilizado um circuito dedicado de quatro canais, que consegue lançar quatro pulsos simultâneos de 2,9 Vpp, com duração de 250 ps, que gera uma largura de banda de 113 MHz a 3,5 GHz. Os detalhes podem ser visualizados no Anexo A.

Na configuração da figura 3.16, foi colocado o circuito conectado nas quatro antenas, e logo à frente, uma antena de testes com a finalidade de receber os pulsos enviados, e observar o seu comportamento tanto na forma do pulso como em sua amplitude. Na antena de teste, o osciloscópio foi conectado para esta análise.

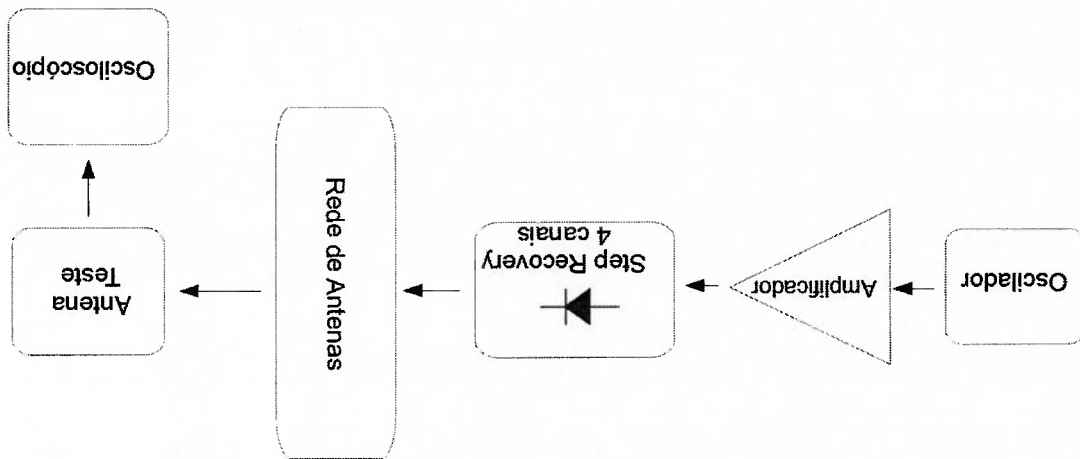


Figura 3.16 – Configuração de excitação da rede de antenas e recebimento do pulso por uma antena de teste

Uma configuração foi criada e as quatro antenas foram colocadas juntas. Sendo o primeiro par formado por duas antenas uma em cima da outra. Foram colocadas ao lado de um segundo par de mesma formação. Esta rede foi

posicionada a uma altura do solo de 80cm. Uma antena de teste colocada na frente da rede para o recebimento dos pulsos enviados foi disposta a 1,0 m de distância, com uma altura do solo de 1,1m, mirando bem no centro da rede (figura 3.17).

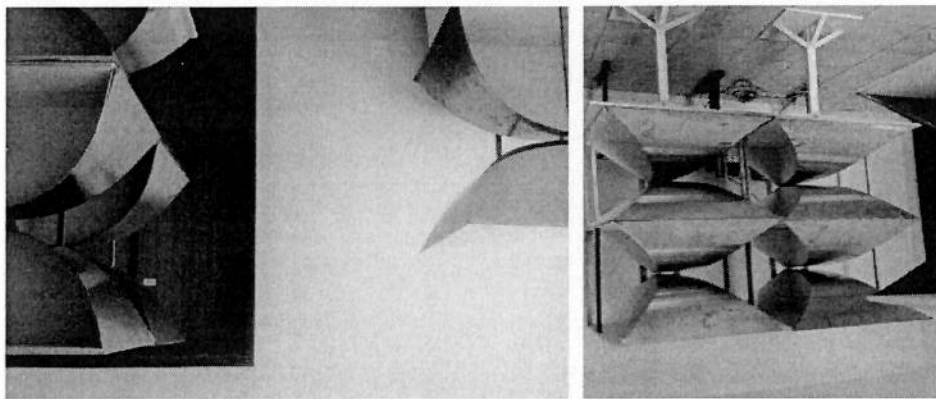
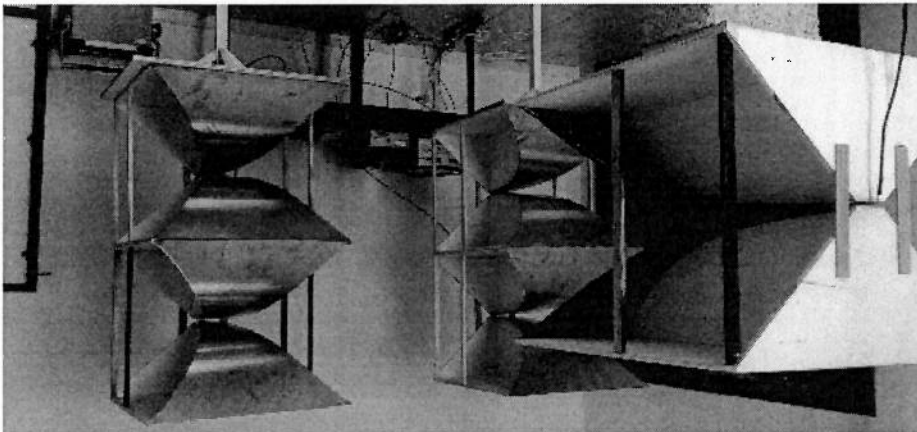


Figura 3.17 – Cenário de teste da rede de antenas com antena de prova

3.9.4 Rede de antenas com separação de 60cm

Um segundo ensaio no qual as antenas foram separadas com uma distância de 60 cm, com a finalidade de observar o que ocorre com a intensidade do sinal para a antena receptora. O cenário se altera com esta separação dos pares, mas mantém a altura em relação ao solo de 80 cm, e a distância da antena de teste de 100 cm e altura de 110 cm colocada à frente da rede (figura 3.18).

Figura. 3.18 – Disposição da rede de antenas com 60 cm de separação e uma antena de teste para teste e recepção do sinal enviado



3.9.5 Reconhecimento de um alvo com a rede e circuito dedicado

Neste ensaio, as antenas foram posicionadas todas em um mesmo plano na qual a rede transmissora está em conjunto com a receptora. Os alvos foram posicionados na frente para verificar a capacidade do sistema em localizá-los. O procedimento de medição foi feito através do uso de um osciloscópio que permitiu analisar o retorno do pulso (figuras 3.19 e 3.20).

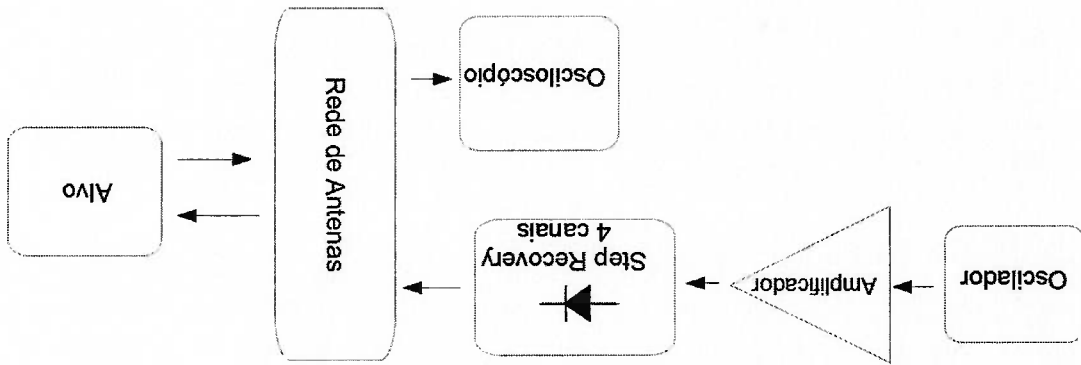
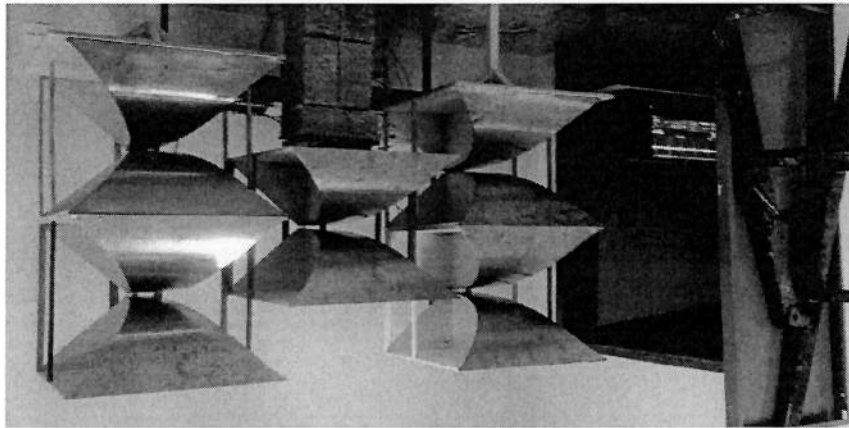


Figura 3.19 – Configuração de excitação da rede de antenas e recebimento do pulso refletido de um alvo

A figura 3.20, mostra o posicionamento das antenas e o devido alvo. Na esquerda, observa o primeiro par de antenas transmissoras; no centro, a receptora; e na direita, o segundo par de antenas transmissoras. As antenas transmissoras estão a 80 cm do solo, enquanto que a receptora está a 110 cm. Um alvo metálico (chapa metálica) foi colocado à frente desta rede a uma distância de 100 cm e a 100 cm de altura do solo.



43 Figura 3.20 – Disposição da rede de antenas localizando um alvo metálico

3.10 DETECÇÃO DE SINAIS VITAIS

Vários ensaios foram feitos nos quais utilizaram equipamentos, sendo um VNA e o kit Novelda. Para poder processar os sinais, foi empregado um algoritmo desenvolvido no Matlab que implementa a transformada rápida de Hilbert Huang para a detecção dos batimentos cardíacos, os detalhes podem ser vistos no Anexo D.

3.10.1 Reconhecimento da respiração

Este teste foi realizado com o VNA, no qual foi criado um cenário com duas antenas que ficaram em paralelo e de frente com a pessoa a uma distância de um

metro sem nenhum tipo de obstáculo. A antena transmissora foi colocada no canal 1 e a receptora no canal 2. Logo em seguida foi ajustada a largura de banda com frequência inicial de 4 GHz e final de 5 GHz com potência de 10 dBm. Para que o VNA possa ser rápido em sua leitura, foi ajustado para 203 medidas em modo contínuo. Desta forma, qualquer tipo de variação no deslocamento pode ser capturado. Feito isto, solicitou a pessoa que respirasse na frente das antenas.

3.10.2 Reconhecimento do batimento cardíaco

Para validar e conhecer o algoritmo feito em Matlab da transformada rápida de Hilbert Huang para a detecção da frequência cardíaca, foi utilizado um arquivo de áudio Single S1 S2, localizado na universidade de Michigan Heart Sound and Murnur Library. Foi também usado o kit RADAR UWB da empresa Novelda para o reconhecimento do batimento cardíaco (NOVELDA NANOSCALE, 2012). Este kit promove uma largura de banda suficiente e de boa resolução e tem como frequência inicial de 3 GHz a 6 GHz com potência de -10 dBm. Foi posicionada uma pessoa a uma distância de um metro e foi solicitado que durante cinco segundos esta parasse de respirar para fazer a coleta de dados. Os dados recebidos geraram um arquivo para Matlab o qual foi tratado pela transformada rápida de Hilbert Huang para reconhecer o batimento cardíaco.

4. RESULTADOS E ANÁLISE

4.1 Antena vivaldi

As primeiras simulações foram feitas com um modelo de antena planar conhecida como Vivaldi, da qual é de fácil construção. Durante as simulações com este modelo de antena, foi possível observar que apresenta bom desempenho para frequências altas.

Para que uma antena Vivaldi apresente boa resposta para frequências baixas, o seu tamanho físico deve aumentar, o que é comum para qualquer tipo de antena. Mas foi observado que o substrato da antena também deve aumentar a sua espessura, o que dificulta o projeto e torna uma estrutura de difícil construção, por não existir comercialmente as dimensões do substrato solicitadas pelas simulações.

Empresas que projetam antena Vivaldi com faixa de operação compreendida entre 200 MHz a 2 GHz, produzida com substrato de FR4, possui dimensões de 1180 mm x 850 mm x 110,6 mm. Desta forma, a antena tridimensional proporciona uma solução melhor no comprimento e altura para uma largura de banda de 300 MHz a 3 GHz.

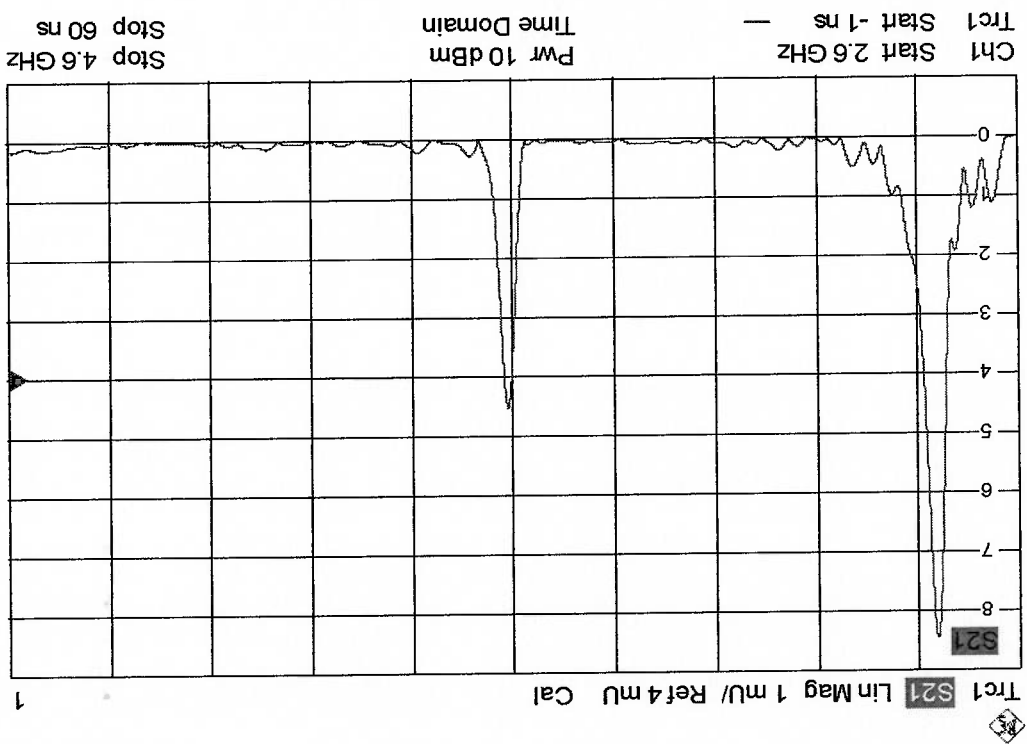
4.1.1 Caracterização da largura de banda para a localização de alvos com antenas Vivaldi

Estas antenas foram testadas no domínio do tempo, e utilizadas onze larguras de banda diferentes. Ajustando o equipamento com uma potência máxima de 10 dBm em uma largura de banda de 2,6 GHz a 4,6 GHz, foi possível detectar o acoplamento das antenas, visto no pico maior, de -41,4dBm, e o reconhecimento da chapa de metal, pelo pico menor, com -46,9dBm, (figura 4.1).

Os resultados considerados não satisfatórios pela grande perda de sinal foram para as frequências altas. Com uma frequência inicial de 4,5 GHz, e final de 5,5 GHz, o sinal recebido sem obstáculo foi de -32,9 dBm, na presença da parede de madeira que resultou em -36,7 dBm e ao colocar a parede de concreto o resultado ficou em -44,1 dB.

No ambiente de testes para a detecção das lâminas metálicas através de divisórias de madeira e parede de blocos (figura 3.3), ensaios foram feitos para identificar a melhor largura de banda com uma antena Vivaldi usando substrato de FR4. Com uma frequência inicial de 1,5 GHz e término em 2,5 GHz, sem o obstáculo, a intensidade de sinal recebida foi de -23,7 dBm. Ao colocar o alvo atrás da divisória de madeira chegou a -26dBm, e para a parede de concreto, -29,1 dBm. Resultados semelhantes foram também para a largura de banda com início de 1 GHz até 3 GHz (tabela 4.1).

Figura 4.1 – Detecção de uma placa metálica reconhecido pelo VNA no domínio do tempo.
Date: 29.APR.2010 16:42:00



Fazendo os mesmos testes na antena Vivaldi pequena, utilizando o material ROGERS 303 podemos observar (tabela 4.2) que o seu desempenho foi melhor para a parte superior da faixa de frequências. Para a largura de banda que inicializou aos 2 GHz e finalizou aos 4 GHz, o resultado do sinal recebido sem obstáculos foi de -26,9dBm, enquanto que na presença da parede de madeira promoveu 31,3dBm e para a parede de concreto foi obtido -33,5dBm. Resultados similares ocorreram para uma largura de banda de 3 GHz onde inicializou a 1,5 GHz e terminou em 4,5 GHz.

Portanto, nestes ensaios observou-se que duas antenas distintas, apesar de ser estrutura Vivaldi, a de tamanho maior promoveu bons resultados com uma frequência central em 2 GHz, enquanto que a de tamanho menor, que utilizou o material ROGERS, tem o seu melhor momento de trabalho com uma frequência central de em 3 GHz.

Fazendo comparativos em dB, a antena feita com o material FR4 promoveu melhor desempenho no retorno de sinal, cujo o registro foi de -23,7dBm versus -26,9dBm. Em condições sem barreira, -26dBm versus -31,3dBm na presença da parede de madeira e -28,6dBm versus -31,7dBm. Desta forma, a combinação de antenas diretivas maiores com frequência central baixa promove bons resultados para aplicações de penetração em paredes. Todos os resultados dos testes podem ser vistos na Tabela 4.1, para a Vivaldi construída com o substrato de FR4 e a tabela 4.2 para a antena Vivaldi construída com o substrato ROGERS 303.

Tabela 4.1 – Comparativo de reconhecimento de um alvo metálico em diferentes meios com uma antena Vivaldi de dimensões de (380x300x1,6)mm

Testes realizados com a Antena Vivaldi com FR4 e seus resultados de retorno do alvo e o meio					
Banda (GHz)	Freq. Central (GHz)	Largura de Banda (GHz)	Ar (dbm)	Madeira (dbm)	Parede (dbm)
1,5 à 5,5	3,5	4,0	-28,6	-32,7	-34,8
1,5 à 2,5	2,0	1,0	-23,7	-26,0	-29,1
3,5 à 4,5	4,0	1,0	-27,5	-31,7	-35,3
4,5 à 5,5	5,0	1,0	-32,9	-36,7	-43,3
1,0 à 3,0	2,0	2,0	-23,7	-26,0	-28,6
2,0 à 4,0	3,0	2,0	-28,6	-32,7	-32,7
3,0 à 5,0	4,0	2,0	-27,9	-32,0	-36,1
4,0 à 6,0	5,0	2,0	-32,7	-36,7	-45,2
1,5 à 4,5	3,0	3,0	-27,9	-32,0	-33,1
2,5 à 5,5	4,0	3,0	-28,6	-32,4	-37,1
2,5 à 3,5	3,0	1,0	-28,6	-33,1	-32,4

Tabela 4.2 – Comparativo de reconhecimento de um alvo metálico em diferentes meios com uma antena Vivaldi de dimensões de (250x134x0,75)mm

Testes realizados com a Antena Vivaldi com Rogers 303 e seus resultados de retorno do alvo e o meio					
Banda (GHz)	Freq. Central (GHz)	Largura de Banda (GHz)	Ar (dbm)	Madeira (dbm)	Parede (dbm)
1,5 à 5,5	3,5	4,0	-28,6	-32,4	-37,1
1,5 à 2,5	2,0	1,0	-29,6	-33,9	-37,1
3,5 à 4,5	4,0	1,0	-29,6	-34,4	-37,7
4,5 à 5,5	5,0	1,0	-32,0	-36,5	-44,1
1,0 à 3,0	2,0	2,0	-29,1	-31,3	-33,1
2,0 à 4,0	3,0	2,0	-26,9	-31,4	-33,5
3,0 à 5,0	4,0	2,0	-29,3	-33,9	-39,1
4,0 à 6,0	5,0	2,0	-32,0	-36,4	-43,1
1,5 à 4,5	3,0	3,0	-27,3	-31,3	-34,4
2,5 à 5,5	4,0	3,0	-29,3	-33,9	-39,1
2,5 à 3,5	3,0	1,0	-26,5	-31,4	-31,7

Estes ensaios foram de grande valia para este estudo, pois foi observado que as frequências mais baixas entre 1GHz a 3GHz promoveram maior penetração. Isto se dá pelos resultados da reflexão do alvo onde se observa o melhor retorno de energia.

Nesta faixa, para a Vivaldi de maior dimensão (380 x 300 x 1,6 mm) com substrato FR4, a reflexão obtida do alvo pela divisória de madeira registrou -23,7 dBm e para a parede de bloco -26,0 dBm. Resultados com a Vivaldi menor (250 x 134 x 0,75 mm) com substrato ROGERS 303, recebeu o sinal do alvo através da divisória de madeira com intensidade de -31,3 dBm e para a parede de bloco, - 33,1 dBm.

4.2 A antena Corneta

Neste trabalho foi projetado uma antena corneta para atuar em grandes larguras de bandas para a faixa de frequência de 300 MHz a 3 GHz. Foi utilizado uma estrutura de característica exponencial, tanto em sua abertura como em suas faces metálicas (KYUNGH0 at. al.,2005).

4.2.1 Simulações da curvatura da antena

Com base nas equações 2.28, 2.29 e 2.30, estas foram os parâmetros utilizados para poder ver o comportamento da abertura da antena e suas faces mediante a faixa de frequência desejada (KYUNGH0 at. al.,2005). A perda de retorno, foi simulada e analisada à medida em que foram feitas as alterações no tamanho da antena (figura 4.2).

A perda de retorno (S11) de uma antena é um parâmetro que informa a redução da energia do sinal incidente por motivo da reflexão gerada pela impedância da carga que não esta casada (FUSCO, 2005). Desta forma, a faixa de frequência deve estar em -10dB, o que resulta em 10% da energia incidente refletida de volta ao gerador, resultando em 90% de energia sendo entregue efetivamente à antena, para ser considerado aceitável.

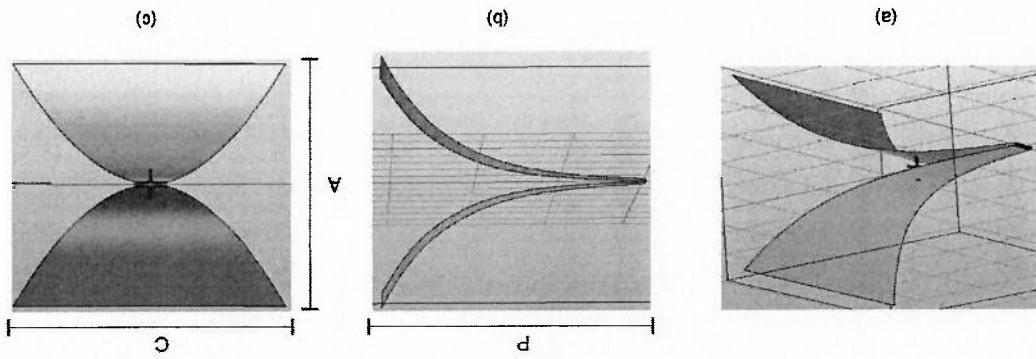


Figura 4.3 – Disposições da antena

A figura 4.3 mostra três perspectivas da curvatura da antena, na qual no item (a) é vista a perspectiva 3D em (b) é possível ver a profundidade, sendo esta representada pela letra P, e no item (c) tem a vista frontal é possível ver a altura representada pela letra A e o comprimento pela letra C.

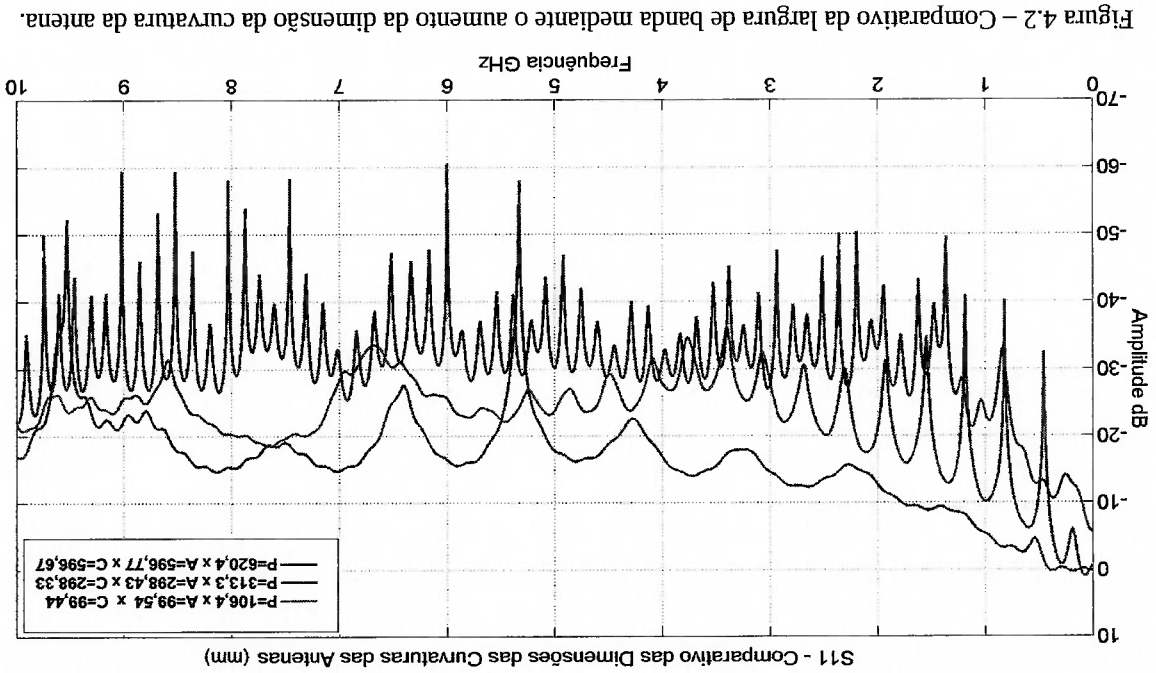


Figura 4.2 – Comparativo da largura de banda mediante o aumento da dimensão da curvatura da antena.

A curvatura classificada como pequena tem as dimensões $P = 106,40$ mm, $A = 99,54$ mm e $C = 99,44$ mm, sendo esta representada pela curva de resposta em azul (figura 4.4), que gerou resultados abaixo de -10 dB para a faixa de 1,8 GHz a 10 GHz. Para as dimensões da curvatura média, $P = 313,20$ mm, $A = 298,43$ mm e $C = 298,33$ mm, produzam resultados satisfatórios para a frequência inicial de 720 MHz à 10 GHz. Finalmente, as dimensões da curvatura grande, $P = 620,40$ mm, $A = 596,77$ mm e $C = 596,67$ mm conseguem alcançar a maior faixa de frequência que inicializou em 110 MHz e finalizou a 10 GHz, para este parâmetro.

Ao aumentar o tamanho da curvatura da antena, a resposta do parâmetro S11, para as baixas frequências começou a ter bons resultados e manteve-se para todas as demais frequências acima da inicial, com -10dB, que propicia mais energia aos terminais da antena. A figura 4.4 permite ter uma visão mais detalhada sobre estes resultados.

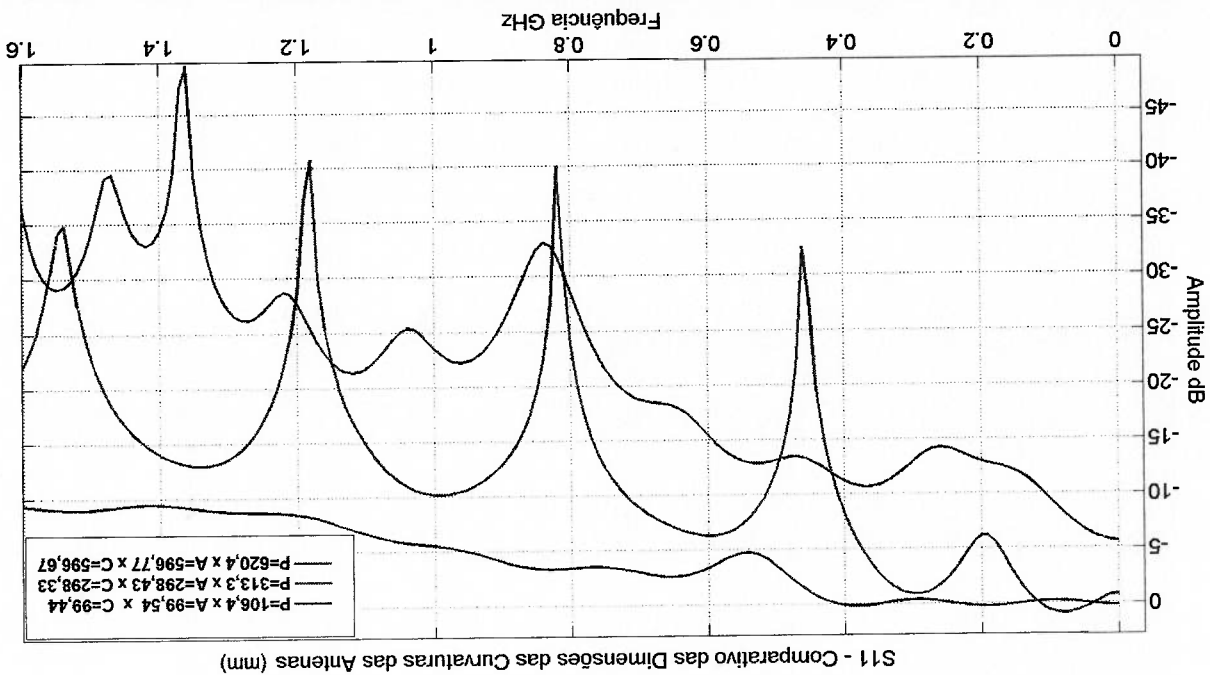


Figura 4.4 – Gráfico comparativo que detalha do início da faixa de trabalho das antenas mediante a sua curvatura e tamanho.

4.2.2 Simulações do balun

A construção do balun foi dividida em duas partes, a primeira foi orientada para receber o sinal do transmissor, considerado como positivo, enquanto a segunda está no aterramento. Este balun foi preparado para receber um conector SMA, na face do aterramento, que gerou as dimensões, $D1 = 24$ mm, $D4 = 26,75$ mm e $D6 = 67,5$ mm conforme a figura 4.5. Para a face do sinal positivo, temos as dimensões $D2 = 13$ mm e $D3 = 37,52$ mm e $D5 = 67,5$ mm. Entre estas duas estruturas, um disco de FR4 (DFR4) foi colocado com um diâmetro de 24 mm e uma espessura de 8,25 mm, figura 4.5.

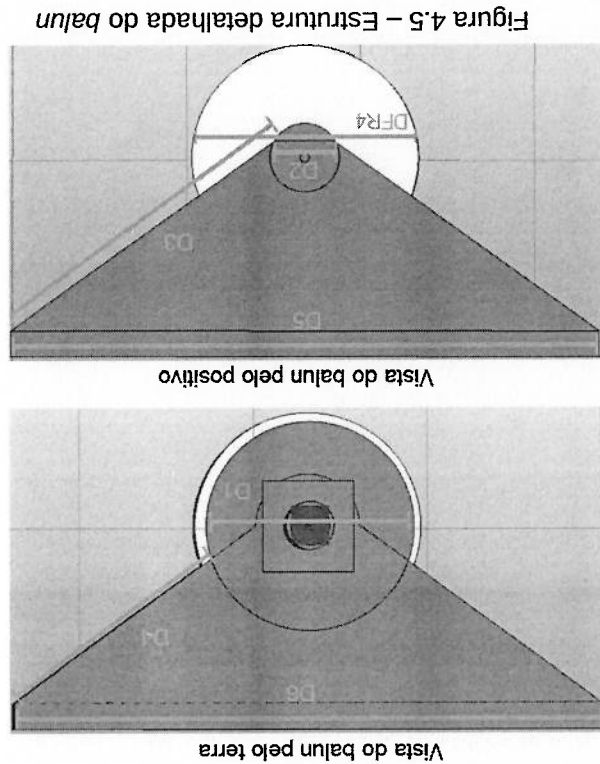


Figura 4.5 – Estrutura detalhada do balun

Várias simulações com diferentes dimensões da estrutura do balun foram feitas para obter o ponto de ótimo para a faixa de frequência da antena. Alterações como o diâmetro da circunferência promovidas pelo arredondamento do balun tanto

no sinal positivo como no aterramento foram grandes comparadas com o modelo proposto por Kyungho (KYUNGHO et al., 2005). Mudanças das distâncias da forma trapezoidal da conexão entre a circunferência que contém o conector SMA com a abertura da antena corneta. E por final, o tamanho diâmetro do isolante FR4 (tabela 4.3).

Portanto, as dimensões que sofreram as alterações foram D1, D2, D3, D4 e DFR4 da figura 4.5 com a finalidade de buscar a melhor resposta do S11 da antena para a faixa de frequência compreendida entre 100 MHz a 3 GHz. Para as dimensões D5, D6 e a abertura entre o *balun* onde contém o substrato de FR4, permaneceram constantes para preservar a característica da impedância de saída do *balun* em relação a entrada da antena, ficou compreendida em 41,57Ω. Referente a entrada, foi criado um pino SMA no CST para garantir a impedância de 50Ω, o qual promoveu um valor aceitável na simulação de 48,21Ω. Foram simuladas onze versões deste *balun* e foram alteradas as suas dimensões com o objetivo de adequar a faixa de operação da antena que pode ser visto na tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Alterações promovidas na estrutura do *balun*, obtendo resultados entre uma faixa de frequência de 100MHz a 3GHz para um S11 abaixo de -10dB

Versão	D1	D2	D3	D4	Isolante	Freq. de operação
	D1	D2	D3	D4		
BV1	162,95	30,40	50,30	53,45	FR4	F min F max
BV2	42,70	14,40	50,30	54,73	FR4	F min F max
BV3	162,95	20,40	50,30	53,45	FR4	F min F max
BV4	162,95	16,40	50,30	53,45	FR4	F min F max
BV5	123,04	16,40	50,30	36,22	FR4	F min F max
BV6	123,04	20,40	35,2	27,22	FR4	F min F max
BV7	42,70	10,00	43,43	43,67	FR4	F min F max
BV8	30	13	43,43	48,79	FR4	F min F max
BV9	30	13	48,31	31,10	FR4	F min F max
BV10	30	13	37,52	31,10	FR4	F min F max
BV11	24	13	37,52	26,75	FR4	F min F max

Durante as simulações, foi possível observar o quanto esta parte é sensível devido à banda solicitada no projeto, pois, apesar da antena ter uma curvatura ideal de funcionamento, ela não terá nenhuma eficiência se o *balun* não promover o devido casamento entre o circuito e a antena. A figura 4.6 revela um comparativo na alteração das dimensões do *balun* (BV1, BV6 e BV10). Com a diminuição do tamanho dos diâmetros da circunferência dos discos do *balun* (D1 e D2), ocorreu um aumento no resultado da largura de banda.

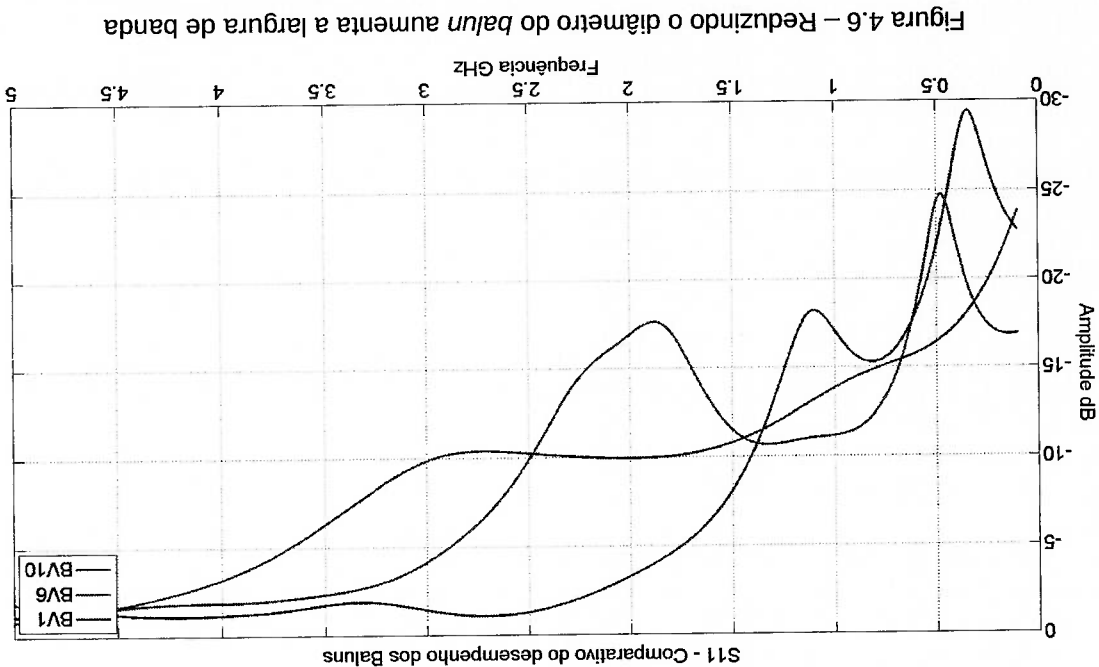


Figura 4.6 – Reduzindo o diâmetro do *balun* aumenta a largura de banda

Ao diminuir as dimensões do trapézio (D3 e D4), podemos observar pelas medidas BV8, BV9 e BV10, a largura de banda aumenta em 2,67 GHz, 2,79 GHz e 2,86 GHz. O valor do parâmetro S11 ficou próximo do limite de -10 dB visto em BV10.(figura 4.7).

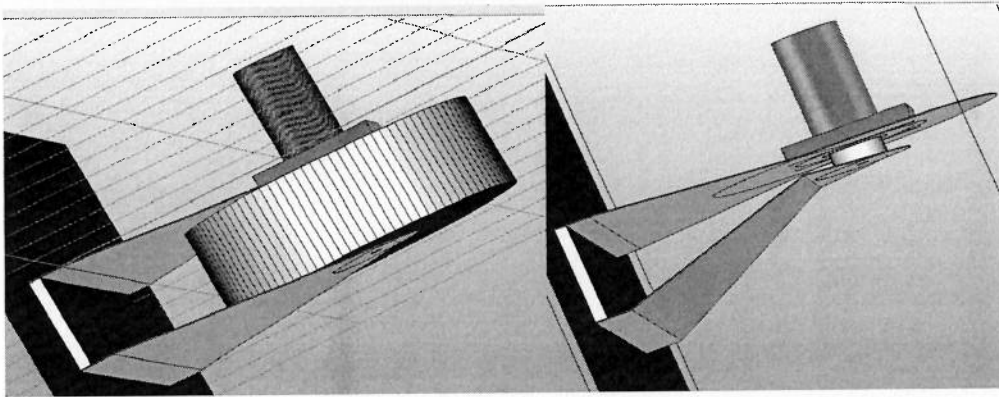


Figura 4.8 – Alteração feita no balun, onde foi retirado o isolante de FR4 de espessura de 8,25mm e feito a redução do contato para 1,65mm.

Foi verificado em ensaios experimentais que, durante a construção do balun, este promovia uma alteração no desempenho da antena em sua largura de banda e no S11, à medida que alterava a espessura do FR4. Isto ocorreu por motivo da abertura física do balun ser de 8,25mm. Os melhores resultados foram obtidos quando o FR4 foi retirado, diminuindo a distância entre os terminais positivo e negativo da estrutura do balun (figura 4.8) Com esta alteração, o valor do S11 ficou bem abaixo dos -10 dB, e a largura de banda aumentou.

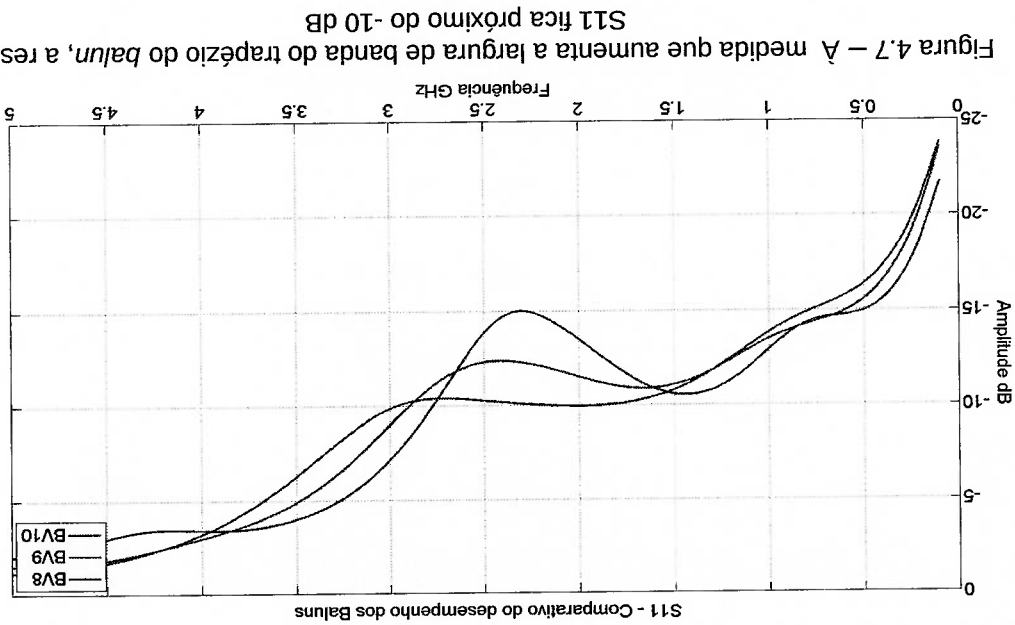


Figura 4.7 – À medida que aumenta a largura de banda do trapézio do balun, a resposta do S11 fica próxima do -10 dB

Mantendo as mesmas dimensões (D1 a D4) da versão BV11 (tabela 4.3 e figura 4.5), foi retirado o disco de FR4 da estrutura do *balun* e reduzida a distância entre os seus terminais no ar para 1,65mm (figura 4.8). O resultado obtido para esta condição foi o aumento da largura de banda em 100 MHz a 4,16 GHz. Nestas mesmas condições, a versão BV11 com o disco de FR4 de 8,25mm, somente conseguia ter uma largura de banda de 100 MHz a 3,21 GHz. A figura 4.9 mostra os resultados das simulações utilizando o parâmetro S11.

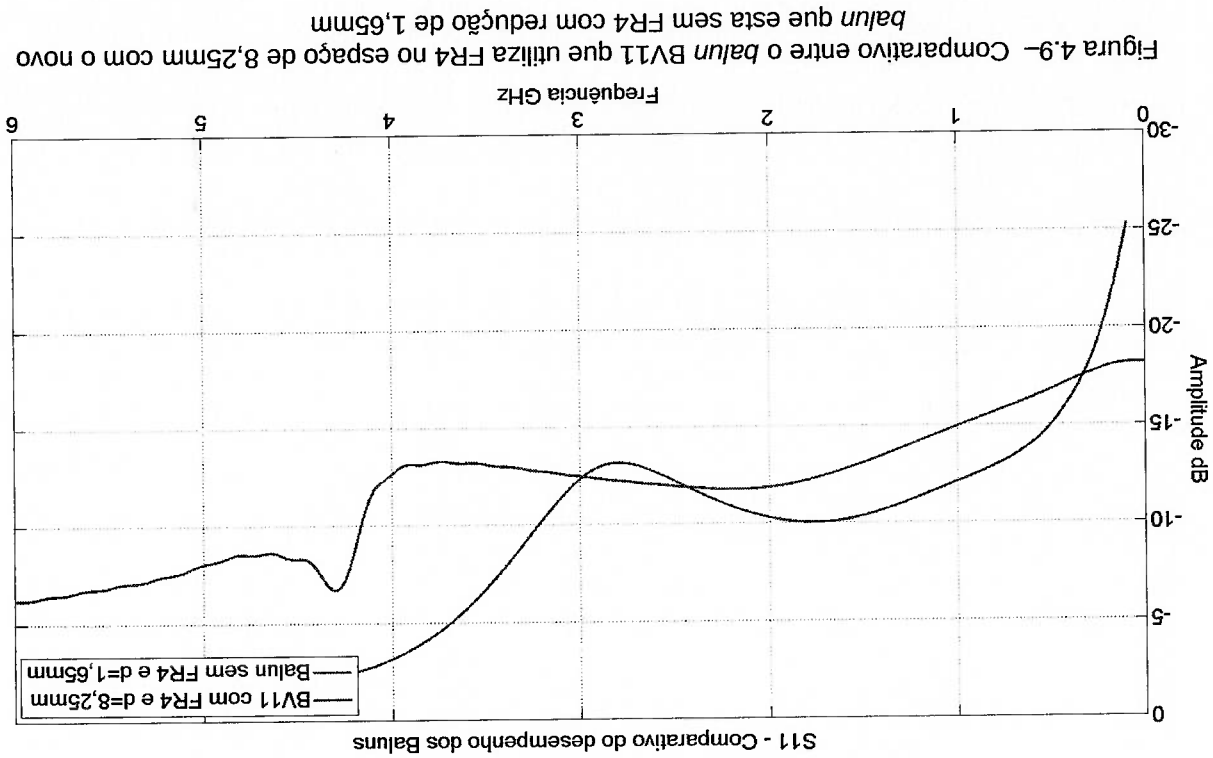


Figura 4.9 – Comparativo entre o *balun* BV11 que utiliza FR4 no espaço de 8,25mm com o novo *balun* que esta sem FR4 com redução de 1,65mm

4.2.3 Simulações com antena e o gabinete

Para trabalhar com uma antena deste porte foi necessário utilizar um gabinete para acomodá-la. Desta maneira, foi projetado, uma estrutura em madeira para a instalação da antena (figura 3.8).

Um grupo de simulações foi executado para validação dos parâmetros tais como S11, diretividade, ganho e o seu coeficiente de reflexão. Os valores obtidos na simulação com o gabinete de madeira alcançaram a meta estabelecida do projeto, compreendido entre os 300 MHz a 3 GHz, que apresentou S11 menor que -10 dB na faixa de interesse (figura 4.10).

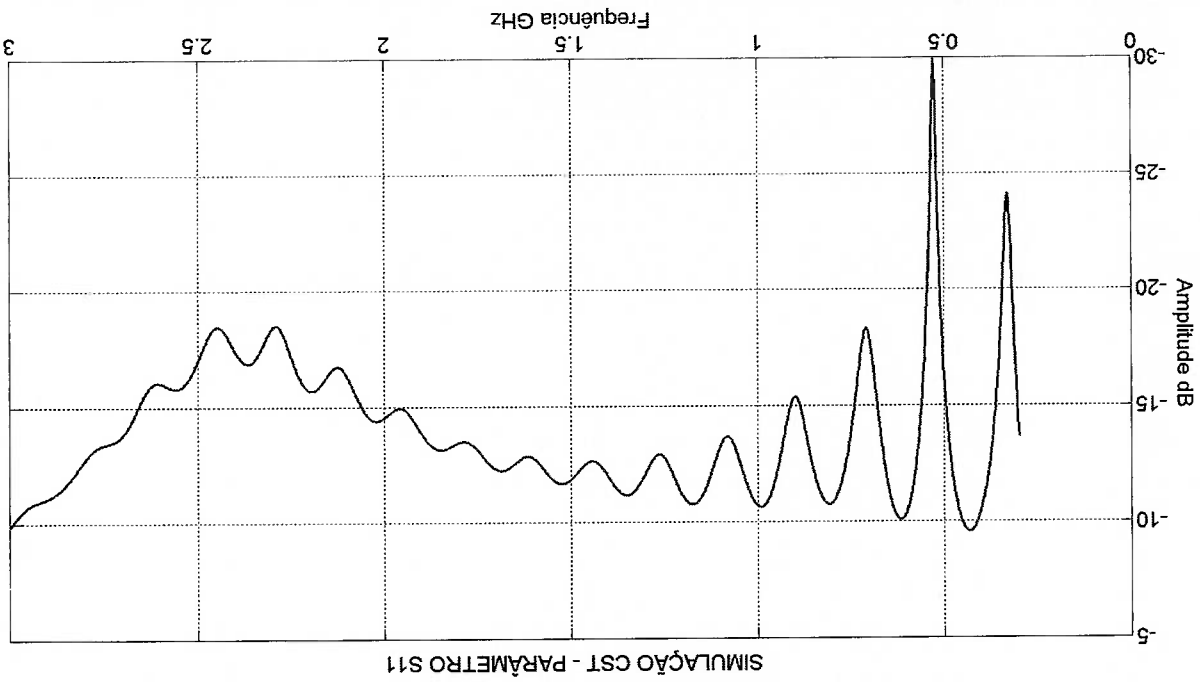


Figura 4.10 – Resultados da simulação do parâmetro S11 da antena com o gabinete pelo CST 2011

Observou-se que neste caso foi atingido um alto ganho se comparado com outros modelos de antenas já citados na tabela 2.2. As simulações mostram que na faixa entre 400 MHz a 2,9 GHz têm um ganho médio de 11,5 dBi. A tabela 4.4 registra estes resultados. A equação 2.27 mostra o valor do ganho de 7,95 dBi para a frequência de 400 MHz com abertura da antena em $A = 596,77$ mm.

: Tabela 4.4 – Desempenho do ganho mediano frequência de trabalho.

Frequência (GHz)	0,4	0,9	1,4	10,9	12,1	12,9	13,7
Ganho (dBi)	7,75	12	10,9	12,1	12,9	13,7	

Foi analisado o parâmetro da diretividade, pois é relevante ao projeto, e investigaram-se os lóbulos primários e secundários. Para a utilização em radares é importante ter um o lóbulo primário de maior intensidade, e o secundário, o mais atenuado possível, fazendo com que o radar seja mais eficiente. Na figura 4.11, é apresentado um conjunto de figuras que ilustra o campo distante em várias frequências, simuladas pelo CST, sendo estas: 400 MHz, 900 MHz, 1,4 GHz, 1,9 GHz, 2,4 GHz e 2,9 GHz. Observando a figura 4.11, ocorreu o aumento da diretividade no lóbulo principal, à medida em que a frequência aumenta, que deixou o feixe mais agudo para as frequências altas e mais rômboico para as baixas. Isto ocorre quando se aumenta o valor da frequência, o tamanho elétrico da abertura da antena fica cada vez maior, resultando em ganhos maiores.

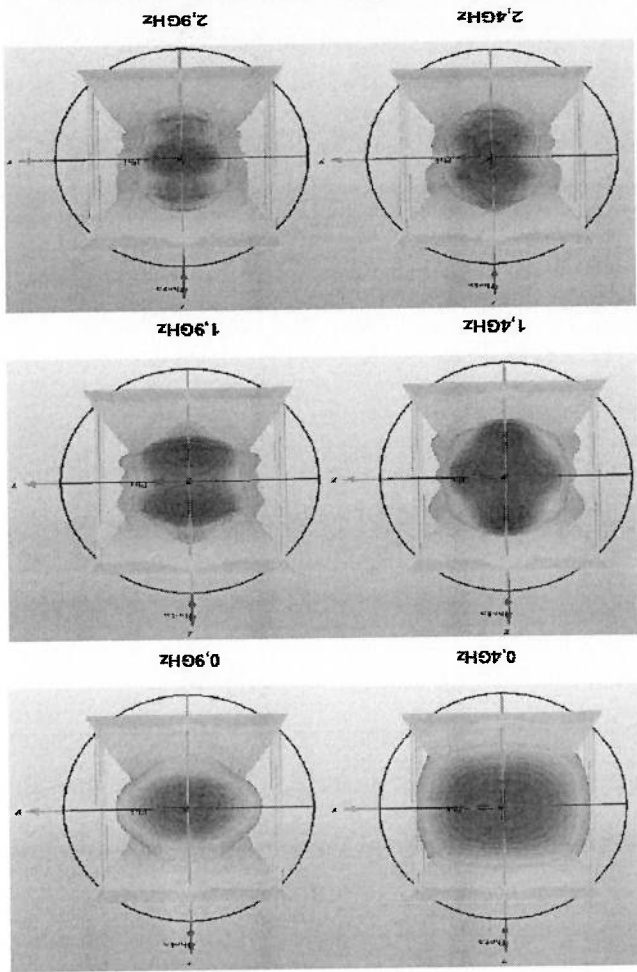


Figura 4.11 – Resultados da simulação da diretividade da antena

A impedância é um fator significativo para que se tenha a máxima transferência de potência. Isto só ocorre com o devido casamento de impedância. Processos indiretos de medida para analisar a impedância de uma antena são o VSWR e o S11 que estão inter-relacionados (Anexo B). Casamentos imperfeitos resultam em ondas estacionárias na estrutura, gerando perda de energia devido à energia refletida de volta ao gerador. Um bom projeto, o resultado do VSWR deve ser menor que 2, para ter uma boa eficiência (HECTOR, 2010). Os resultados obtidos na simulação, apresentados na figura 4.12, mostram o parâmetro VSWR ao longo da faixa de frequência de interesse que estão abaixo de 2, que validou assim um bom casamento de impedância.

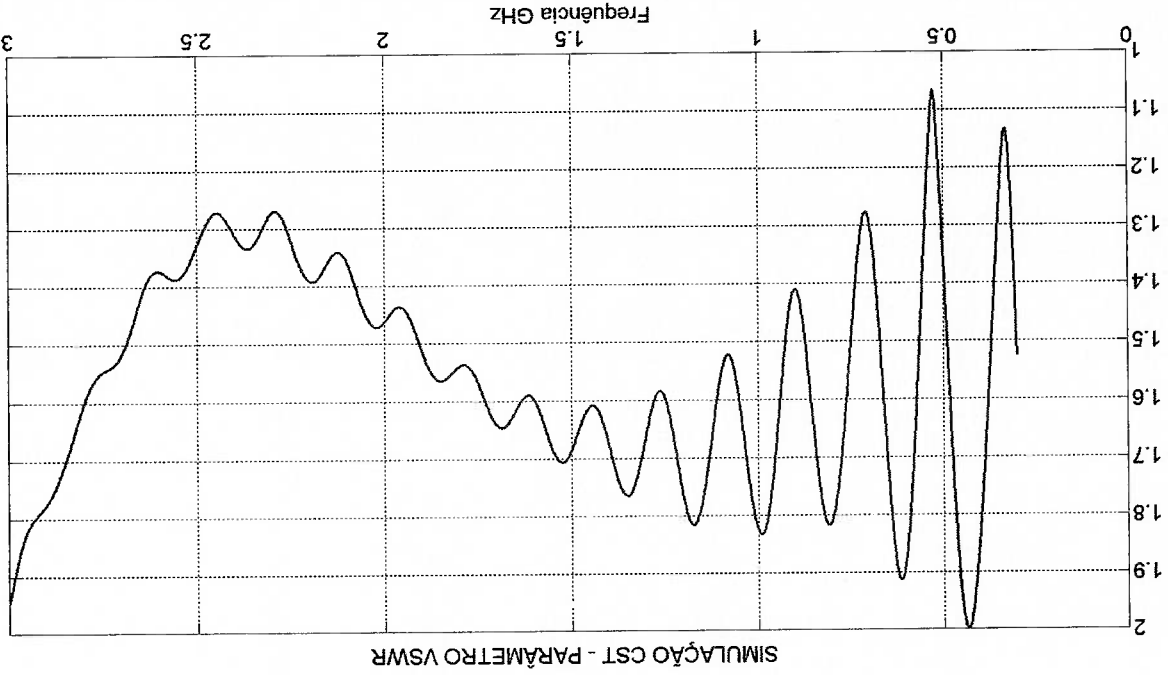


Figura 4.12 – Resultado do VSWR da antena simulado pelo CST 2011.

4.3 Testes e medições dos parâmetros da antena

Para os devidos testes e medições foi utilizado um VNA modelo ZVL-6.

4.3.1 Medida do parâmetro S11

Os dados fornecidos pelo VNA foram comparados com os resultados obtidos com o CST 2011. Nota-se uma boa semelhança sendo visualizadas na figura 4.13 para a largura de banda compreendida entre 300MHz a 3GHz. Na simulação, os dados encontrados na frequência de 300 MHz registraram -13,61 dB. Pela análise experimental, o valor alcançado foi -10,70dB. Já para a frequência de 3GHz, a simulação resultou -9,85 dB, e o resultado experimental de -18,43 dB.

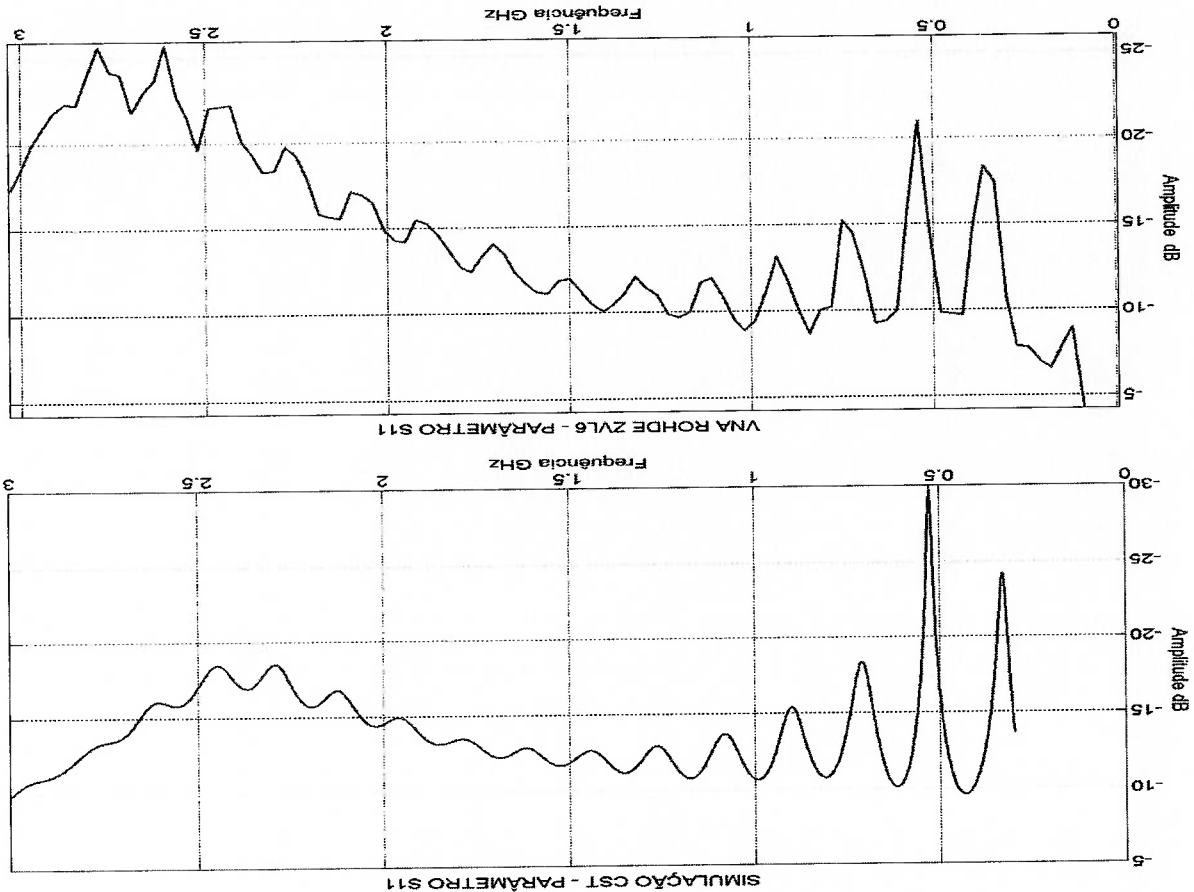


Figura 4.13– Resultado do parâmetro S11 simulado pelo CST e comparado com o medido pelo VNA ZVL6.

Ao analisar o gráfico da simulação, existe um registro de um pico no valor de -9,55 dB na frequência de 433 MHz. Este pico também foi detectado pelo VNA,

sendo observado na mesma frequência o valor de -9,70 dB. A faixa de operação da antena ficou 2 dB acima da simulação, podendo ser vista e comparada entre as figuras 4.13. Pode ser visto que a faixa de frequência de operação de -10dB ficou compreendida entre 1,23 GHz a 3,38 GHz. Referente à faixa de frequência entre 273 MHz a 1,23 GHz, foi observado que a antena trabalhou entre - 8,20 dB a -10 dB.

4.3.2 Adequação do *balun*

Por a antena não operar corretamente dentro dos parâmetros mínimos do S11 na faixa de frequência entre 273 MHz a 1,23 GHz, gerou a motivação de um novo estudo do *balun*. Por meio de alterações físicas em sua estrutura, resultados satisfatórios foram conseguidos.

Com a antena construída, os testes práticos para a adequação da curva de resposta da antena foram na espessura de FR4, e o ajuste da abertura do *balun* entre o terminal positivo e o terra. Nas simulações foi observada uma dependência da geometria do *balun* no desempenho global da antena.

A adequação deste *balun* foi por meio de empilhamento de discos de FR4 para conseguir chegar ao tamanho ideal 8,25 mm da abertura necessária para o *balun* simulado no CST. Estes discos possuem as seguintes dimensões: espessura de 1,65mm, raio externo de 24mm, com uma perfuração interna de raio de 4mm para poder se adequar ao pino SMA.

A primeira investigação prática foi a retirada dos discos de FR4 e a adequação da distância da abertura entre os terminais terra e o positivo.

Com a retirada dos discos, foram obtidos os resultados que constam na tabela 4.5. Estas medidas são do parâmetro S11, dadas pelo VNA, e um conjunto de gráficos for produzido. A tabela 4.5 mostra os pontos de interesse como a distância da abertura do *balun*, a quantidade de discos utilizados, a frequência inicial e a final com referência que esta esteja abaixo dos -10dB. Os resultados dos testes feitos podem ser vistos com mais detalhes no gráfico da figura 4.14.

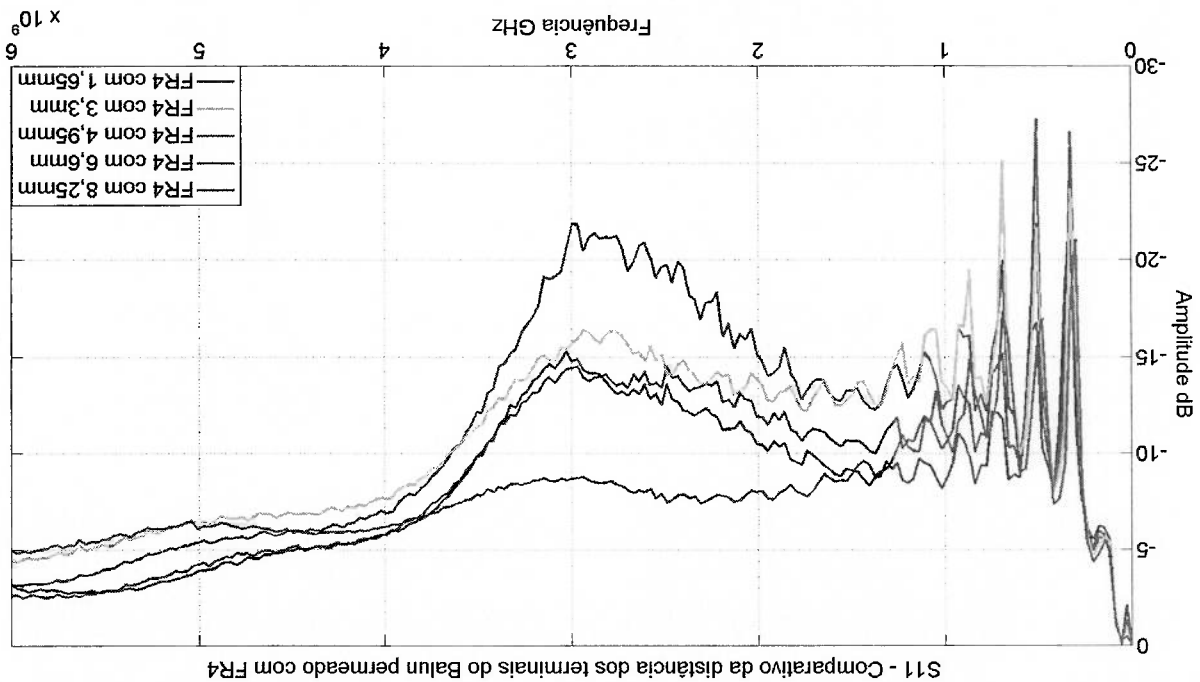
Os resultados mostraram que o valor da abertura do balun no ar, entre 1,25 mm até 3,3 mm, resultou no melhor desempenho da antena. Para a distância de

Uma nova investigação prática alterou a distância da abertura do balun entre o terminal positivo e o terra, e entre estes terminais somente havia o ar. A faixa de variação foi de 8,25 mm até 0,825 mm, e com o VNA ajustado na faixa de 9 KHz até 6 GHz, foi monitorado o parâmetro S11.

Nº de Discos - FR4	Distância Abertura	Freq. Inicial	Freq. Final
1	1,65 mm	600 MHz	1,27 GHz
2	3,3 mm	275 MHz	3,66 GHz
3	4,95 mm	277 MHz	3,64 GHz
4	6,6 mm	618 MHz	3,49 GHz
5	8,25 mm	1,84 GHz	3,47 GHz

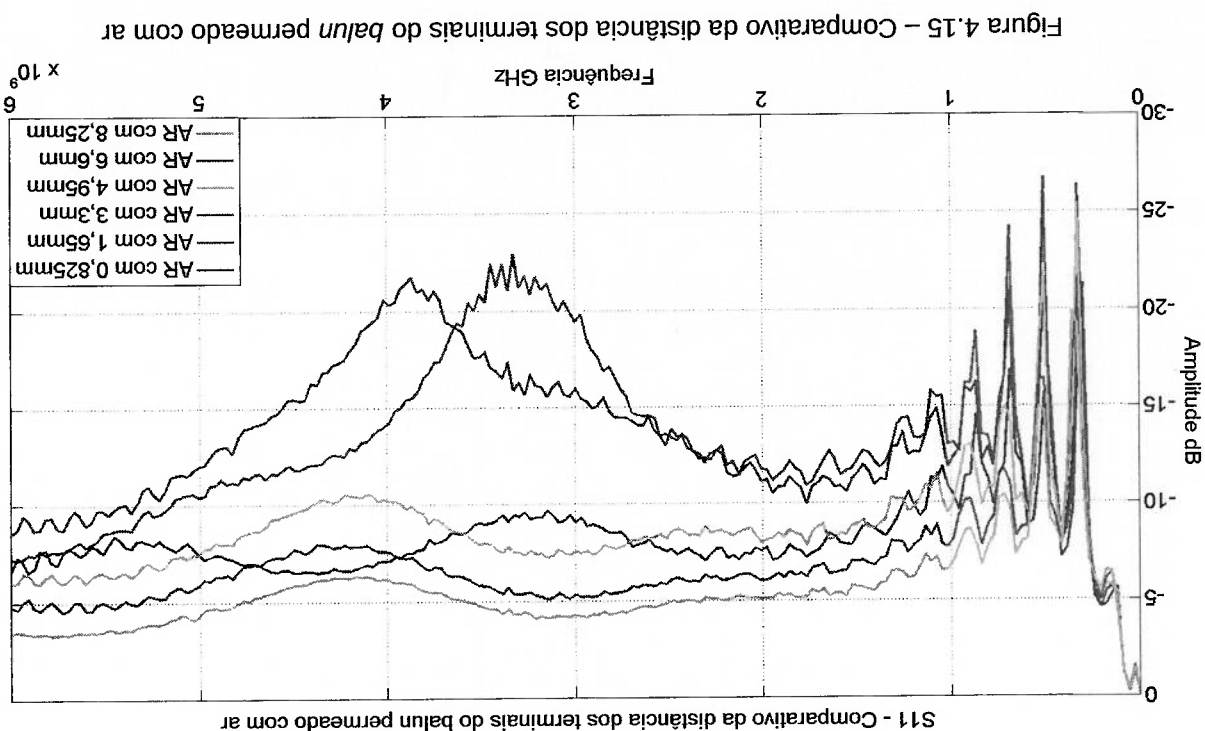
Tabela 4.5 – Comparativo da faixa de frequência em relação a espessura do disco de FR4, com o parâmetro S11 em -10dB

Figura 4.14 – Comparativo da distância dos terminais do balun permeado com o disco de FR4



frequência final de 5,16 GHz. Já para a distância de 3,3 mm, foi obtida uma frequência inicial de 276 MHz, e a frequência final de 5,34 GHz.

Foi notado que com um grande afastamento entre os terminais do *balun*, o resultado do S11 começou a ficar acima dos -10dB, e a largura de banda ficou comprometida, e o mesmo ocorreu para as medidas entre 4,95mm até 8,25mm. Para a extrema aproximação, que no caso foi de 0,825mm, não alcançou o desempenho esperado. A figura 4.15 mostra os resultados medidos pelo VNA durante a alteração das dimensões do *balun* com o meio ar entre os seus terminais.



A seguir, os registros contidos na tabela 4.6 mostram os resultados da alteração da abertura do *balun* entre a frequência inicial e final. Estes dados têm como parâmetro a medida S11, com referência em sua escala de estar abaixo dos -10dB.

Outras frequências de ressonância ao longo da faixa de 300 MHz a 700 MHz chamaram a atenção pelo seu comportamento, as quais estão relatadas na tabela 4.9, que no caso em específico foram as 330MHz, 510MHz e 690MHz, e estas produziram resultados entre -11dB até -27,3dB mediante a alteração da distância

Distância Abertura		S11 com FR4		S11 com Ar	
Freq. (GHz)	Ampl. (dB)	Freq. (GHz)	Ampl. (dB)	Freq. (GHz)	Ampl. (dB)
8,25 mm	3,03	-15,2	3,15	-9,68	
6,6 mm	2,97	-14,5	4,38	-7,98	
4,95 mm	3,00	-21,8	4,23	-10,5	
3,3 mm	2,94	-16,4	3,87	-21,7	
1,65 mm	2,94	-8,8	3,33	-22,9	
0,825 mm	Sem medição		4,17	-6,35	

Tabela 4.8 – Frequência de ressonância da antena mediante alteração da abertura dos terminais do *balun* utilizando FR4 comparado com ar.

Dois testes foram realizados alterando a abertura do *balun*. O primeiro foi permeado com FR4 e o segundo com ar para poder observar o que ocorre com a frequência de ressonância da antena (figura 4.8). A parte que promoveu a maior ressonância está entre 3 e 4 GHz. O melhor resultado promovido foi com a abertura de 1,65 mm com ar, que resultou em uma resposta de -22,9 dB para a frequência de 3,33 GHz, conforme registrado na tabela 4.8.

Distância Abertura no Ar	Freq. Inicial	Freq. Final
8,25 mm	273 MHz	1,25 GHz
6,6 mm	287 MHz	932 MHz
4,95 mm	281 MHz	1,32 GHz
3,3 mm	276 MHz	5,36 GHz
1,65 mm	276 MHz	5,16 GHz
0,825 mm	293 MHz	584 MHz

Tabela 4.6 – Comparativo da faixa de frequência em relação a abertura dos terminais do *balun* permeado com ar com o parâmetro S11 em -10dB

dos terminais do *balun* que utilizou FR4 e logo em seguida o ar.

Tabela 4.9 – Comparativo dos principais pontos de ressonância das antenas utilizando na separação do *balun* FR4 e ar.

Distância	Com FR4			Com Ar		
	330MHZ	510MHZ	690MHZ	330MHZ	510MHZ	690MHZ
8,25mm	-23,0dB	-16,8dB	-11,8dB	-19,2dB	-14,8dB	-9,8dB
6,6mm	-25,0dB	-21,8dB	-15,2dB	-20,5dB	-16,5dB	-11dB
4,95mm	-26,6dB	-27,3dB	-19,9dB	-25,4dB	-21,9dB	-14,4dB
3,3mm	-23,6dB	-21,6dB	-25,1dB	-26,4dB	-26,8dB	-20,9dB
1,65mm	-18,4dB	-15,5dB	-17,3dB	-22,7dB	-21,6dB	-24,2dB
0,825mm	Sem medição			-17,5dB	-15,7dB	-16,9dB

4.3.3 Medida da impedância

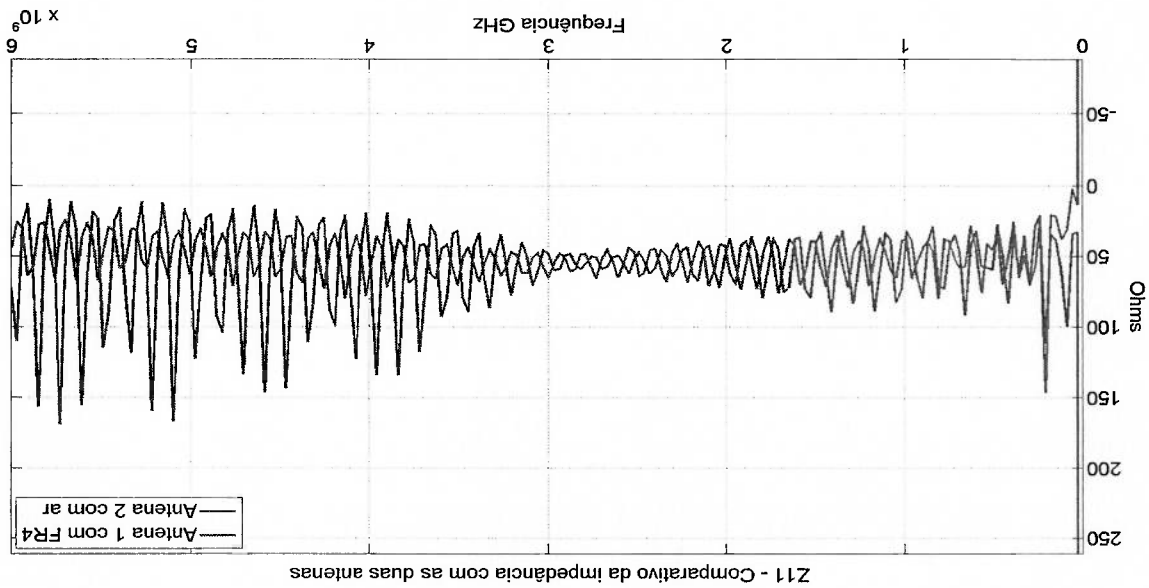
Para termos uma boa largura de banda, a impedância de uma antena UWB deverá ter a máxima uniformidade possível na faixa de frequência desejada do projeto. Um comparativo realizado com as antenas projetadas na qual uma utiliza um *balun* com 8,25 mm de FR4 e outra com 1,65 mm de ar, mostra que ambas têm uma impedância média de 50 ohms que fornece um bom resultado no desempenho da antena. A impedância da antena que possui o *balun* com o espaçamento com ar está mais uniforme para uma largura de banda maior. Isto é explicado porque o substrato de FR4 não tem bons resultados para altas frequências, por causa do valor de sua constante dielétrica ($\epsilon = 4,7$) comprometer a impedância da antena. Este resultado é mostrado nos gráficos da figura 4.16. Observa-se que a impedância sai do valor normal de 50 ohms nas frequências altas.

4.3.4 Medida do VSWR

O gráfico da figura 4.17 mostra uma comparação medida pelo VNA entre a antena que utiliza no *balun* o disco de FR4 e a antena que somente possui um pequeno espaço de separação com ar. A antena que contém o disco de 8,25 mm de FR4, a partir dos 3,5 GHz, já não possui um bom resultado neste parâmetro, enquanto que a antena com a separação de 1,65 mm de ar tem um resultado superior, alcançando os 5,69 GHz.

Este aumento no desempenho aconteceu pelo fato da característica da constante dielétrica do ar ($\epsilon = 1,00059$) que existe na separação entre o terminal do sinal de entrada e o terra da antena que está no *balun*. Observa-se que o valor desta constante é inversamente proporcional à largura de banda.

Figura 4.16 – Comparativo do valor da impedância do *balun* mediante a utilização de FR4 e o ar.



4.3.5 Diagrama de radiação

Com os resultados destas medidas, é possível afirmar que a antena é direita. O ângulo de deslocamento do lóbulo principal tem uma tendência para a direita nas frequências mais baixas, mas à medida que aumenta o valor da frequência, o lóbulo principal alinha com zero grau. As frequências que promoveram o deslocamento são: 304 MHz com 15°, 421 MHz com 8° e 509 MHz com 5°. Ao comparar com os resultados simulados, foi observada a forma dos gráficos nas figuras 4.18 e 4.19 os quais são bem similares com os obtidos durante a medição com o VNA.

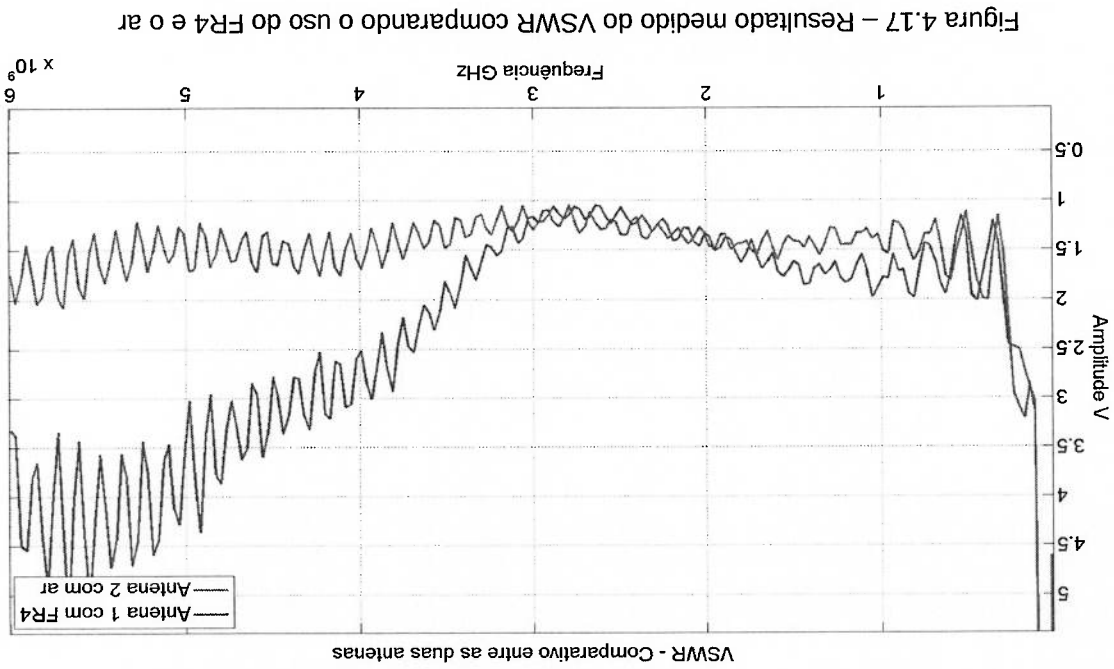


Figura 4.19 - Diagramas de radiação medidos pelo VNA modelo ZVL6 comparado com as simulações feitas no CST 2011, em 2,4GHz e 2,9GHz.

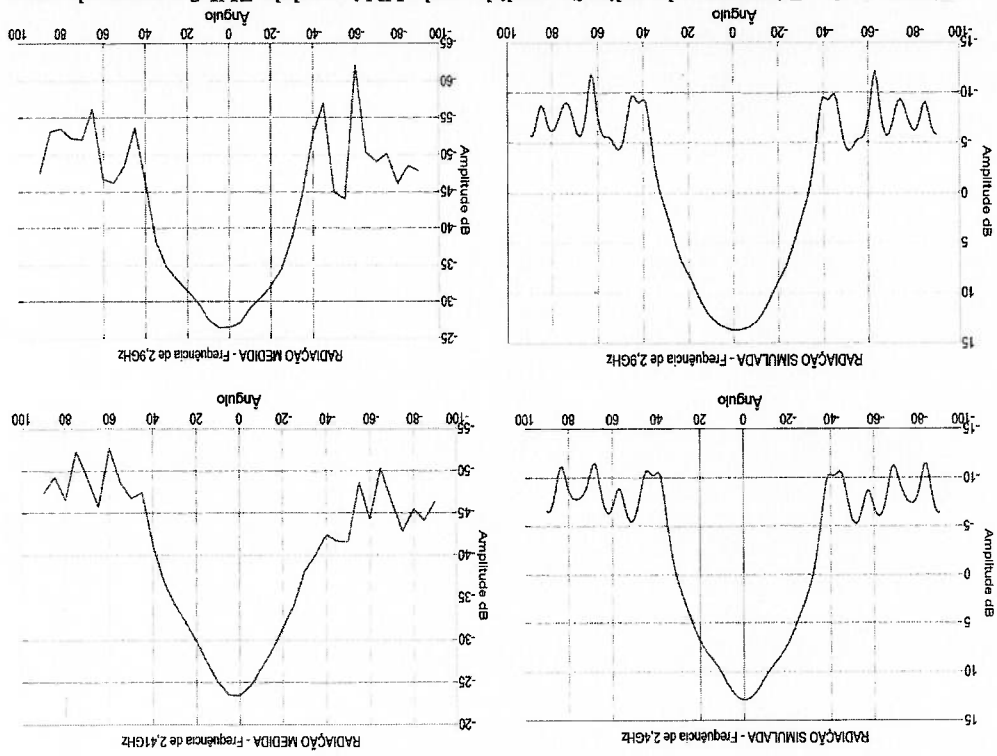
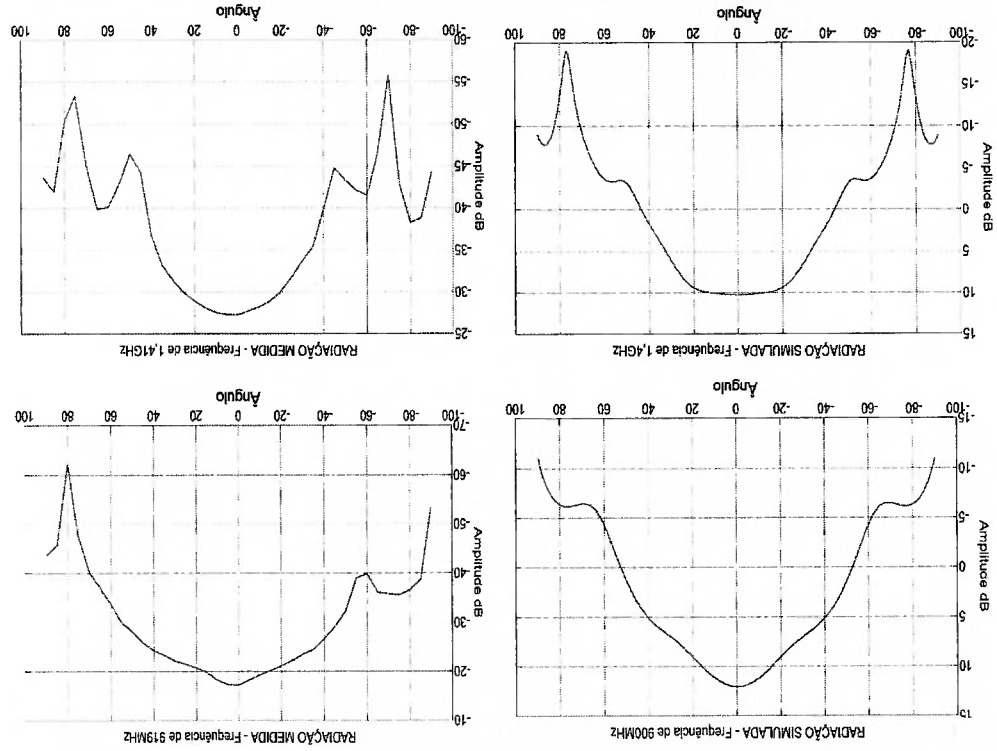


Figura 4.18 - Diagramas de radiação medidos pelo VNA modelo ZVL6 comparado com as simulações feitas no CST 2011 em 900MHz e 1,4GHz.



Em uma nova disposição, considerando a antena em pé como 0° e deitada para poder saber a forma do lóbulo principal e poder compará-los. Os resultados obtidos estão na figura 4.20.

Com a antena posicionada em 90°, observou-se nas baixas frequências, compreendidas entre 304 MHz até 860 MHz, que o lóbulo principal encontra-se mais aberto em relação à antena posicionada a 0°. Já para a faixa de 889 MHz a 1,5 GHz, observa-se que a abertura mantém-se aproximadamente igual, tanto para a posição da antena em 0° e 90°. Para valores acima de 1,65 GHz até 5,95 GHz, observou-se que a abertura do lóbulo na posição 0° aumentou em comparação com a de 90°.

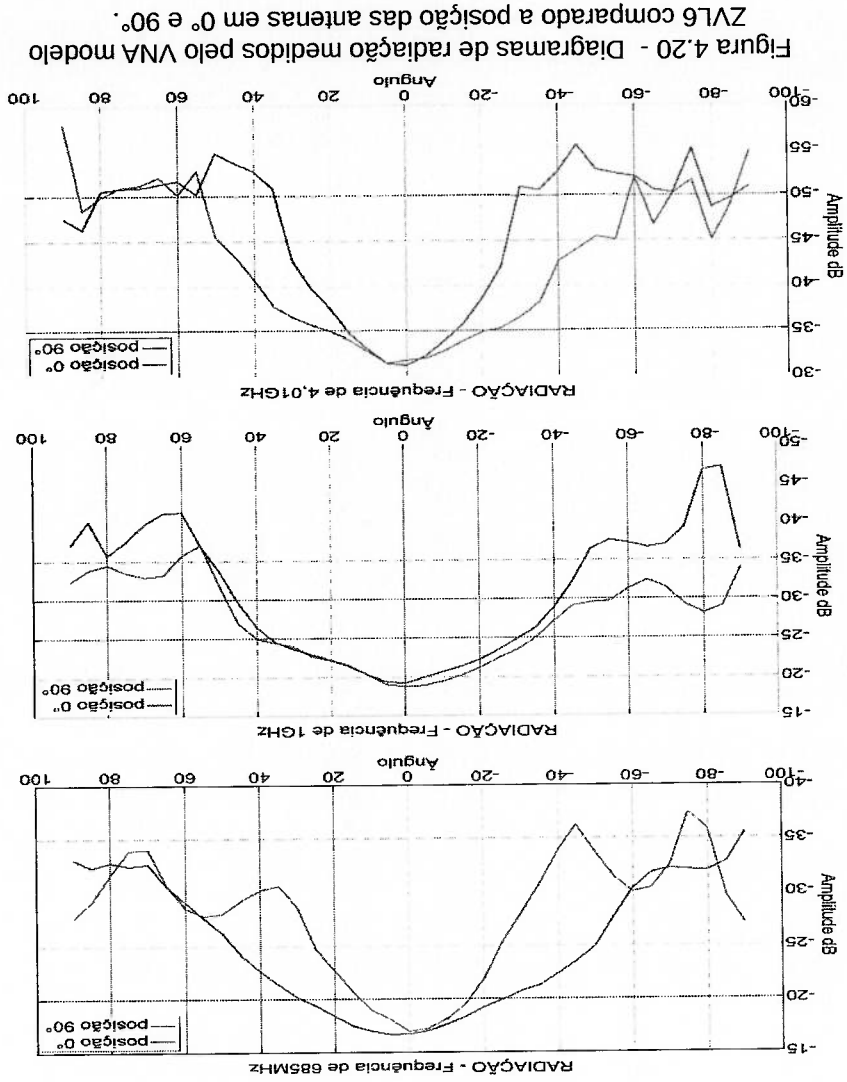


Figura 4.20 - Diagramas de radiação medidos pelo VNA modelo ZVL6 comparado a posição das antenas em 0° e 90°.

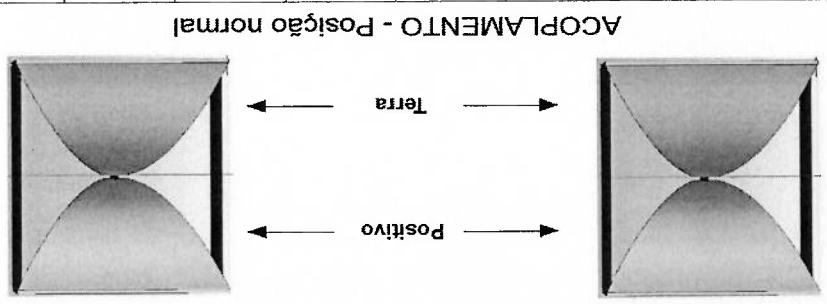
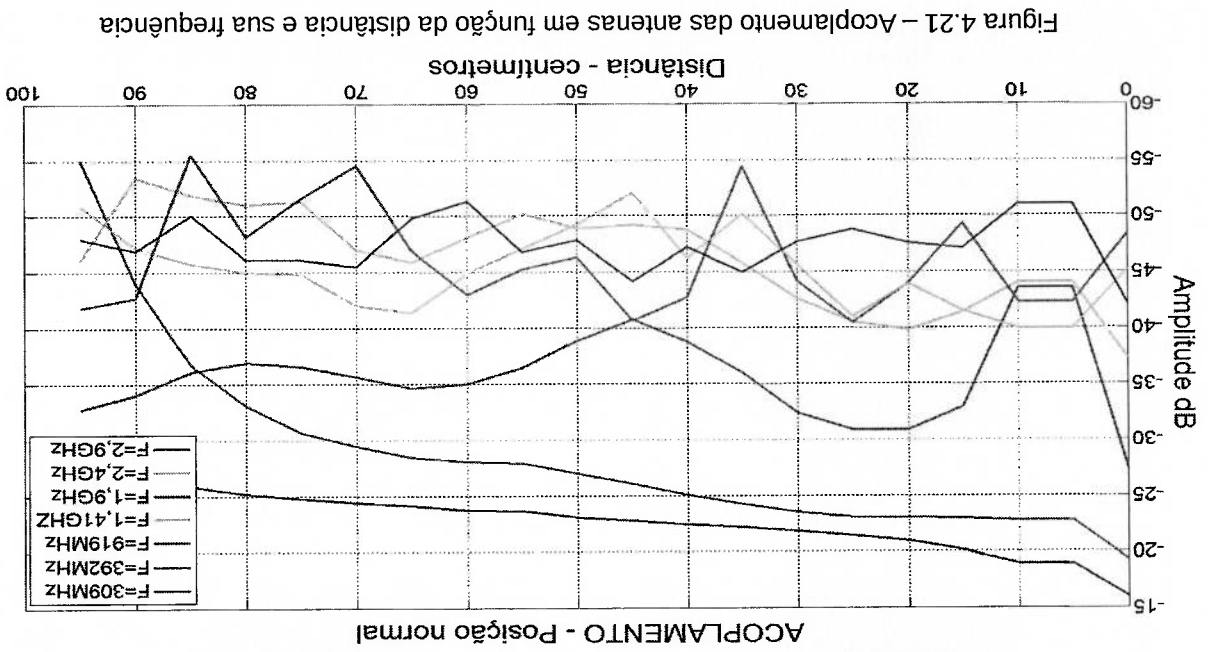
4.3.6 – Acoplamento entre as antenas

Quando duas antenas estão próximas transmitindo ou recebendo um sinal, parte desta energia atinge a outra, gerando um acoplamento (BALANIS, 2005). Ao fazer a análise experimental no domínio da frequência, notou-se este comportamento, o qual este foi atenuado com a separação das mesmas. Experimentos práticos foram feitos com um VNA para observar este efeito como mostra a figura 3.11.

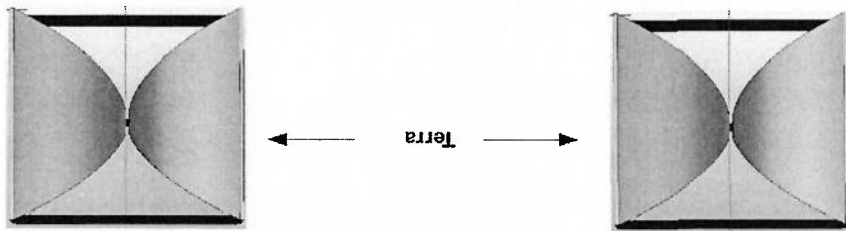
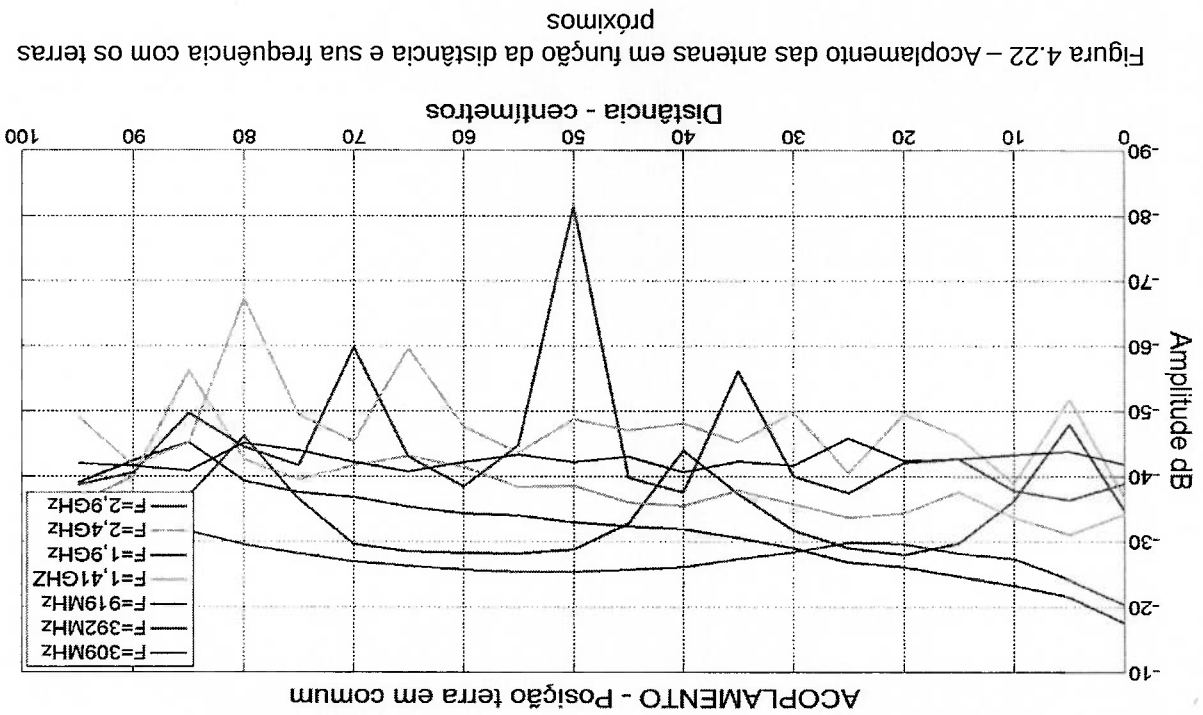
Foi feita uma investigação no domínio da frequência na qual as antenas foram deslocadas, afastando-as a cada 5 cm, e foram coletados os resultados pelo VNA, em uma faixa de frequência entre 100 MHz a 6 GHz, com o intuito de observar quais são as frequências responsáveis e mais influenciam neste acoplamento. Várias posições foram analisadas por motivo do acoplamento, pois estas estarão em regime de rede, e observou que o acoplamento difere mediante a posição da antena.

Primeiramente, as antenas foram colocadas na posição normal (figura 4.21), cujos os resultados obtidos durante os testes mostraram que o acoplamento entre as antenas torna-se de maior intensidade para as frequências mais baixas, onde os valores variam entre -15 dB a -40 dB entre as faixas de 309 MHz a 889 MHz. O efeito diminui à medida que aumenta o valor da frequência para a mesma posição, cujos valores acima de 1,4 GHz observou que o acoplamento para estas frequências permanecem constantes entre -40 dB a -55 dB. Acima de 5,1 GHz a 5,6 GHz, os resultados obtidos ficaram entre -55 dB a -75 dB, podendo assim ser vistos na figura 4.21.

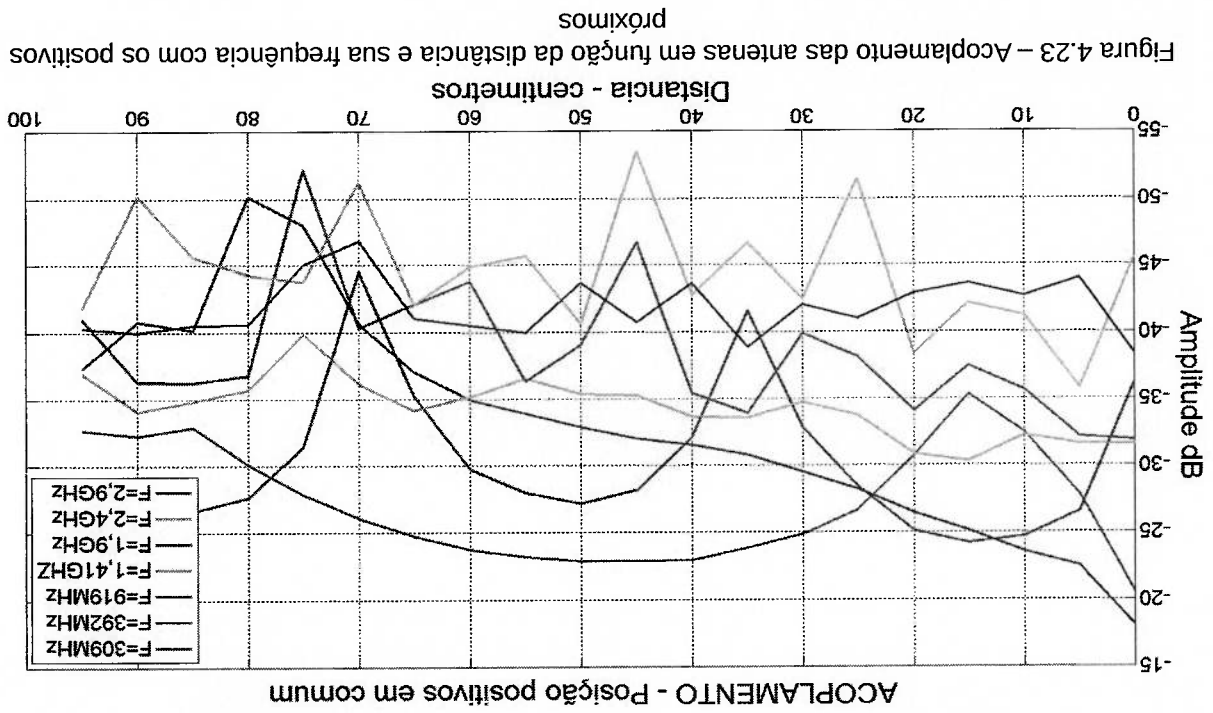
Uma nova posição ilustrada na figura 4.22 foi feita. O lado do terra das antenas ficou disposto na mesma direção. As medições de acoplamento em função da distância foram feitas e observou uma queda no efeito de acoplamento para a frequência baixa de 309 MHz. Isto fez melhorar em -4 dB para uma distância de 10 cm e que chegou até -14 dB para 80 cm. Para as demais frequências, as variações não foram muito substanciais. Observa-se que em alguns casos o efeito ficou ruim, por exemplo, a frequência de 919 MHz na qual o acoplamento para a distância entre as antenas em 60 cm aumentou de -35 dB da posição original para -28 dB, que acrescentou 7 dB.



Ao analisar as antenas com a face dos positivos das antenas em comum, (figura 4.23), observou-se uma atenuação do sinal das frequências baixas quando as antenas estão próximas. Para uma distância de 20 cm, o comportamento da frequência de 309 MHz atenuou para -26,5 dB, comparado com os -20,9 dB na posição normal de 0°, (figura 4.21). Também para as mesmas figuras, foi analisado para mesma distância, a frequência de 392 MHz promoveu uma boa atenuação de -37,4 dB comparado com os -23 dB na posição normal. No caso das demais frequências não foram observadas grandes variações na atenuação do acoplamento, em comparação com as outras redes. Para antenas grandes e para este formato, este tipo de posição torna-se interessante na economia de espaço para adequá-las ao ambiente de medição.



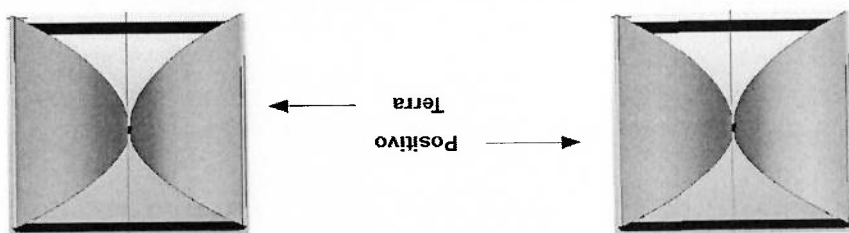
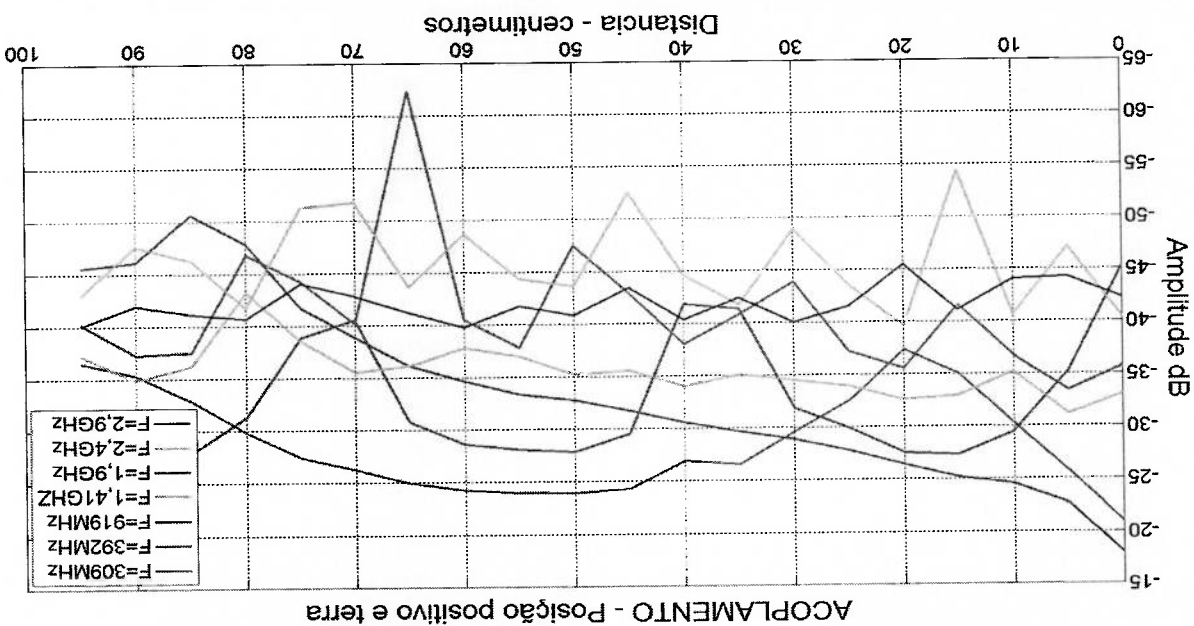
A figura 4.24 mostra a configuração da posição da face das antenas com o positivo e o negativo em comum a 90°. Foi vista nos testes uma grande semelhança nos resultados que comparado com a configuração dos positivos em comum da figura 4.23. O mesmo comentário pode ser feito para as demais frequências analisadas, pois não se observa algo relevante para este tipo de posição.



O acoplamento entre as antenas é relevante, pois é uma característica normal entre elas de gerar uma interferência. Assim, desta forma, com os resultados foi possível ver que as frequências baixas promovem um acoplamento intenso entre elas, e, à medida em que a frequência aumenta, este efeito tende a reduzir. Isto ocorre pela distância elétrica da antena que aumenta quando aumentamos a frequência e por consequência, diminui o acoplamento.

A posição normal da figura 4.21 mostrou resultados interessantes do acoplamento para as frequências de 392 MHz até 2,9 GHz nos intervalos de 0 cm e 60 cm. Os valores para estas frequências comparado com as outras posições são iguais ou menores. Assim existe uma possibilidade de deixar as antenas mais próximas e com economia de espaço físico para a rede de antenas.

Figura 4.24 – Acoplamento das antenas em função da distância e sua frequência com o positivo e o terras próximos



4.4 LOCALIZAÇÃO DE ALVOS ATRAVÉS DE PAREDE

Neste tópico, serão relatados os testes de localização de alvos através de uma parede de blocos de concreto, com a finalidade de reconhecer e observar a atenuação que promoverá no sinal de retorno do alvo.

4.4.1 Localização de água através de uma parede de blocos

Durante os testes, várias larguras de bandas foram selecionadas com a finalidade de poder identificar a melhor no reconhecimento deste tipo de alvo, pois a antena tem a capacidade de transmitir em 276MHz a 5,16GHz. A figura 3.12 mostra com detalhes o cenário de teste.

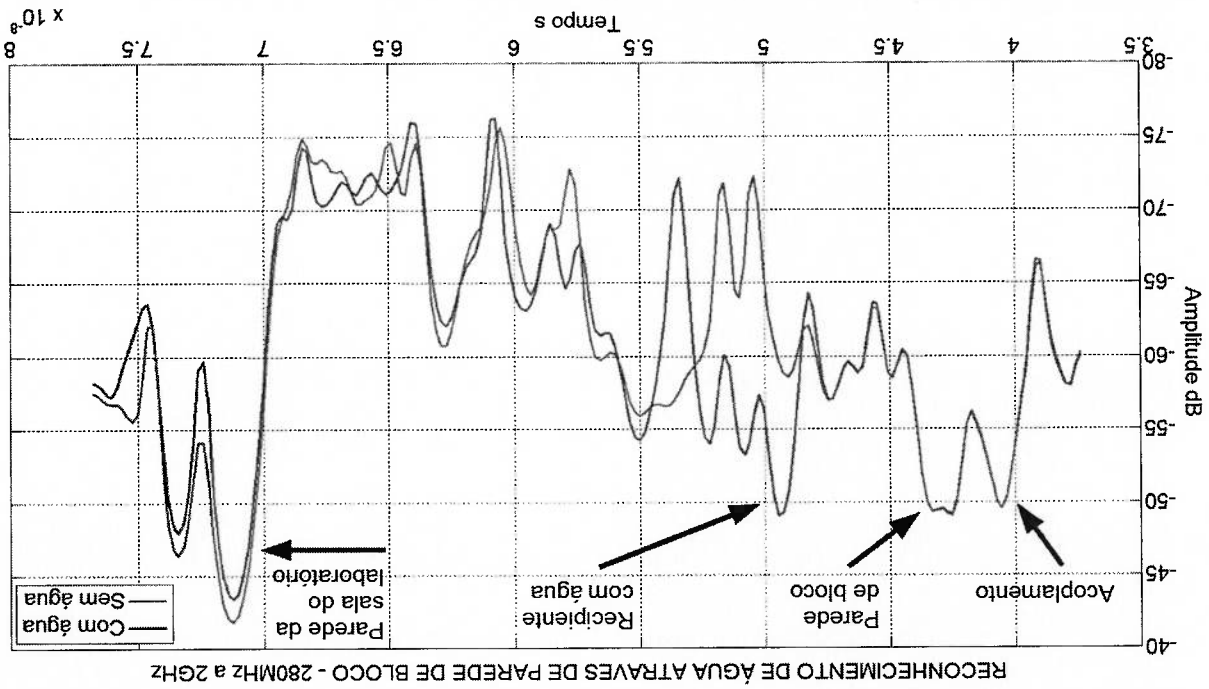
Uma sequência de testes foi feita de modo comparativo. Para o ambiente ser reconhecido, uma medição sem o objeto de interesse foi realizada. Após isto, um recipiente com água foi colocado para uma segunda medição que promoveu novas informações. Os resultados obtidos foram comparados, e assim, foi localizado o acoplamento que existe com a antena, a parede de blocos, o alvo e a parede no final da sala do laboratório. Na figura 4.25, foi feita uma comparação com o ambiente sem o alvo e com o alvo para a largura de banda de 280MHz a 2GHz.

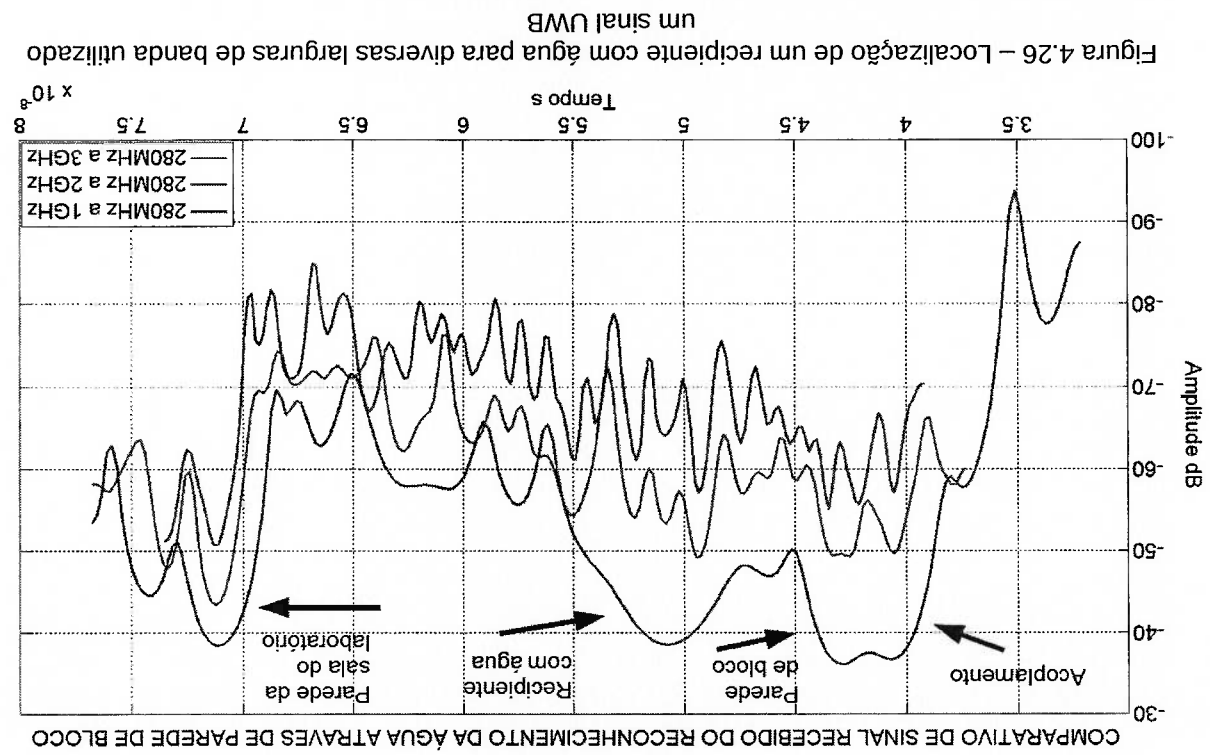
Os melhores resultados para a penetração na parede ficaram para as larguras mais baixas, e que a de melhor desempenho foi de 280MHz a 1GHz. Logo em seguida, os resultados satisfatórios com as larguras de 280MHz a 2GHz e 280MHz a 3GHz (figura 4.26). Dois fatores importantes observados para estas larguras de banda são a resolução e a atenuação.

Com o aumento da largura de banda, observou-se que a localização do alvo fica bem mais precisa. Comparando o gráfico produzido na largura de banda de 280MHz a 1GHz, com a largura de 280MHz a 3GHz, nota-se que existe mais informação contida no mesmo espaço de tempo para a segunda banda.

O segundo fator é a atenuação produzida com o aumento da largura de banda, onde a atenuação no reconhecimento do alvo a 280MHz a 1GHz foi de -38,5dB, e, ao passar para a largura de banda de 280MHz a 3GHz, esta atenuação chegou a -57dB.

Figura 4.25 – Localização de um recipiente com água através de uma parede de blocos mediante um sinal UWB com uma largura de banda de 280MHz a 2GHz.





As figuras 4.25 e 4.26 mostram as informações do retorno do sinal do pulso UWB. Os resultados mostram em primeiro o acoplamento da antena em 40,5 ns, e sendo o mesmo para as demais larguras de banda. A parede de blocos foi localizada entre os 42,4 aos 43,5 ns. Ao localizar o recipiente com água para as larguras de banda entre 280 MHz a 2 GHz e 280 MHz a 3 GHz, foi obtido um tempo de retorno de 49,4 ns. Para a largura mais baixa de 280 MHz a 1 GHz, o resultado no tempo desloca para 50,8 ns. Por final, foi visto um terceiro pico em comum para todas as larguras de banda aos 71,25 ns, que representa a parede final da sala do laboratório.

Em todos os casos, comprovou-se que com frequências altas entre 3 GHz a 5 GHz com largura de banda entre 1 GHz e 2 GHz, ocorreu uma atenuação do sinal recebido. Este efeito em frequências mais altas resulta em não localizar o alvo atrás da parede de blocos. Várias larguras de bandas foram analisadas, sendo as seguintes faixas: 2 GHz a 3 GHz, 3 GHz a 4 GHz, 4 GHz a 5 GHz, 2 GHz a 4 GHz e 3 a 5 GHz e os resultados foram todos negativos, pois o obstáculo encontrava-se no mesmo nível do ruído, como está ilustrado nas figuras 4.27 e 4.28.

Figura 4.28 – Comparativo da assinatura do laboratório com o sinal recebido do alvo para as larguras de banda de 3 a 4 GHz e 4 a 5 GHz.

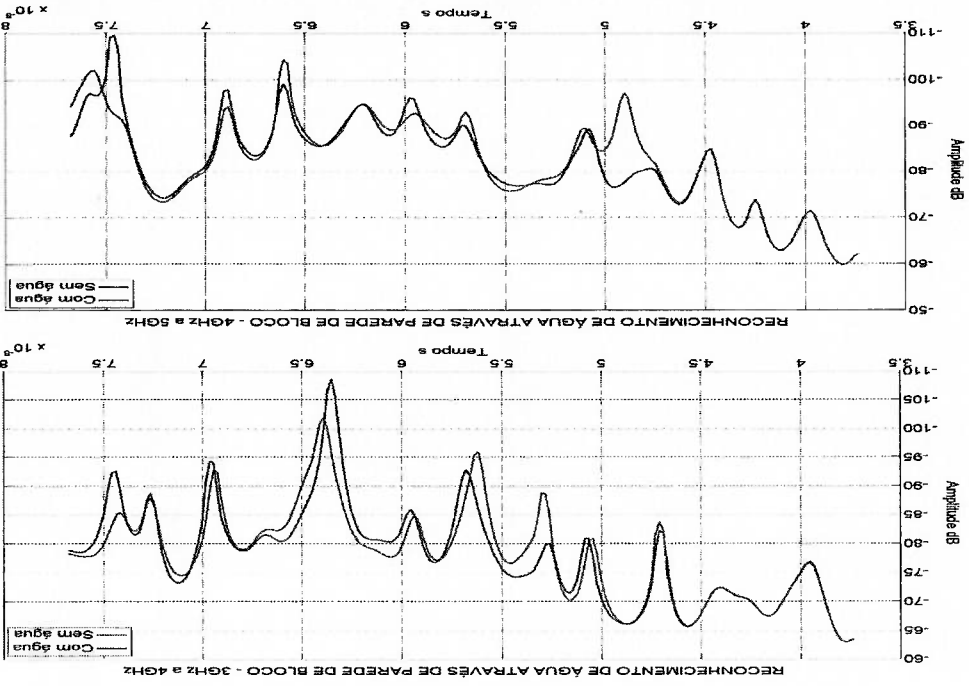
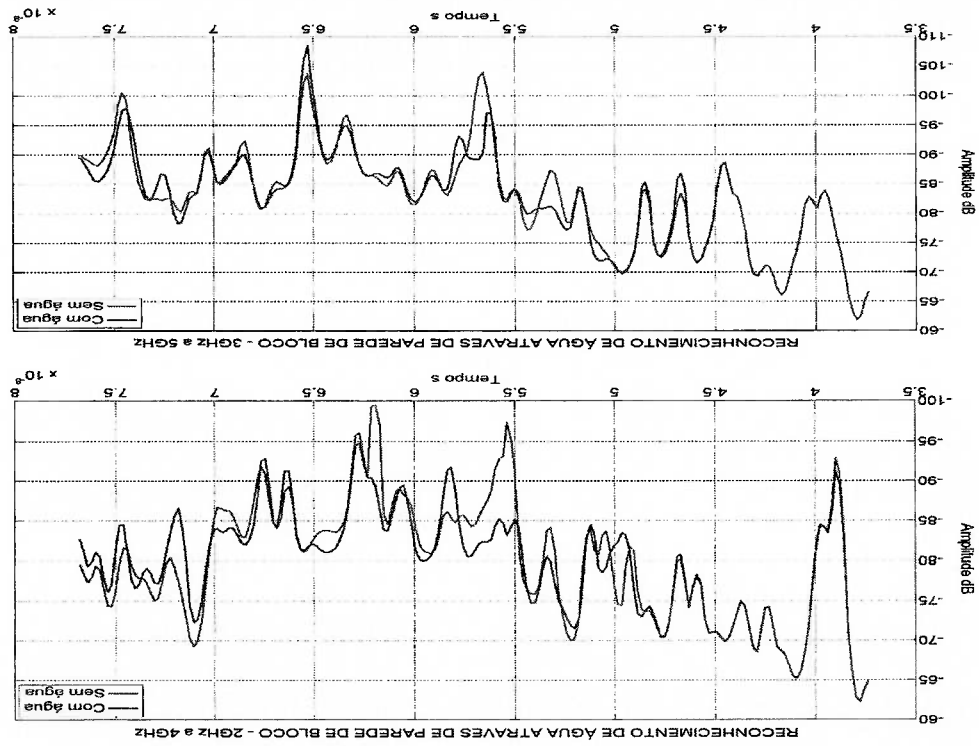


Figura 4.27 – Comparativo da assinatura do laboratório com o sinal recebido do alvo para as larguras de banda de 2 a 4 GHz, e 3 a 5 GHz.



Com testes realizados entre 2 a 5 GHz, percebeu-se que visualmente não foi possível a localização da água com frequências acima de 3GHz, pois o valor da assinatura é idêntico ao resultado recebido quando se tem o alvo. Desta forma, ao fazer a subtração simples entre estes dados para descobrir o alvo, praticamente tem como final um resultado nulo. Mas na faixa de 2 a 4GHz, é possível ainda perceber no intervalo de tempo entre 45 ns a 50 ns o reconhecimento do alvo com uma atenuação de -74,4dB. Isto ocorre porque a largura da banda inicializada em 2GHz tem uma razoável penetração.

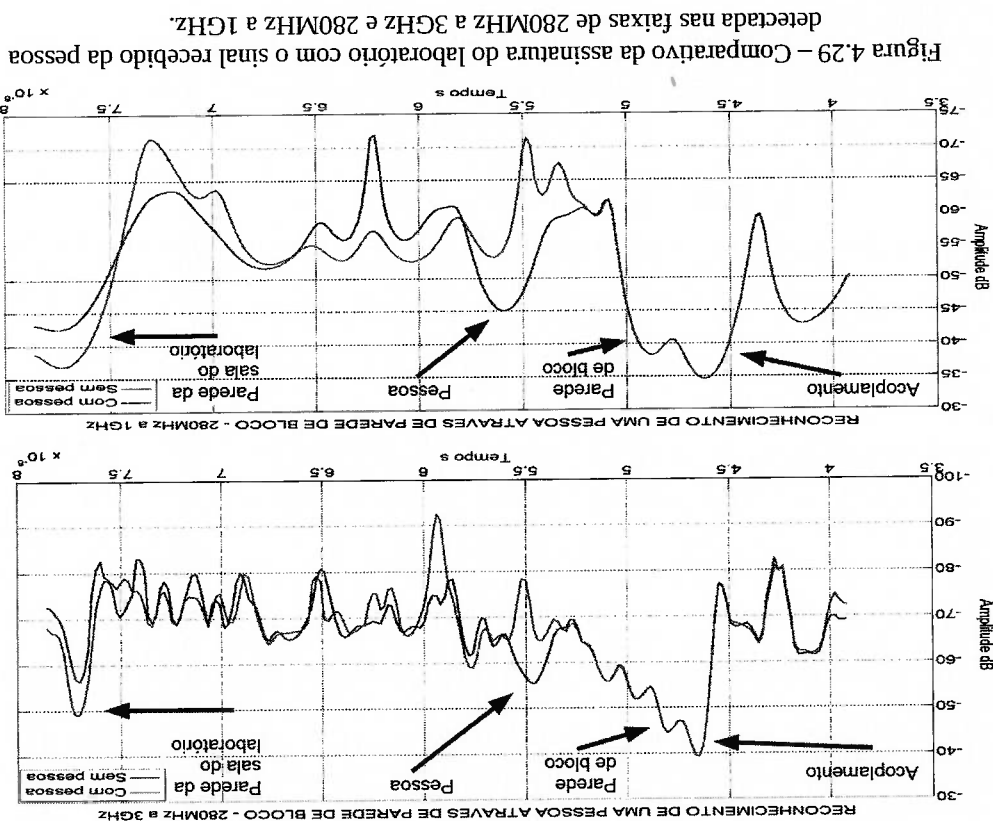
4.4.2 Localização de pessoas através de parede de blocos

Para larguras de banda de 720 MHz e 2,7 GHz com as respectivas frequências centrais de 360 MHz, e 1,35 GHz, ocorreu a localização da pessoa através de uma parede de blocos. Para larguras de banda acima destes valores, constatou uma forte atenuação no sinal e o não reconhecimento. As características de potência de retorno e resolução mantiveram na detecção da pessoa (figura 4.29). Para a largura de banda de 280 MHz a 3 GHz, obteve-se maior resolução e pouca potência de retorno do alvo. Já para a largura de banda de 280 MHz a 1 GHz, a resolução diminuiu, mas a potência de retorno aumentou. A potência que retorna é um fator muito importante neste processo para o reconhecimento do alvo, pois para a faixa de 280 MHz a 3 GHz foi obtida uma atenuação de -55,4 dB, e ao diminuir a largura de banda, o resultado alterou para -45 dB, o que forneceu um aumento de 10,4 dB, sendo este um valor considerável.

4.5.1 – Método da localização do alvo pela assinatura

Ensaios realizados com areia tiveram como propósito quantificar o retorno de sinal neste meio e localizar um alvo. Foi feito um cenário composto de uma caixa de madeira para o armazenamento da areia, duas antenas posicionadas acima desta caixa para a emissão direta do pulso, e abaixo desta caixa criou um espaço para colocar os devidos alvos para a localização. Estes alvos são uma chapa de cobre, um recipiente com água e uma pessoa. O detalhamento deste cenário encontra-se na figura 3.13.

4.5 LOCALIZAÇÃO DE ALVOS ATRAVÉS DO SOLO



4.5.1 – Método da localização do alvo pela assinatura

Ao aplicar um sinal UWB em um cenário onde existem outros objetos ao redor do alvo a ser descoberto, ocorrerá uma desorganização chamada de *clutter*. Este efeito se dá pela reflexão destes outros objetos. Para a eliminação do *clutter*, os radares GPR utilizam uma assinatura para que seja possível o reconhecimento do alvo.

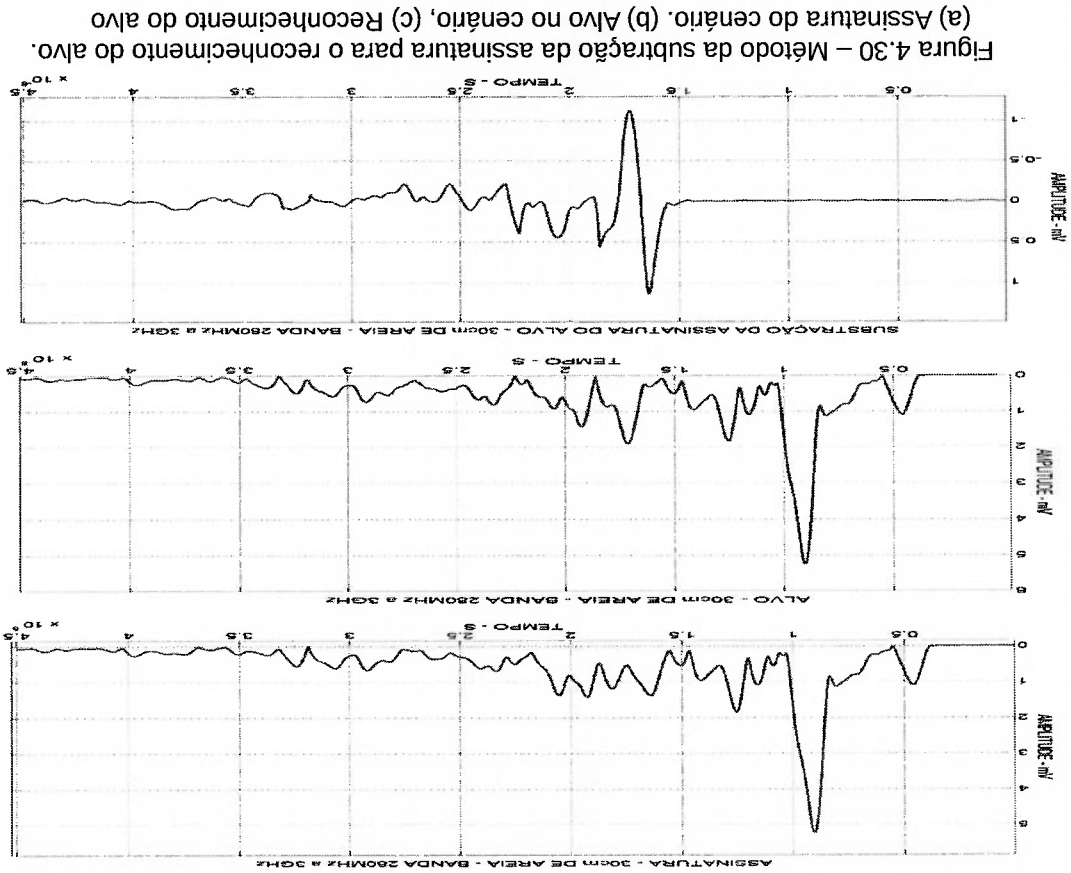
O método da localização de um alvo por meio de uma assinatura neste trabalho consiste em reconhecer antecipadamente o local antes de ter o alvo. Com as informações deste ambiente, o alvo é colocado e um novo reconhecimento é feito. Com as duas informações, um processo de subtração é feito e o alvo é localizado.

A assinatura é importante no processo de localização. Sem ela, e ao enviar um sinal eletromagnético para um meio, este retorna com a informação desejada e com outras que não tem interesse, gerando assim uma desorganização. Esta desorganização é prejudicial, pois ela não permite a localização do alvo. Somente com a assinatura torna-se viável o processo.

A figura 4.30 ilustra o método da localização de um alvo com o uso da assinatura. Foi utilizado um VNA ajustado para uma largura de banda de 280 MHz a 3 GHz com uma potência de 10 dBm. A assinatura do local (figura 3.13) foi retirada como mostra o primeiro gráfico (figura 4.30 a).

Em seguida, foi adicionado o alvo, sendo este um recipiente com água, por debaixo de 30 cm de areia. Novamente foi enviado o sinal pelo VNA e recolhida a informação do local como mostra o segundo gráfico (figura 4.30 b). Ao fazer a subtração dos resultados do primeiro gráfico com o segundo, foi obtida a localização do alvo, ilustrado no terceiro gráfico (figura 4.30 c). Este método é importante porque ao analisar os dois primeiros gráficos por simples inspeção visual, não se percebe a existência do alvo.

Ao enviar o sinal ao meio, múltiplas reflexões ocorreram. A figura 4.30 mostra um pico máximo de 5 mV nos dois primeiros gráficos, que é a primeira reflexão no solo. As demais reflexões, após dos 10 ns são o alvo e as reflexões diversas do meio. Estas reflexões diversas fazem com que o alvo fique "transparente" e não reconhecido.



(fig. 4.30 c) ilustra que ainda é possível ter um resíduo deste *clutter*. Sua remoção não é totalmente retirada devido a inserção do alvo. Com o alvo no cenário, ele promove novas reflexões que antes não existiam, e assim, gera o resíduo do *clutter* visto após o processo de uso da assinatura.

4.5.2 – As assinaturas em diversas bandas

Para obter a assinatura do cenário de teste (figura 3.13), um VNA foi ajustado com uma potência de 10 dBm de saída para três bandas: 280 MHz a 1 GHz, 280 MHz a 2 GHz e 280 MHz a 3 GHz. Com duas antenas, estes sinais foram enviados para uma superfície com areia sem a presença do alvo. A quantidade de areia foi aumentada a cada 10 cm, finalizando em 30 cm. Este procedimento foi repetido para as três bandas. (figura 4.31).

O pico de maior intensidade registrado aos 10 ns visto em todas as figuras informam a primeira reflexão da camada de areia. Para os demais pulsos menores, são as múltiplas reflexões que ocorrem na região do cenário entre o fundo da caixa até o solo. Ao acrescentar 10 cm de areia até alcançar os 30 cm, pouca variação ocorre na amplitude e no tempo da primeira reflexão.

4.5.3 – Características da largura de banda mediante profundidade na localização de um alvo

Testes foram realizados no cenário (figura 3.13) para localizar uma lâmina metálica. Estes têm por finalidade analisar a melhor largura de banda a ser utilizada mediante a profundidade em que o alvo é enterrado.

Uma lâmina de cobre com dimensões de 44 cm x 30 cm foi utilizada como alvo. Esta foi posicionada abaixo da caixa de areia, e em cima da mesa de madeira,

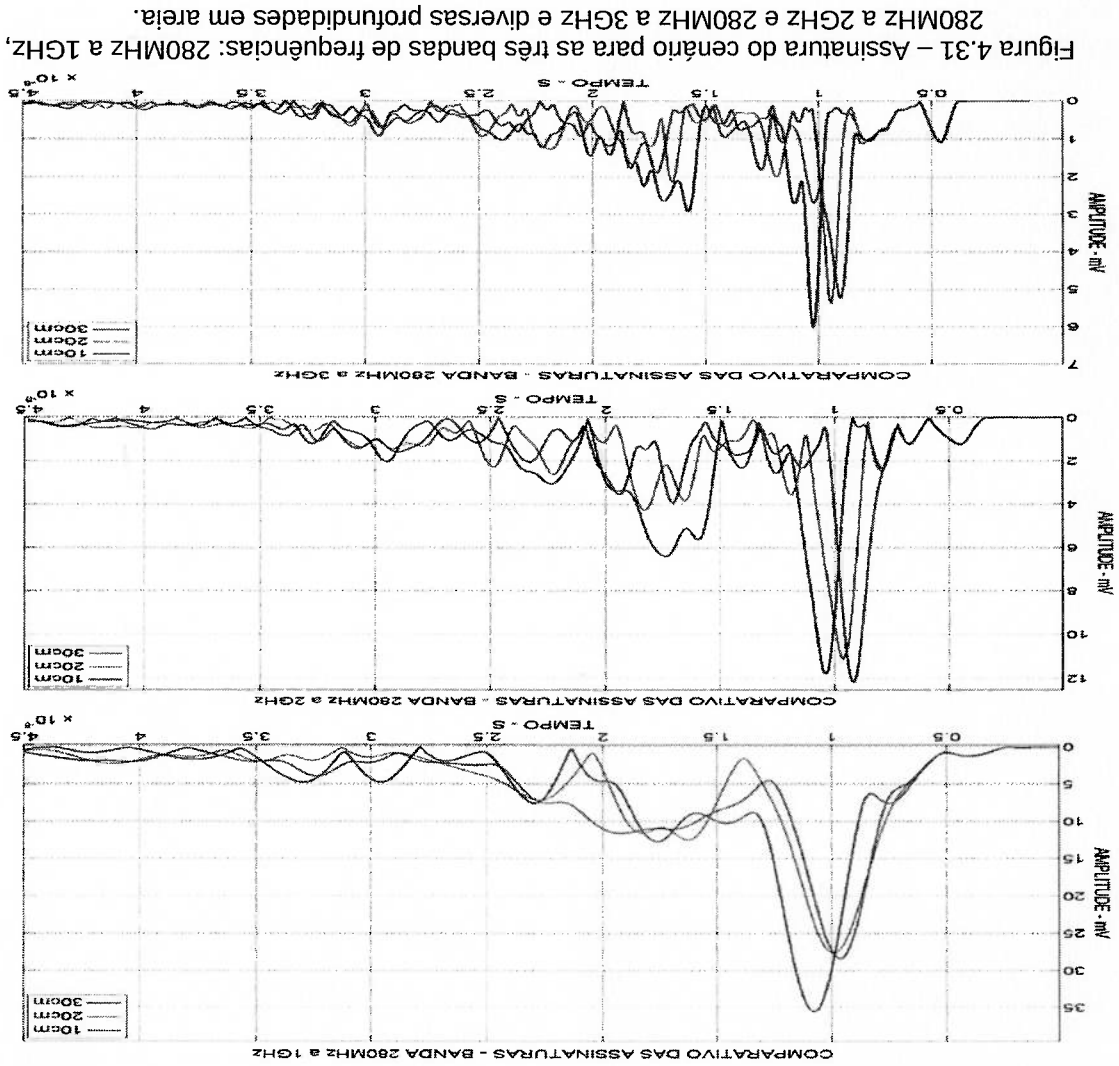


Figura 4.31 – Assinatura do cenário para as três bandas de frequências: 280MHz a 1GHz, 280MHz a 2GHz e 280MHz a 3GHz e diversas profundidades em areia.

com uma distância do solo de 28 cm, e com uma distância de 72 cm entre o fundo da caixa e a lâmina. Com um VNA ajustado com uma potência de 10 dBm, foram testadas as três bandas: 280 MHz a 1 GHz, 280 MHz a 2 GHz e 280 MHz a 3 GHz. Em seguida foram adicionadas camadas de 10 cm de areia até chegar aos 30 cm, e em seguida a localização do alvo.

Os resultados obtidos podem ser vistos na figura 4.32. Após o processo da subtração da assinatura, observa-se uma maior amplitude, sendo o alvo e as demais os resíduos do clutter.

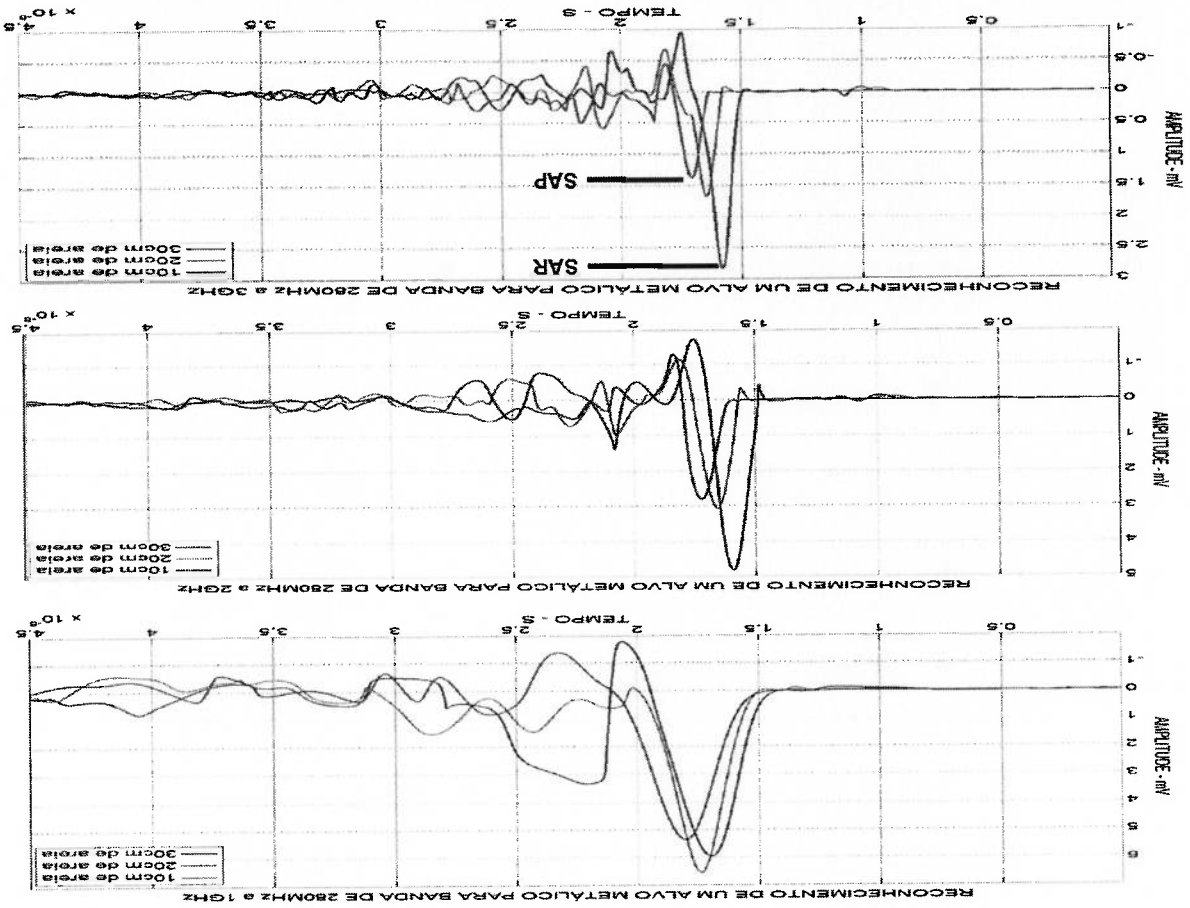


Figura 4.32 – Reconhecimento de um alvo após a subtração da assinatura em diversas larguras de bandas e profundidade com areia.

Para analisar o efeito de penetração do sinal na areia, foi feita a razão do maior sinal recebido (SAR) pelo menor (SAP), mediante a adição de areia. Portanto, os valores adquiridos para o cálculo foram para profundidade de 10 cm e 30 cm de areia. Assim sendo, quanto maior for o valor da razão (R_{po}), os efeitos da atenuação serão maiores.

$$R_{po} = \frac{SAR}{SAP}$$

Onde:

R_{po} = Razão do sinal recebido em relação à profundidade do objeto

SAR = Sinal recebido do alvo colocado – raso

SAP = Sinal recebido do alvo colocado – profundo

Com o resultado do reconhecimento do alvo (figura 4.32 a), para frequências mais baixas (280 MHz a 1 GHz) ocorre maior penetração. Isto se dá pela pouca variação em sua amplitude (SAR = 6,54 mV e SAP = 5,36 mV), dando uma razão de $R_{po} = 1,22$. Mas também o resíduo do *clutter* recebido é alto (3,35 mV).

A faixa de frequência de 280 MHz a 2 GHz, o valor do sinal refletido no alvo alcançou em seu máximo SAR = 4,84 mV para 10 cm de areia e SAP = 2,82 mV para 30 cm de areia (figura 4.32 b). Resulta uma razão de $R_{po} = 1,71$ que informa uma maior atenuação para esta banda. Já o resíduo de *clutter* obtido é mais reduzido com 1,4 mV.

Os resultados da banda de 280 MHz a 3 GHz mostraram um retorno de sinal de SAR = 2,83 mV para 10 cm de areia e SAP = 1,37 mV para 30 cm de areia. Nota-se para esta faixa a maior atenuação, pois a razão registrou $R_{po} = 2,06$. Referente ao resíduo de *clutter* também reduz, e registrou 0,584 mV (figura 4.32 c).

Ao observar os resultados da atenuação do sinal mediante a profundidade do alvo na areia, foi observado que o resíduo do *clutter* também atenuava. Para analisar melhor este efeito e comparar com as outras larguras de banda, neste caso em particular, foi feita a razão do pico máximo RA (alvo) que se encontra entre 15 a 20 ns, pelo pico máximo RC (resíduo de *clutter*) acima dos 20 ns, (figura 4.33).

Com este método, foi observado na banda de 280 MHz a 1 GHz, que ocorre um bom nível de reflexão do alvo, mas em compensação, a eliminação do *clutter* pela subtração da assinatura deixa resíduos com valores altos. Em específico para 30 cm de profundidade foi obtido um $R_{AC} = 1,6$.

Ao aplicar este método para a banda de 280 MHz a 2 GHz, o resultado da razão da reflexão do alvo com o resíduo do *clutter* aumentou para $R_{AC} = 2,0$. Ao analisar os resultados obtidos para a banda de 280 MHz a 3 GHz, a razão da reflexão registrou $R_{AC} = 2,3$.

Para o processamento de sinais utilizando este método, é importante o resultado do alvo estar maior que o resíduo do *clutter*, e o melhor desempenho ficou



Onde:

R_{AC} = Razão da reflexão do alvo com o resíduo do *clutter*

RA = Reflexão do Alvo

RC = Resíduo do *clutter*

$$R_{AC} = \frac{RA}{RC}$$

para a largura de banda de 280 MHz a 3 GHz. A penetração é um fator importante, mas não é viável a localização com um nível de *clutter* muito alto, pois não seria possível a localização.

A tabela 4.10 mostra com maiores detalhes os valores obtidos da razão da reflexão do alvo com o resíduo do *clutter* (R_{AC}).

Tabela 4.10 – Comparativo dos resultados obtidos da razão da reflexão do alvo com o resíduo do *clutter* para um alvo metálico.

	280 MHz a 1 GHz	280 MHz a 2 GHz	280 MHz a 3 GHz
Profundidade	Metal - R_{AC}	Metal - R_{AC}	Metal - R_{AC}
10 cm de areia	1,7	3,4	4,8
20 cm de areia	1,9	2,2	2,8
30 cm de areia	1,6	2,0	2,3

As características da antena também são fatores que contribuem para estes resultados. A antena corneta projetada neste trabalho gera um diagrama de radiação (figura 4.11) com lóbulos mais abertos, o que ocasiona um nível de *clutter* maior. No caso de frequências mais altas, o lóbulo torna-se mais estreito, e com isso, faz com que a energia canalize mais para o alvo, tendo assim um maior retorno e pouco resíduo de *clutter*. O ganho da antena (tabela 4.4) para baixas frequências é menor comparado com as altas. Desta maneira, também é um fator para a melhor recepção das altas frequências que deixa em maior evidência o alvo em relação ao resíduo do *clutter*.

Testes realizados para a localização de um recipiente com água e o corpo humano tiveram o propósito de conhecer o comportamento da recepção do sinal. A tabela 4.11 informa um comparativo entre a água e pessoa mediante largura de banda e profundidade.

A proposta da construção da rede de antenas é proporcionar uma maior penetração do sinal UWB em uma parede ou na areia para o reconhecimento de

4.6 REDE DE ANTENAS

Após vários ensaios de localização com diversos alvos, e ao utilizar o método da assinatura e o cálculo da razão da reflexão do alvo com o resíduo do *clutter* (R_{AC}), para este caso em particular, mostrou que a largura de banda de 280 MHz a 3 GHz é mais eficiente para a localização dos alvos ao utilizar as antenas corneta.

resultados na tabela 4.11. método da assinatura, a relação R_{AC} o deixa bem evidente como mostra os corpo humano e a quantidade da mesma que o atravessa. Mas com a utilização do alvos, e com isto, o retorno é mais dispersivo. A absorção da energia recebida pelo uniformidade do corpo, pois não tem o formato plano comparado com os outros os outros alvos, este tem a maior atenuação. Os motivos para este efeito são: a não Ensaios foram feitos para a localização do corpo humano. Comparados com profundidade se mantêm.

parte da energia enviada. Mas as características de atenuação do sinal em relação à quantidade de *clutter* é produzida. Este efeito ocorre porque a água absorve uma ocorre por causa da pouca reflexão que o alvo gera e com isto uma menor Os resultados obtidos foram maiores comparados com a lâmina de metal. Isto

	280 MHz a 1 GHz		280 MHz a 2 GHz		280 MHz a 3 GHz	
Profundidade	R_{AC} Água	R_{AC} Pessoa	R_{AC} Água	R_{AC} Pessoa	R_{AC} Água	R_{AC} Pessoa
10 cm de areia	3,5	2,4	5,6	3,6	7,0	5,0
20 cm de areia	3,4	0,7	3,4	1,5	4,8	3,2
30 cm de areia	1,6	0,6	1,1	1,4	2,5	1,8

Tabela 4.11 – Comparativo dos resultados obtidos da razão da reflexão do alvo com o resíduo do *clutter* para os alvos água e pessoa

A disposição e a simetria da rede são importantes, pois o posicionamento das antenas pode promover uma defasagem do sinal enviado ou recebido, dependendo da situação. Nesta condição, a rede de antenas perde o seu desempenho, e desta forma, toda a estrutura pode se comportar como se fosse um único par de antenas transmissora e receptora, ou ainda, ter um desempenho menor ainda.

A melhor disposição das antenas da rede é uma configuração compacta, formada por cinco antenas. A meta era conseguir que cada sinal produzido individualmente pelas antenas transmissora chegasse ao mesmo tempo na

4.6.2 A simetria da rede

Nesta simulação foi colocada uma parede de areia e logo em seguida uma lâmina de água, e por final, outra parede de areia (figura 3.15).

As simulações identificaram que a posição da antena pode ser um elemento importante no processo da recepção dos sinais. A simetria da posição das antenas é fator fundamental, pois foi observado nos resultados que o sinal de retorno pode chegar fora de fase, e desta maneira, produzir um cancelamento parcial do sinal de chegada. E por consequência, a perda da eficiência da recepção do sinal desejado.

4.6.1 Simulação do reconhecimento do alvo água

Foi criado um cenário de simulação em que foi colocada uma antena como transmissora e quatro antenas como receptoras. Desta maneira, a disposição destas antenas fez com que o sinal recebido conseguisse chegar ao mesmo tempo e com a mesma fase. E assim, o sinal recebido pelas quatro antenas foram somados e produzindo um melhor resultado, comparado com uma simples antena receptora e outra transmissora.

receptora, produzindo assim a somatória dos sinais. Com isso, a sensibilidade da rede será superior, comparada com a simples disposição de duas antenas convencionais.

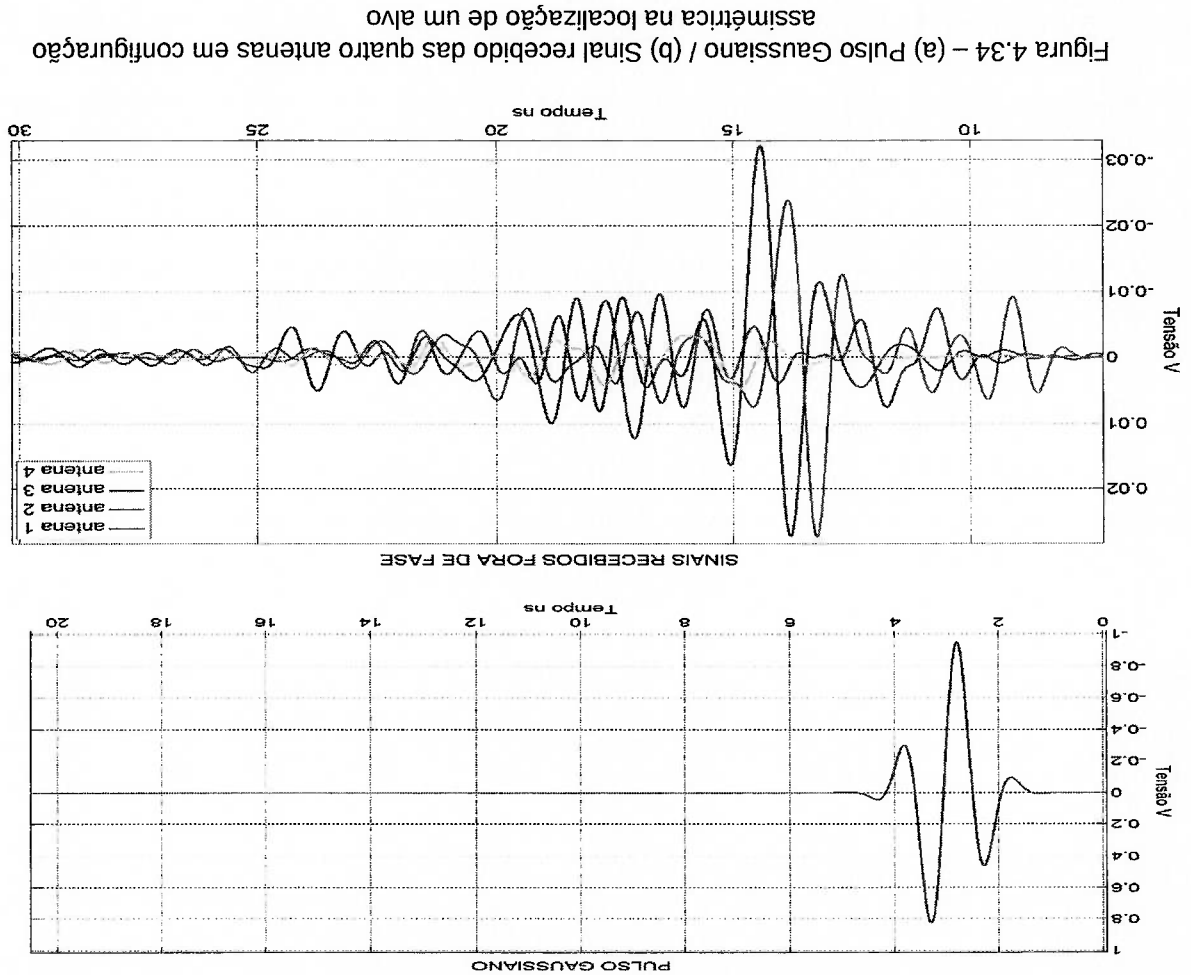
O processo de simulação pelo CST foi de investigar quais são os resultados obtidos quando a fonte de transmissão é colocada em um ponto fora a simetria, e comparar com o resultado de duas antenas, e também quando este ponto é disposto na posição ideal. Com base no princípio da reciprocidade, onde as propriedades de uma antena receptora são as mesmas para a transmissora, simulações foram realizadas. A transmissão de um pulso promovido por uma antena, e sendo este capturado por quatro antenas. Logo em seguida, com o auxílio do *software* Matlab, foi feita uma somatória do sinal recebido em cada antena. Assim, desta forma, conseguiu-se perceber a somatória e os problemas que a posição das antenas pode promover devido o recebimento do sinal fora de fase na rede.

A disposição das antenas para promover a rede é importante para o tamanho final do conjunto. A disposição pode gerar problemas de acoplamento que existem entre elas com mais intensidade nas frequências baixas. A separação das antenas atenua o acoplamento, mas pode criar um sistema inviável e muito grande, pois o ideal é deixá-las o mais próximo possível para a rede ser compacta. Simulações também foram feitas para uma melhor localização onde todos os sinais consigam chegar em mesma fase para o máximo desempenho.

4.6.3 Disposição das antenas na rede

Foi feita a simulação da recepção de um sinal enviado por uma antena, e recebido pela rede de antenas. A disposição pode ser vista na figura 3.15 e melhores detalhes nas figuras 4.36, 4.38 e 4.41. Foi feito a transmissão de um pulso Gaussiano de 5 ns, com uma amplitude de 1,8 Vpp (figura 4.34a) pela primeira antena no canto superior esquerdo da rede, e a reflexão foi recebida pelas demais. Desta maneira, observou que o retorno do sinal ocorreu com problemas de fase (figura 4.34b). Como pode ser visto nesta figura, a somatória resultante destes quatro sinais promoverá um baixo rendimento desta rede.

Com os dados da simulação, foi executada a somatória dos sinais recebidos em cada uma das quatro antenas existentes na rede, e o resultado chegou ao comportamento de como se fosse um sistema simples com duas antenas transmissora e receptora. O gráfico da figura 4.35 tem o registro deste efeito.



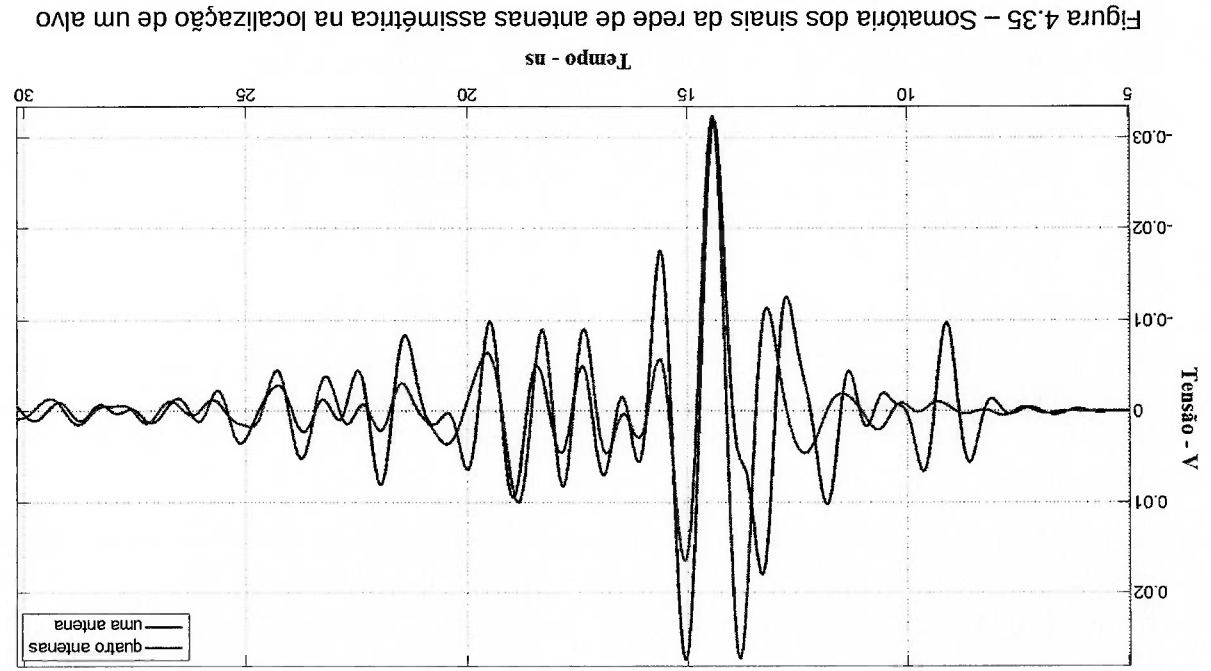


Figura 4.35 – Somatória dos sinais da rede de antenas assimétrica na localização de um alvo

A mesma simulação foi feita com cinco antenas dispostas simetricamente como visto na figura 4.36. Na simulação, uma antena ficou sendo a transmissora, enquanto as demais ficaram como as receptoras, a qual encontra-se no centro da rede, enquanto as demais ficaram como as receptoras dispostas ao seu redor. Os terras das antenas receptoras ficaram em comum, enquanto o positivo ficou orientado para borda externa da rede.

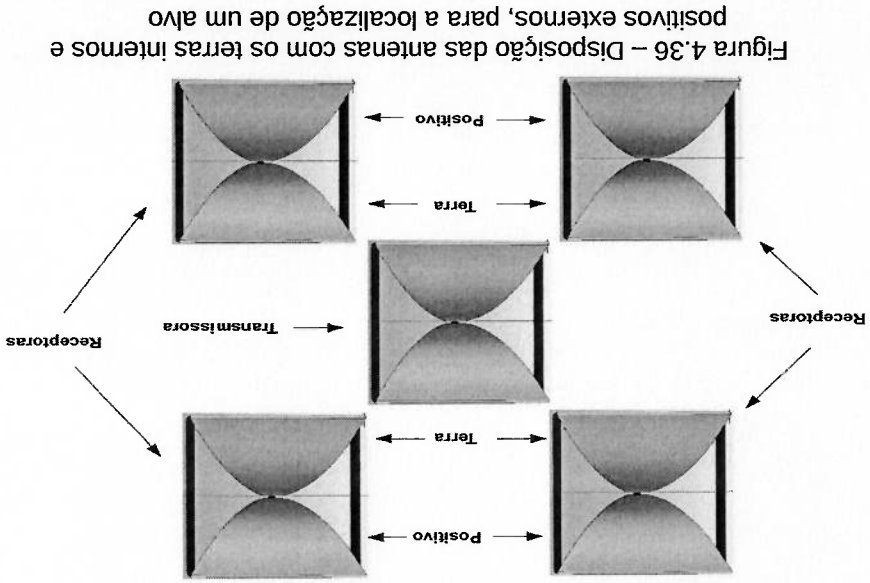


Figura 4.36 – Disposição das antenas com os terras internos e positivos externos, para a localização de um alvo

Ao fazer a somatória dos sinais recebidos das quatro antenas, o desempenho da rede ficou menor comparado a de uma antena simples antena. Assim, esta rede de antenas nesta configuração promoveu uma baixa sensibilidade, o que torna inviável para aplicação em radar. Para ilustrar este fato, a figura 4.37 mostra o resultado da simulação do recebimento do sinal de uma antena sendo comparado com o recebimento da somatória das quatro antenas.

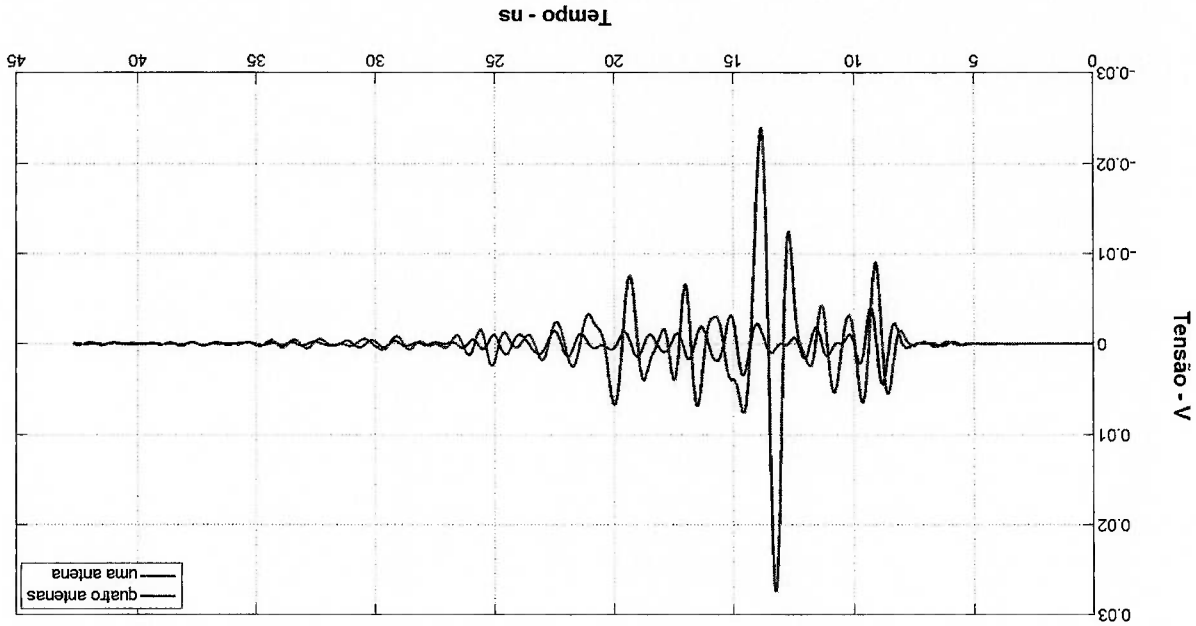
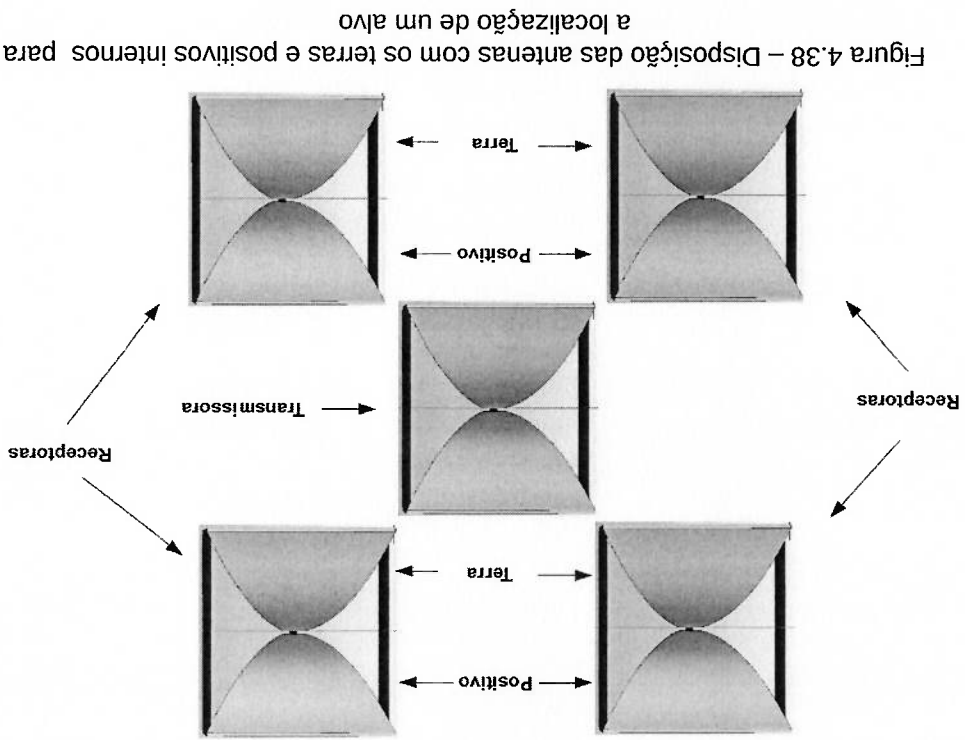


Figura 4.37 – A figura mostra o reconhecimento do alvo com uma única antena, sendo comparado com uma rede de quatro antenas utilizando a configuração dos negativos em comum.

Uma nova proposta no posicionamento das antenas, (figura 4.38), em que foi somente trocada a posição das antenas receptoras. O positivo ficou próximo do terra no centro da estrutura. Na parte superior da rede ficou a face positiva de duas antenas. Já para a parte inferior da rede, a face terra das outras duas antenas foram dispostas. Para a antena transmissora, que está posicionada no centro da rede de antenas, não foi alterada.

Os resultados foram bem melhores no que se refere ao recebimento do sinal refletido na coluna de água, pois todos eles chegaram no mesmo instante, e com isto ocorreu uma soma natural, que alcançou uma melhor sensibilidade no reconhecimento do objeto, (figura 4.39).



Este aumento da sensibilidade do reconhecimento do objeto ocorre por conta da somatória natural do sinal que retorna para as antenas na mesma fase, fazendo assim uma amplificação natural, o que não é possível somente com uma única antena transmissora e outra receptora. O resultado (figura 4.40) mostra o sinal refletido de um alvo recebido por uma antena, que foi comparado com a recepção da rede formada pelas quatro antenas no mesmo cenário.

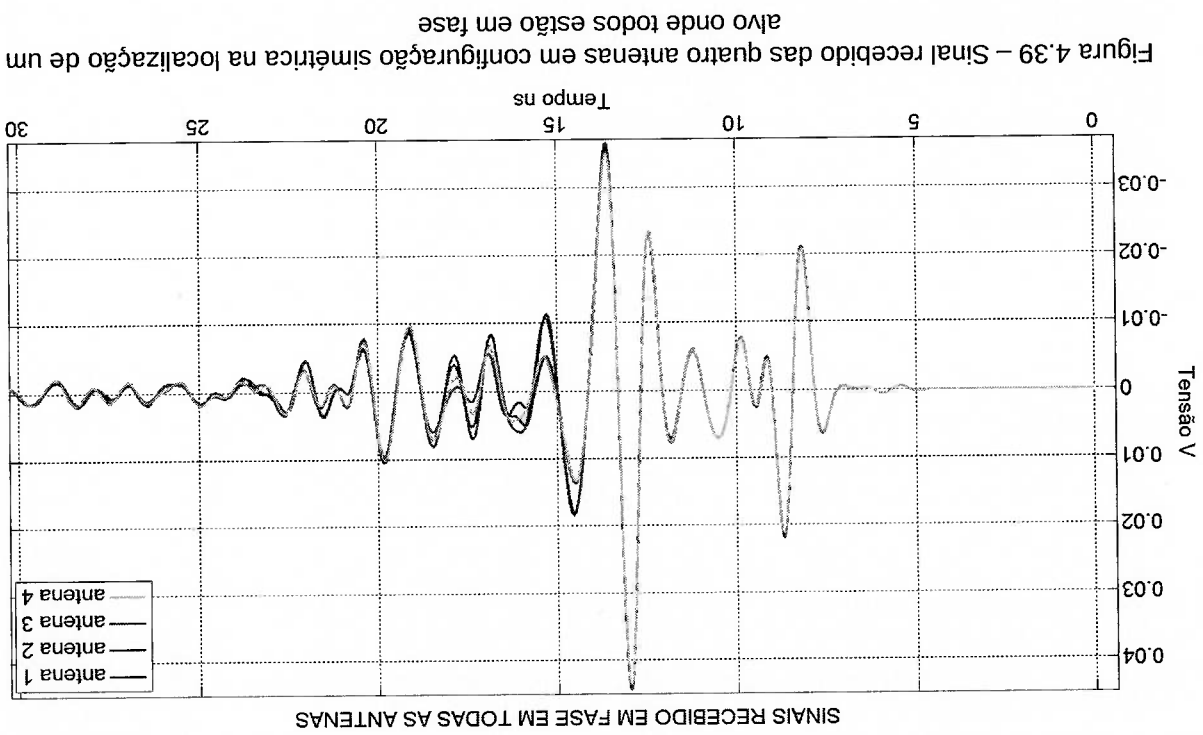
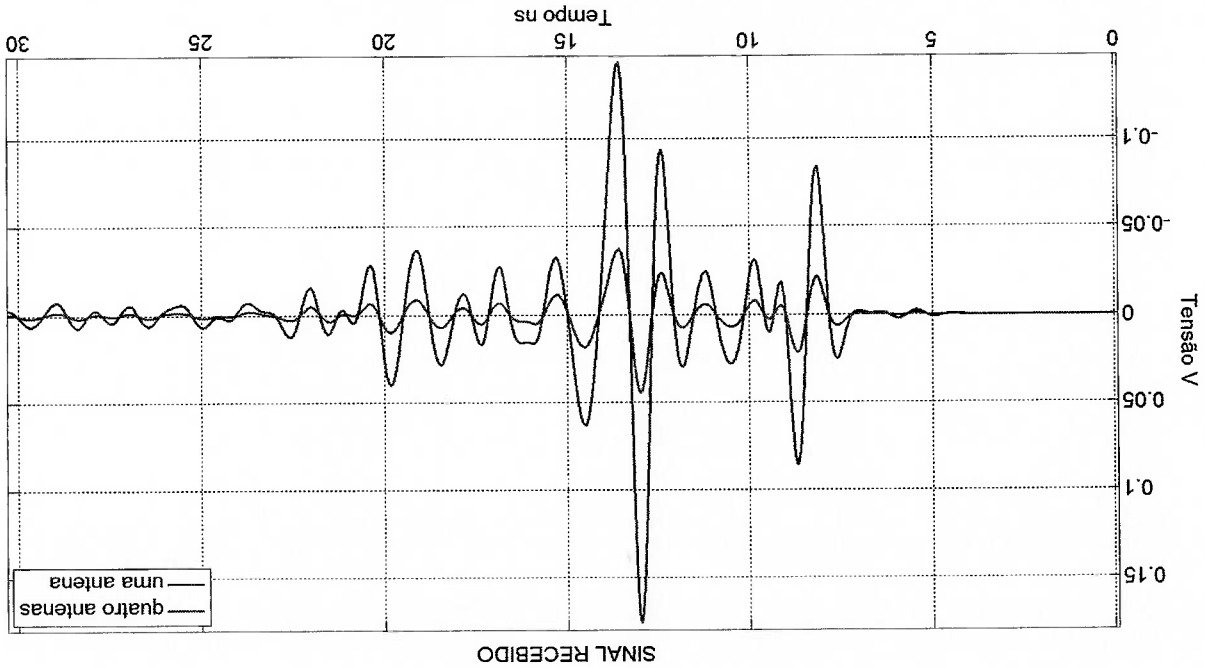


Figura 4.40 – Somatória dos sinais da rede de antenas simétrica na localização de um alvo sendo comparado com o recebimento de uma única antena.



Uma nova posição na rede de antenas, que as deixou mais próximas, apresenta a vantagem de estarem juntas, reduzindo o espaço entre elas. Também foram mantida as posições corretas, com a alternância entre o positivo e o terra (figura 4.41).

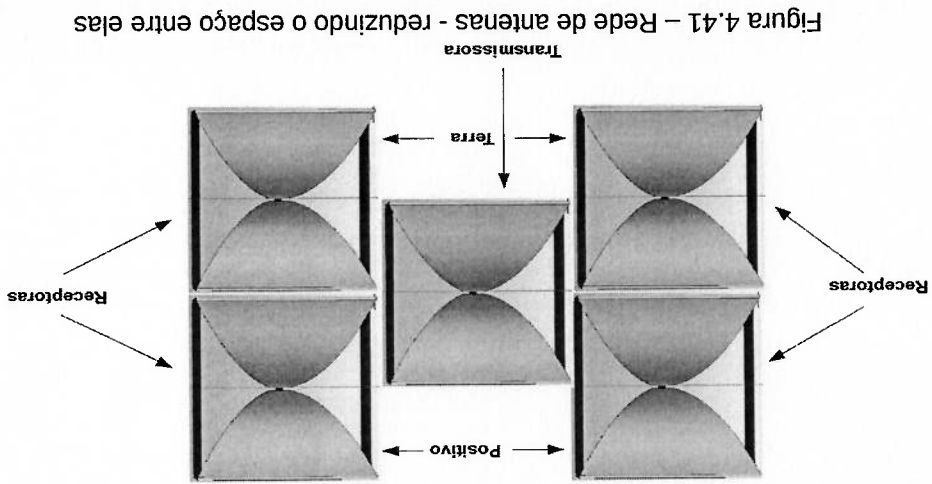


Figura 4.41 – Rede de antenas - reduzindo o espaço entre elas

resultados obtidos pelas simulações no CST, os sinais conseguem chegar ao mesmo tempo para as quatro antenas receptoras, e com isto, a somatória destas promove uma amplificação do sinal recebido. Fazendo um comparativo do sinal recebido por uma antena, e com quatro antenas, nesta configuração mais compacta, observa-se eficiente na figura 4.42.

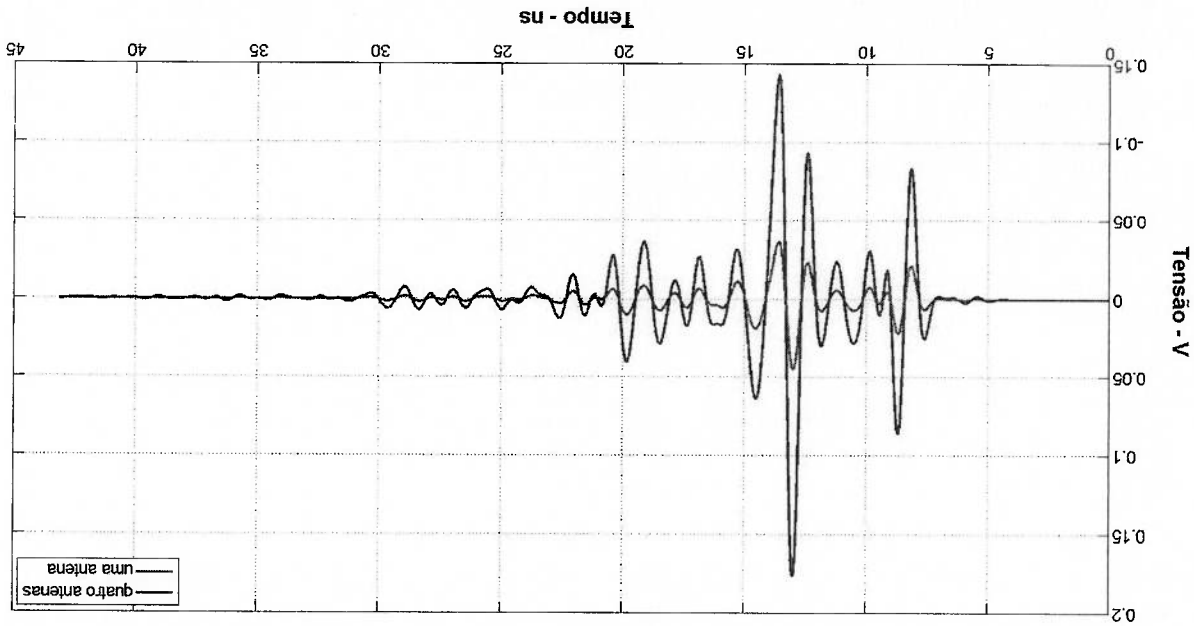


Figura 4.42 – Somatória dos sinais da rede de antenas simétrica compacta na localização de um alvo sendo comparado com o recebimento de uma única antena.

Ao término de uma sequência de simulações, foi possível chegar a dois tipos de redes possíveis para testes experimentais, o qual mostram bons resultados para a localização dos alvos soterrados na areia. A própria amplificação natural feita pela somatória das antenas, mediante a posição correta, auxilia muito neste processo. Na figura 4.43, observa-se a disposição real das antenas para a última simulação feita.

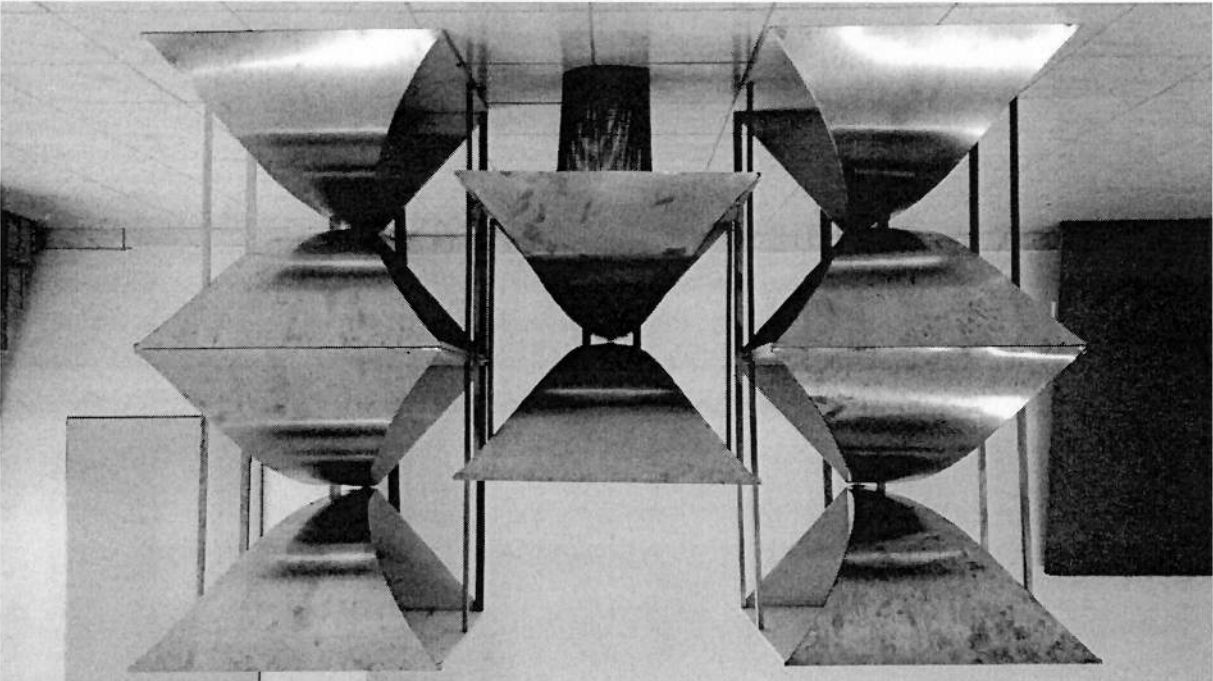
Feita a conexão da rede de antenas com o circuito, novos ensaios foram promovidos para analisar o comportamento da localização de um objeto, sendo estes uma placa metálica e uma pessoa. Também foram feitos testes para o reconhecimento de alcance e a somatória dos pulsos enviados. Para isto, vários cenários de testes foram propostos no qual o circuito com os quatro canais foram conectados à rede, e uma das antenas ficou sendo usada como receptora e conectada ao osciloscópio Lecroy.

4.7.1 – Rede de antenas conectada ao circuito

Ensaio foram feitos com a rede de antenas em modo configuração ativa, sendo esta conectada por um circuito dedicado, desenvolvido pelo grupo do PAD LSI EPUSP (Anexo A). Quatro pulsos de curta duração foram enviados para as antenas transmissoras simultaneamente, e estes foram recebidos por uma antena receptora.

4.7 TESTES E MEDIÇÕES COM A REDE DE ANTENAS

Figura 4.43 - Rede de antenas corneta



Ao ativar a rede de antenas nesta primeira configuração, observou-se que o sinal enviado para a antena receptora produziu a sua somatória natural, sendo recebido um sinal de 45mV a uma distância de um metro da rede (figuras 3.16 e 3.17). O próximo procedimento foi analisar o recebimento do sinal ao ativar somente uma única antena. E o resultado foi um sinal bem menor, como esperado. A análise da forma do pulso é também considerada importante, pois caso os pulsos chegassem em tempos diferentes, ocorreria uma deformação durante a somatória. Para isto, o circuito foi projetado cuidadosamente para que o gerador de clock enviasse os pulsos simultaneamente.

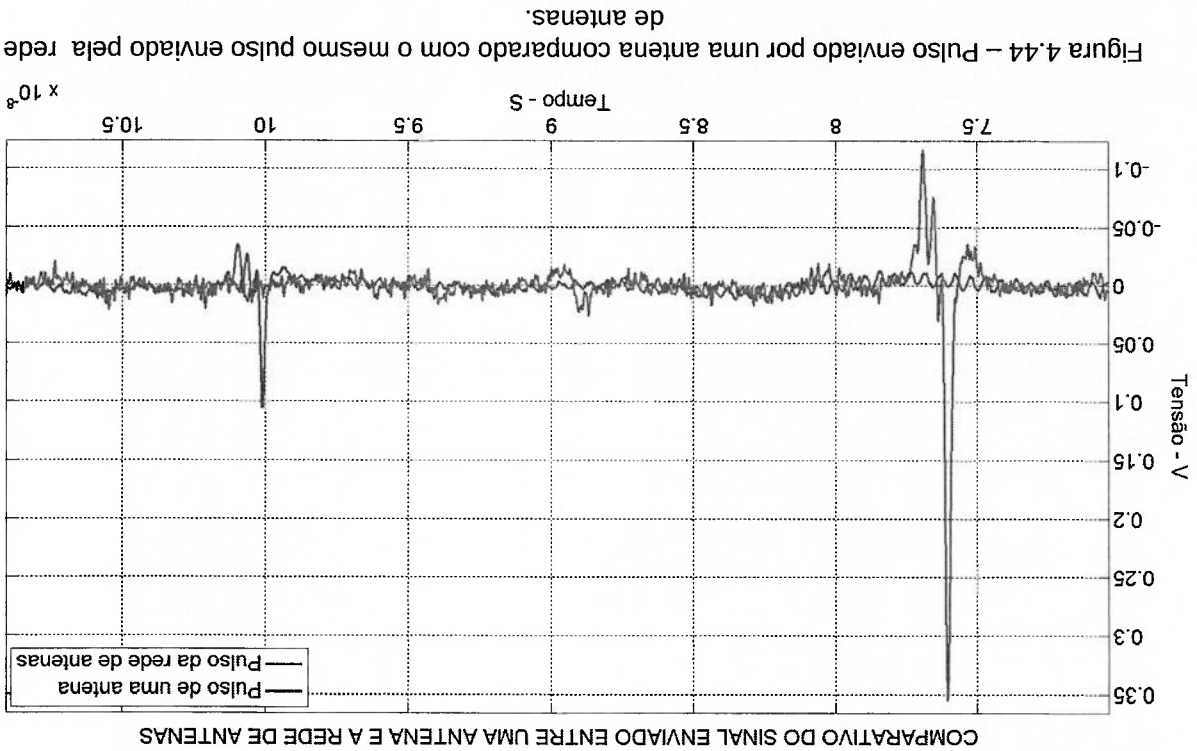
Mas, referente a este efeito de atraso, o cabeamento entre o circuito e as antenas pode causar o atraso devido às características dos cabos, conectores e, principalmente o tamanho. Assim sendo, foram construídos quatro cabos idênticos de 1,5m com terminações SMA para a conexão das antenas transmissoras e um cabo de 3m de mesmas características para a antena receptora. A escolha do cabo maior para a receptora tem por finalidade fazer as devidas manobras de teste da rede de antena.

Durante a investigação do comportamento da rede de antenas, foi notado com a antena de testes um lóbulo grande e de posição central gerado pelas quatro antenas transmissoras. O procedimento realizado foi fazer uma varredura com a antena a uma distância de 1 m da rede, e posicionada em relação ao solo a 1,1 m, em que a antena de teste foi deslocada da esquerda para a direita, e foi observado nas extremidades esquerda e direita da rede, o sinal recebido em baixa amplitude, e no centro da mesma, o aumento da intensidade do sinal.

4.7.2 – Disposição das antenas

As quatro antenas transmissoras foram dispostas em pares e separadas a uma distância de 60 cm, e a receptora foi colocada na frente com uma distância de 1 metro (figura 3.18). Após este ensaio, as antenas foram colocadas juntas (figura 3.17) para poder observar o comportamento da intensidade de sinal.

Neste cenário, o resultado obtido foi a somatória natural dos pulsos enviados pelas quatro antenas. A forma do pulso recebido também não ocorreu deformação, sendo assim, estes pulsos chegaram ao mesmo tempo na receptora. O mesmo procedimento foi feito com uma única antena transmissora e receptora, e o resultado obtido foi bem menor, comparado com a rede de antenas, (figura 4.44).



Desta forma, nota-se que o desempenho da rede de antenas é bem melhor quando comparado com uma antena de mesmo modelo. Testes realizados com uma antena transmissora, a uma distância de um metro com visada direta para a receptora, foi recebido 102mV de sinal. No mesmo ambiente foi utilizada a rede de antenas com a separação entre elas de 60 cm, e o resultado obtido foi de 355mV, e ao juntar as antenas, sem a separação dos 60 cm, o sinal recebido chegou a 455mV.

tensão recebida e a potência espectral geradas em um espaço aberto, que começaram com um metro e que chegou até três metros. Foram obtidos os resultados apresentados nas tabelas 4.12 e 4.13.

Tabela 4-12 – Resultados do sinal recebido em mV e sua potência espectral da rede de antenas mediante aumento da distância – separadas a 60cm

ANTENAS DISPOSTAS A 60 cm				
Distância (m)	Tensão (mV)	Espectro (MHz)	Pot. Min (dbm)	Pot. Max (dbm)
1,0	355	400 a 700	-45	-43
1,5	342	400 a 700	-45	-43
2,0	317	400 a 700	-46	-44
2,5	307	400 a 700	-47	-46
3,0	274	400 a 700	-49	-47

Tabela 4-13 – Resultados do sinal recebido em mV e sua potência espectral da rede de antenas mediante aumento da distância - juntas

ANTENAS DISPOSTAS JUNTAS				
Distância (m)	Tensão (mV)	Espectro (MHz)	Pot. Min (dbm)	Pot. Max (dbm)
1,0	455	400 a 700	-45	-43
1,5	393	400 a 700	-45	-43
2,0	381	400 a 700	-46	-44
2,5	349	400 a 700	-46	-44
3,0	298	400 a 700	-48	-46

4.7.3 – Localização de um alvo com a rede de antenas

Para a localização dos alvos, a antena receptora ficou no centro da rede de antenas e o alvo foi posicionado na frente (figura 3.20). Observou-se que, para o alvo metálico, o alcance de reconhecimento chegou até a três metros de distância em campo aberto. Outro fator foi o lóbulo formado, que se tornou grande, ampliando assim o campo de reconhecimento. Mas, mesmo com estas características, foi considerada a existência de um lóbulo principal de maior intensidade, que se

localizou no centro da rede e que perde um pouco a intensidade em suas laterais. Observou-se que ao colocar a antena receptora no centro da rede de antenas (figura 3.20), esta começou a receber o efeito do acoplamento entre elas, e também o alvo metálico. Com esta disposição simétrica entre as quatro transmissoras e a receptora no centro promoveu bons resultados na localização (figura 4.45).



Testes em localização de pessoa também foram realizados utilizando a rede de antenas. Uma pessoa foi posicionada na frente da rede a uma distância de um metro, e por reflexão ocorreu a localização (figura 4.46). O sinal refletido tornou-se bem mais fraco em comparação ao obtido pela lâmina de metal. Desta forma, ficou também comprometido o alcance na recepção. Para solucionar este tipo de problema, deve ser feito o circuito atual de tal maneira que a sua potência no espectro de 300 MHz a 3 GHz que atingiu -34 dBm, fosse aumentada para -3dBm, que promoveria melhores resultados.

4.8 DETECÇÃO DE SINAIS VITAIS

4.8.1 Reconhecimento da respiração

Foi registrada, pelo VNA no domínio do tempo, uma grande sensibilidade quando aumentada a largura de banda para as faixas acima de 4 GHz, por termos mais resolução. Como as antenas possuem capacidade de alcançar até 5 GHz, o VNA foi calibrado para uma faixa de frequência que inicializa a 3 GHz e finaliza a 5 GHz com 203 amostras. Estas duas antenas foram posicionadas em paralelo e uma pessoa ficou à frente delas a uma distância de 1 m sem obstáculo. Os resultados da respiração são visualizados na figura 4.47.

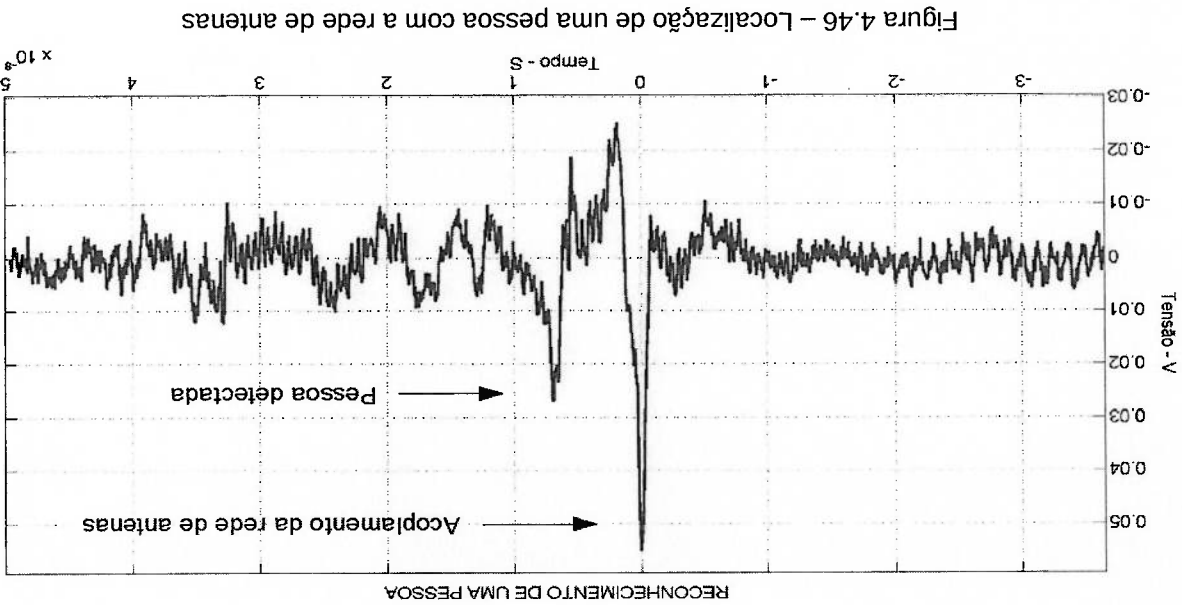


Figura 4.46 – Localização de uma pessoa com a rede de antenas

O coração humano é o órgão responsável pela circulação sanguínea do corpo. O seu movimento mecânico na presença de um sinal UWB promove uma deformação bem visível no domínio do tempo, através da utilização da transformada de Hilbert Huang foi possível o reconhecimento da frequência de batimento. Para o teste do algoritmo da transformada de Hilbert, analisada no anexo A, usou-se um sinal de áudio de um coração humano adquirido no site da Universidade de Michigan (UNIVERSITY OF MICHIGAN, 2012): o som do coração em sua biblioteca de áudio Murmur. O arquivo Single S1 S2 que foi tratado pelo Matlab para ser convertido em um vetor de 441.600 amostras para ser analisado pela transformada.

4.8.2 Reconhecimento da frequência do coração por um estetoscópio

Solicitado para que a pessoa respirasse, notou no sinal refletido que este promovia uma alteração na forma no domínio do tempo, enquanto que as outras reflexões produzidas na sala permaneciam sempre constantes. Quando utilizou frequências mais baixas que 3 GHz, este efeito de deslocamento começa a não ser perceptível ao olho humano durante a leitura do VNA. Nesta situação, a necessidade de se fazer um processamento de sinais torna-se necessário.

Figura 4.47 – Registro da respiração de uma pessoa capturado pelo VNA

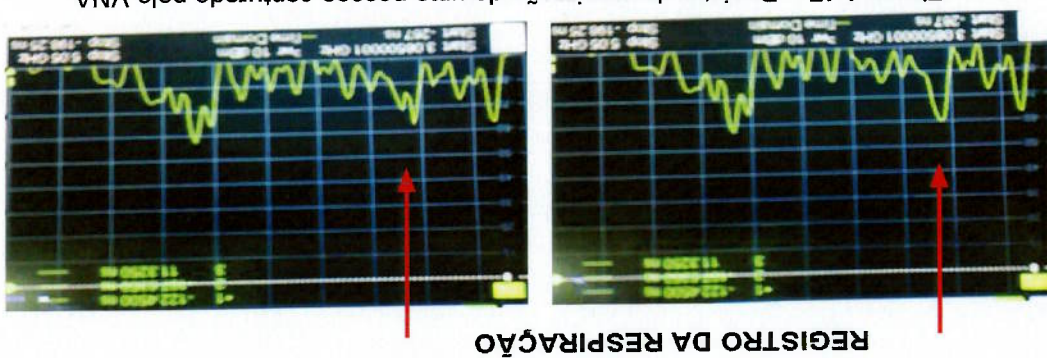
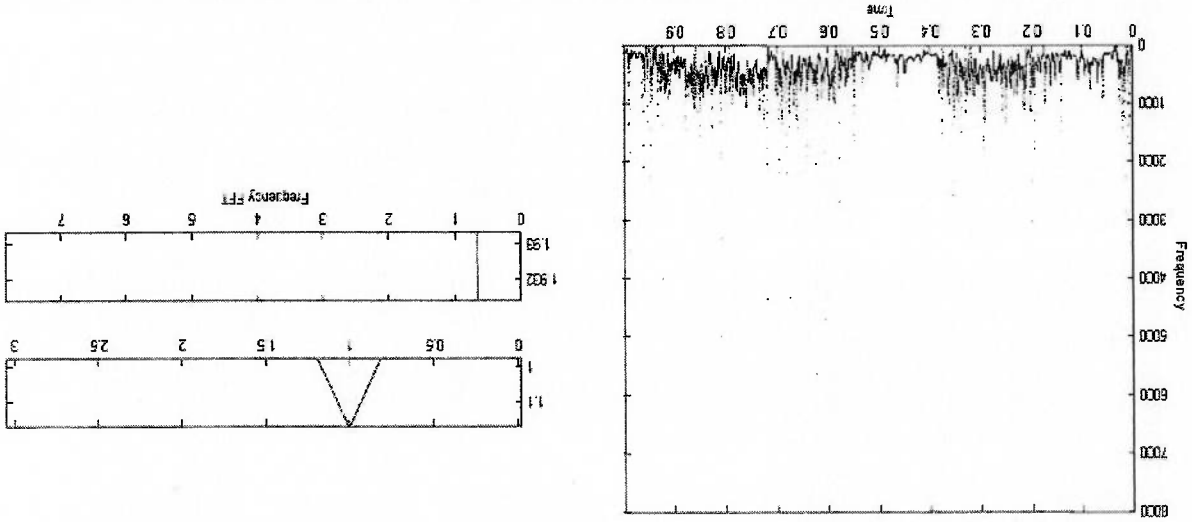


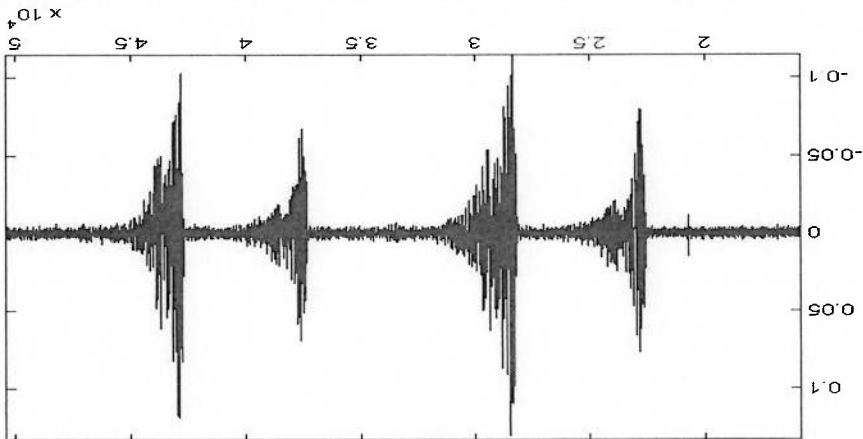
Fig. 4.49 – Sinal da batida de um coração do arquivo de áudio visto pela frequência instantânea e no domínio da frequência extraído pela Transformada de Hilbert



da frequência, pela figura 4.49.

Após testar o sinal da figura 4.48 pela transformada de Hilbert, foram observados os processos da extração de todas as IMF, pelas interpolações sucessivas, e dentre elas foi reconhecida a frequência bem próxima de 1Hz o qual é o batimento de um coração normal como descrito anteriormente. Podendo ser mostrado a análise espectral de Hilbert e a específica frequência de 1Hz no domínio

Figura 4.48 – Sinal extraído pelo Matlab do arquivo de áudio Single S1 S2 da Universidade de Michigan Heart Sound and Murmur Library



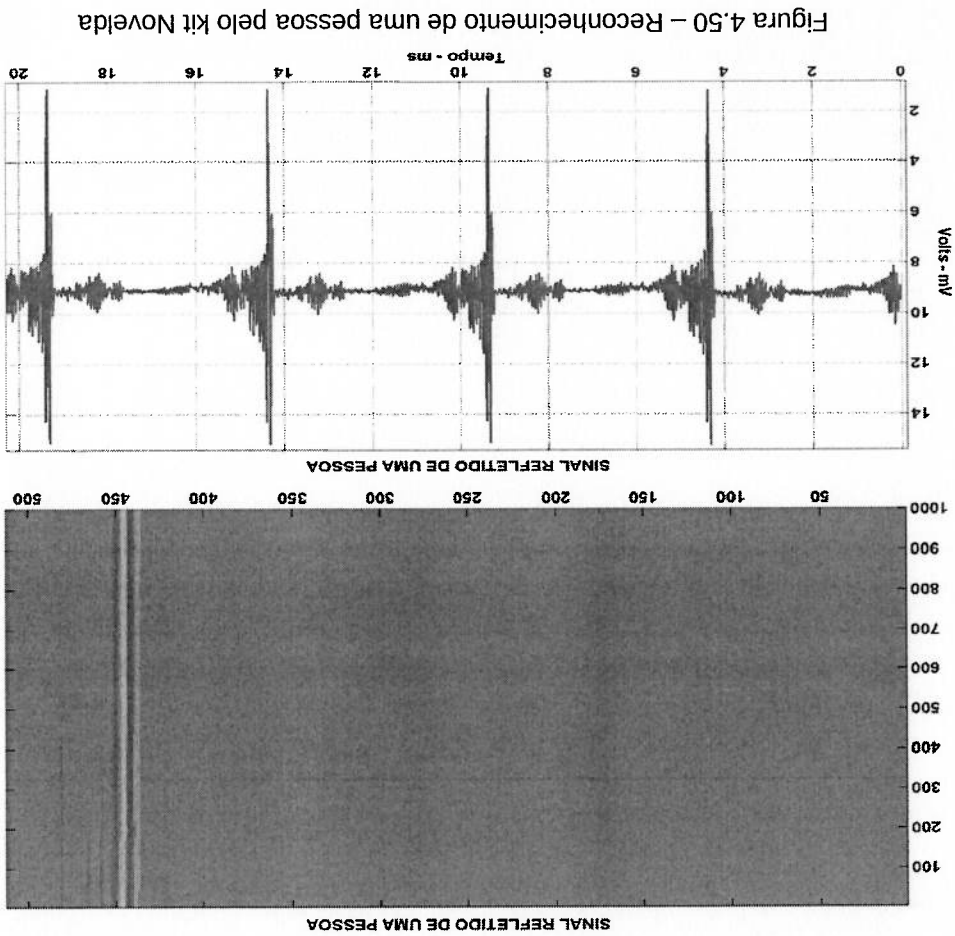
mecânica do coração, sendo este capturado por um estetoscópio que promove um deslocamento mecânico de uma posição inicial e final, o que é bem próximo da realidade do radar UWB. Isto é importante ressaltar, pois o sinal do batimento de um coração, visto por um eletrocardiograma, é completamente diferente deste que foi analisado o qual é mais divulgado no meio científico.

4.8.3 Reconhecimento da frequência do coração em um sinal UWB

Para o reconhecimento de sinais vitais por um radar UWB, foi utilizado um kit de desenvolvimento Novelda modelo NAR640, que opera em uma largura de banda de 3 GHz a 6 GHz a -10 dB, com a finalidade de amostrar em conjunto com o Matlab a respiração e o batimento cardíaco de uma pessoa, mas sem nenhum tipo de obstáculo à frente.

O arquivo, com duração 5 segundos de amostragem contínua, promoveu uma tabela com 512 mil pontos, em que mostra a reflexão no alvo, que é uma pessoa, o que no momento da medição não está respirando para que o sistema consiga capturar somente a batida do coração. Na figura 4.50, mostra o momento da localização do alvo, próximo ao valor 450, uma linha amarela em que esta representa a pessoa detectada. Também, a mesma informação pode ser observada no domínio do tempo, onde a amplitude maior é a reflexão da pessoa.

Analisado o sinal pela transformada de Hilbert, visto na figura 4.50, o resultado fornecido pela análise espectral da frequência instantânea em que foi usado algoritmo de Hilbert e em conjunto com a resposta no domínio da frequência, gerou o resultado de 1Hz, sendo este o valor do batimento do coração, que pode ser visto na figura 4.51.

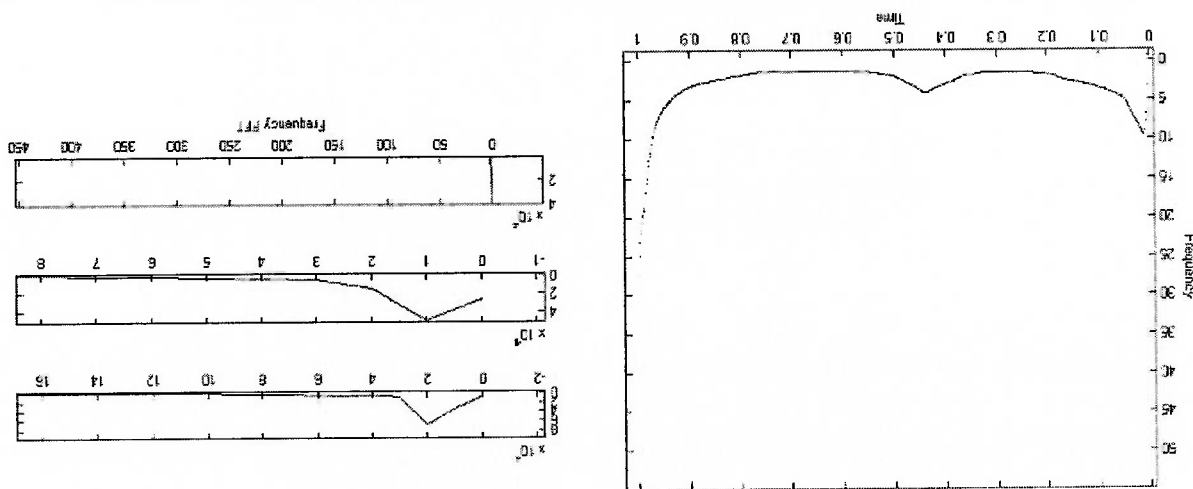


A combinação da maior largura de banda mostrou neste trabalho um bom resultado na resolução e também na localização do alvo. Pelo processo de assinatura, isto ficou demonstrado, pois o sinal recuperado ficou mais evidente em relação aos outros ensaios. O processamento de sinais facilita muito para detectar o alvo, ou uma frequência em específico, no caso, os sinais vitais de uma pessoa.

A potência do circuito transmissor é um fator importante para a detecção do alvo. Ao utilizar um circuito com baixa potência limitou muito a penetração. Evidente que ao aumentar a potência, isto irá gerar mais reflexão do alvo, e será melhor detectado pelo receptor para em seguida ser tratado por processamento digital e obter a sua localização.

Com os resultados obtidos, a transformada de Hilbert conseguiu identificar uma sequência de frequências fundamentais, contida em um sinal UWB, pelo processo adaptativo, com suas interpolações na envoltória do mesmo. E assim, a frequência do coração em questão foi mostrada nos dois casos, sendo estes o arquivo de áudio da Universidade de Michigan e os dados do kit Novelda, retirados do batimento do coração de uma pessoa. Portanto, torna-se viável para aplicações em radar de penetração de solo.

Figura 4.51 – Sinal da batida de um coração do kit Novelda visto pela frequência instantânea e no domínio da frequência extraído pela Transformada de Hilbert



5. CONCLUSÃO

Esta pesquisa apresentou uma proposta inovadora na localização de pessoas soterradas e seus sinais vitais através de uma antena, sua respectiva rede e um algoritmo de processamento que trabalha com a tecnologia radar UWB. Para tal, vários fatores foram pesquisados, como o tipo de antena, a largura de banda necessária, o posicionamento das antenas e o algoritmo necessário para o reconhecimento.

A antena projetada ficou eficiente e além da meta esperada do projeto inicial de 300 MHz a 3 GHz, no qual conseguiu resultados de 276 MHz a 5,16 GHz com -10 dB para o parâmetro S11. Esta se mostrou uma antena bem diretiva na faixa de estudo e com ganho elevado que variou entre 7,75 dBi a 13,7 dBi, o que é muito importante para os radares de penetração de solo.

O *balun* foi considerado, pois o casamento entre o circuito e a curvatura da antena é muito importante, em que esta é a parte mais delicada e sensível da antena, e sem este estudo e a sequência de simulações e medições, o *balun* pode comprometer toda a antena, que é a peça fundamental da formação da rede.

Para a aplicação de resgate de pessoas, o tamanho da antena é fundamental. O grupo PAD LSI USP tem experiências com antenas *vivaldi*, e em outros estudos chegou a conclusão que este modelo de antena não é interessante para aplicações em baixas frequências, porque se tornam muito grandes e impraticáveis. Desta maneira, a que mais se adequou foi a *corneta*, por ter o maior ganho em relação a *Vivaldi* e o seu tamanho ter ficado menor. Mas, mesmo assim, abre a proposta de novos estudos de miniaturização e outros tipos de modelos de antenas para a produção de soluções mais compactas cujo o espaço de operação e utilização é um fator decisivo.

Vários testes foram realizados para detectar objetos e pessoas atrás de parede e solo com areia seca. Diversas faixas foram testadas, desde 300 MHz até 5 GHz e concluiu-se que para frequências acima de 3 GHz não ocorreu a localização

de pessoas ao utilizar o processo de assinatura, enquanto que este ficou eficiente para as frequências mais baixas entre 300 MHz a 3GHz. Pode-se concluir também que para frequências de 300 MHz a 1 GHz tem maior retorno de sinal com baixa resolução, enquanto que para 300 MHz a 3 GHz o retorno é menor, mas com maior resolução, o que é um fator importante para a detecção de sinais vitais. Este sinal debilitado recebido pode ser compensado com o aumento de potência de entrada.

Os ensaios realizados com o circuito dedicado conectado à rede de antenas em configuração ativa mostraram que o comportamento desta rede promoveu a somatória natural dos sinais enviados simultaneamente pelo circuito. Também em testes de reconhecimento de alvos metálicos e pessoas realizados em espaço aberto, mostrou-se que a sensibilidade da rede é superior, comparada com um par de antenas transmissora e receptora. Isto é de grande valia para potencializar a localização das pessoas e seus sinais vitais.

Referente ao posicionamento da rede de antenas, notou-se que, deixá-las mais perto, sem o espaçamento entre elas, promoveu uma maior concentração de energia no lóbulo primário, o que aumenta assim a sensibilidade para o reconhecimento de um alvo.

Apesar de a rede ser funcional nesta característica de sensibilidade, deve se ter em conta a existência da necessidade do circuito transmissor promover maior potência. Os resultados de localização de pessoas através do solo não foram alcançados, pois o circuito que tem por característica gerar pulsos de amplitude entre 2,6 Vpp a 3 Vpp com 250 ps, que produz uma potência de -34 dBm, não viabilizou o teste. Testes realizados com um VNA, que conseguiu produzir uma saída de 2.1 Vp com -10 dBm, reconheceram uma pessoa com duas antenas a uma profundidade de 30 cm de areia seca. Desta forma, caso o circuito conectado à rede tivesse este nível de potência, os resultados de localização seriam muito melhores.

O estudo da transformada de rápida de Hilbert Huang, usado em sinais de áudio que contém a batida de um coração, comprovou ser eficiente no reconhecimento da frequência cardíaca. Esta transformada também respondeu muito bem ao ser utilizada pelos dados coletados com o kit novelda, que possui no sinal UWB, a informação da batida de um coração.

A localização de pessoas torna-se possível quando existe a assinatura do solo, o que é praticamente inviável em situações reais, quando não a temos. Com o auxílio desta transformada, esta vem para fazer o processamento de sinais recebido da reflexão de uma pessoa soterrada, e localizar efetivamente o que é uma pessoa de um objeto qualquer. Sendo isto um fator fundamental para ser utilizado em equipes de resgate.

Este último teste do reconhecimento dos sinais vitais com uma pessoa soterrada não foi possível a execução, porque o circuito não tinha potência suficiente de penetração. Mas com o decorrer da pesquisa e toda a coletânea de resultados parciais alcançados em localização, pode-se concluir que, através deste sistema, é possível a localização de pessoas soterradas e a detecção de seus sinais vitais sem a utilização de assinatura do solo.

5.1 – Trabalhos futuros

Observou neste estudo que a dimensão da antena pode ser um inconveniente para a utilização das equipes de resgate para determinadas situações cujo o espaço é um fator relevante. Desta forma, nota-se a necessidade de pesquisa de antenas mais compactas ou outros formatos que atendam baixas frequências. Pesquisadores, como Zhi Ning Chen, estudam propostas de miniaturização de antenas UWB.

A pesquisa demonstra a possibilidade de localização de pessoas soterradas e seus sinais vitais, mas ficou na dependência de equipamentos de laboratórios para transmitir, receber e processar a informação. Praticamente fica inviável, e assim, abre a proposta de pesquisas circuitos transmissores e receptores simples, práticos e de fácil instalação e operação para que possam ser utilizados em equipes de resgate. Cientistas como Hantscher, Reiszah, Kaimuller e Diskus, desenvolvem transceptores para radares UWB.

Trabalhar no domínio do tempo e utilizar a técnica de assinatura do solo mostram-se eficientes em pesquisa, mas não prático em casos reais, o que oferece

condições a estudo de processamento de sinais para solucionar esta questão. Neste trabalho, foi utilizada a transformada rápida de Hilbert Huang, mas para outros trabalhos no futuro, podem ser analisadas outras propostas para estudo comparativo e até adaptações para sistemas embarcados. Atualmente, pesquisadores como Lin, Guan, Zhang, Feng e Xu utilizam a transformada de Hilbert para o reconhecimento das batidas de coração para aplicações médicas em análises refinadas do som do coração.

A localização da faixa de frequência entre 300MHz a 3GHz promoveu bons resultados na resolução, mas observou melhor penetração em 300MHz a 1GHz com perda de resolução. A proposta de um sistema adaptativo, que consiga alterar a banda entre estas duas, ajudará na primeira varredura, com baixa resolução, na localização de um alvo; e na segunda, com mais resolução, os sinais vitais.

6. - REFERÊNCIAS

- ALLEN, B. et al. **Ultra-Wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging**. Great Britain: 2007.
- BABOLI, M. et al. A framework for simulation of UWB system for heart rate detection. **Biomedical and Pharmaceutical Engineering, 2009. ICBPE '09**. International Conference on, 2009, 2-4 Dec. 2009. p.1-5.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory**. United States of America: 2005 3rd. 1002.
- BOMBEIRO, S. A. C. D. **Resgate Terrestre**, <http://sossul.com.br/produtos.asp?subgrp=3615&grp=36>, 2011. Acesso em: 30/11/11.
- C. N. PAULSON, J. T. C., C. E. ROMERO, J. WATSON, F. J. PEARCE, N. LEVIN. **Ultra-wideband Radar Methods and Techniques of Medical Sensing and Imaging SPIE International Symposium on Optics East Boston MA, United States 2005**.
- CHIEH-PING, L.; QING, R.; NARAYANAN, R. M. Hilbert-Huang Transform (HHT) Analysis of Human Activities Using Through-Wall Noise Radar. **Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07**. International Symposium on, 2007, July 30 2007-Aug. 2 2007. p.115-118.
- COMMUNICATIONS, C.-S. DELSAR Product the Delsar USAR kit. <http://www.con-space.com/delsar/product/delsar-usar-kit>, p. The New Delsar USAR kit combines the Delsar Life Detector Six Sensor System and the Delsar Victim Simulator, together in one ready to deploy case., 2011. Acesso em: 01/12/11.
- DAE MAN, K. et al. Combined metal detector and ground-penetrating radar sensor experiments in a variety of soil conditions. **Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2009 IEEE International, IGARSS 2009**, 2009, 12-17 July 2009. p.IV-601-IV-604.
- DAS, Y. Effects of soil electromagnetic properties on metal detectors. **Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on**, v. 44, n. 6, p. 1444-1453, 2006. ISSN 0196-2892.
- I. DAUBECHIES; 10 Lectures on wavelets, 1992, S.I.A.M.
- DIONISIO, C. R. P. et al. Experiments on through-wall imaging using ultra wideband radar. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 54, n. 2, p. 339-344, 2012. ISSN 1098-2760. Disponível em: < <http://dx.doi.org/10.1002/mop.26543> >

- EDUARDO DA SILVA PEREIRA, R. A. C. G., ANASTASSIA DIMITROVA
 BORBOREMA, SÁVIO AUGUSTO DO NASCIMENTO. **Anuário Estatístico da
 Previdência Social**. BRASIL: ACS/MPS e DIIIE/DATAPREV: 889 p. 2011.
- Establishing a Dialogue on Risks from Electromagnetic Fields. Geneva, 27
 Switzerland: 67 p. 2002.
- FUSCO, V. F. **Foundations of Antenna Theory and Techniques**. Prentice Hall,
 2005. 230.
- GEZICI, S.; SAHINOGLU, Z. Theoretical Limits for Estimation of Vital Signal
 Parameters Using Impulse Radio UWB. *Communications, 2007. ICC '07. IEEE
 International Conference on*, 24-28 June 2007, p.5751-5756.
- GHAVAMI, M.; MICHAEL, L. B.; KOHNO, R. **Ultra Wideband Signals and Systems
 in Communication Engineering**. Great Britain: 2004. 278. GRAZZINI, G. et al. An
 ultra-wideband high-dynamic range GPR for detecting buried people after collapse of
 buildings. *Ground Penetrating Radar (GPR)*, 2010 13th International Conference on,
 2010, 21-25 June 2010. p.1-6.
- HERTL, I.; STRYCEK, M. UWB antennas for ground penetrating radar application.
*Applied Electromagnetics and Communications, 2007. ICCC 2007. 19th
 International Conference on*, 24-26 Sept. 2007, p.1-4.
- HÉCTOR DAVE ORRILLO ASCAMA, S. T., SERGIO TAKEO KOFUJI.
**Aperfeiçoamento do ganho de uma antena antipodal vivaldi UWB em sistemas
 de radar para visualização de objetos através de parede**: Universidade de São
 Paulo: 5 p. 2010.
- HUANG N, SHEN Z, LONG S, WU M, SHIH H, ZHENG Q, YEN N, TUNG C,
 LIU H; **The Empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for
 nonlinear and non-stationary time series analysis**, 1998; *Proc R. Soc. Lond.*
 A 454, 903-995.
- IAN OPPERMANN, M. H., JARI LINATTI. **UWB Theory and Applications**. John
 Wiley & Sons Ltd, 2004. 217.
- IEEE Standard Test Procedures for Antennas. **ANSI/IEEE Std 149-1979**, p. 0_1,
 1979.
- JAMALI, A. A.; MARKLEIN, R. Design and optimization of ultra-wideband TEM horn
 antennas for GPR applications. *General Assembly and Scientific Symposium, 2011
 XXXth URSI*, 2011, 13-20 Aug. 2011. p.1-4.

- JUNG, M. **Cinco meses depois, vítimas da cratera ainda vivem em hotel**. São Paulo: <http://colunas.cbn.globoradio.globo.com/platb/miltonjung/category/milton-jung/page/234/>, 2011 2011.
- KYUNGHO, C.; PYUN, S.; JAEHOON, C. Design of an ultrawide-band TEM horn antenna with a microstrip-type balun. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 53, n. 10, p. 3410-3413, 2005. ISSN 0018-926X.
- LABARTHE, C. et al. An Ultra-Wideband radar concept for the detection of buried victims beneath building rubble. Radar Conference - Surveillance for a Safer World, 2009. RADAR. International, 2009, 12-16 Oct. 2009. p.1-6.
- LEIB, M. et al. Vital signs monitoring with a UWB radar based on a correlation receiver. Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, 2010, 12-16 April 2010. p.1-5.
- LÍDIA KEIKO TOMINAGA, J. S., ROSANGELAMARAL. **Desastres Naturais Conhecer para prevenir**. AMBIENTE, S. D. M.: 197 p. 2009.
- MAARF, N. et al. FMCW ultra-wideband radar for through-the-wall detection of human beings. Radar Conference - Surveillance for a Safer World, 2009. RADAR. International, 2009, 12-16 Oct. 2009. p.1-5.
- MAHAFAZA, B. R.; ELSHERBENI, A. Z. **Matlab Simulations for Radar Systems Desing**. EUA: 2004.
- NOVELDA NANOSCALE IMPULSE RADAR. Disponível em: <http://test3.novelda.no/content/nva-r640> > Acesso em: 20 dez 2012.
- NORDEN E. HUANG, S. S. P. S. **Hilbert-Huang Transform And Its Applications**. Word Scientific, 2005. 324.
- NUNO PAULINO, J. G., ADOLFO STEIGER GARÇÃO. **Low Power UWB CMOS Radar Sensor**. Springer, 2008. 236.
- O'BYRNE, D. Hundreds die as strong quake rocks eastern Turke. <http://www.bbc.co.uk/news/world-europe-15421633>, 24 October 2011. Acesso em: 11/11/11
- O'NEILL, K. Radar detection of near-surface buried metallic reflectors in wet soil. **Geoscience and Remote Sensing, 1997. IGARSS '97. Remote Sensing - A Scientific Vision for Sustainable Development**, 1997 IEEE International, 1997, 3-8 Aug 1997. p.1288-1290 vol.3.

- _____. Radar sensing of thin surface layers and near-surface buried objects. **Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on**, v. 38, n. 1, p. 480-495, 2000. ISSN 0196-2892.
- PASSOS, L. CASAL GOIANO RELATA EXPERIÊNCIA NO HAITI <http://www.ohje.com.br/arquivos/downloads/pdf-1207-11142210.pdf>, 2010. Acesso em: 11/11/11.
- PIERACCINI, M. et al. Attenuation of large bandwidth microwave signals in water and wet sand. Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference on, 2010, 21-25 June 2010, p.1-6.
- PINTO, R. M. D. F. **Novas abordagens ao estudo de sinais biomédicos: Análise em tempo-frequência e Transformada de Hilbert-Huang** 2009. 232 (Doutoramento em Engenharia Biomédica e Biofísica). Departamento de Física, Universidade de Lisboa - Faculdade de Ciências.
- POCHANIN, G. P.; OGUERTSOVA, T. N. UWB radiating antenna arrays with strong coupling between the elements. Antenna Theory and Techniques, 2007 6th International Conference on, 2007, 17-21 Sept. 2007, p.268-270.
- REDAÇÃO, D. Laudo do IC aponta falhas que causaram desabamento do metrô. http://www.abril.com.br/noticias/no_297953.shtml, p. Peritos dão destaque para reunião realizada entre Consórcio e técnicos e técnicos um dia antes do acidente, 2007. Acesso em: 29/11/11.
- RIAL, F. I. et al. Waveform Analysis of UWB GPR Antennas. **EBS CO HOST Connection**, 2009.
- RILLING G, FLANDRIN P, GONÇALVES P; **On Empirical Mode Decomposition and its Algorithms**, 2003; in Proc. IEEE-EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing NSIP-03, Grado(I).
- RUENGGWAREE, A. **Design of UWB Radar Sensor**. Germany: Unidruckerei, University of Kassel, 2008. 118.
- SAKAI, F. et al. A UWB through-wall radar using beam scanning array antenna. Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011, 5-10 June 2011, p.1-4.
- SALEEB, A. A. **Smart Antenna Techniques Applied to UWB Array Antennas**. Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, 2006. The Institution of Engineering and Technology Seminar on, 2006, 20-20 April 2006, p.239-243.

- SMITH P. H. **Transmission Line Calculator**. Rádio Development Department Bell Telephone Laboratories. 1939. p.1-3.
- SOLIMAN, M.; WU, Z. Design, Simulation and Implementation of UWB Antenna Array and its Application in GPR Systems. Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on, 2007, 11-16 Nov. 2007. p.1-5.
- STADERINI, E. M. UWB radars in medicine. **Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE**, v. 17, n. 1, p. 13-18, 2002. ISSN 0885-8985.
- STURM, C. et al. Frequency dependence of correlation coefficients in ultra wideband antenna arrays. Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on, 2006, 6-10 Nov. 2006. p.1-4.
- TAYLOR, J. D. **Ultra-Wideband Radar Technology**. CRC Press, 2001.
- TURK, A. S. et al. Investigation of Convenient Antenna Designs for Ultra-Wide Band GPR Systems. Advanced Ground Penetrating Radar, 2007 4th International Workshop on, 2007, 27-29 June 2007. p.192-196.
- UNIVERSITY OF MICHIGAN HEART SOUND AND MURMUR LIBRARY. Disponível em: <<http://www.med.umich.edu/lrc/psb/heartsounds/index.htm>> Acesso em: 11 out 2012.
- VALTER ANTONIO BECEGATOI, F. J. F. F. **Gamaespectrometria, resistividade elétrica e susceptibilidade magnética de solos agrícolas no noroeste do estado do Paraná**. Revista Brasileira de Geofísica 2005.
- VENKATESH, S. et al. Implementation and analysis of respiration-rate estimation using impulse-based UWB. Military Communications Conference, 2005. MILCOM 2005. IEEE, 2005, 17-20 Oct. 2005. p.3314-3320 Vol. 5.
- YUAN, Y.; CHI HOU, C.; KIM FUNG, M. Broadband impedance compensation for ground penetration radar antenna using genetic algorithms. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE, 2004, 20-25 June 2004. p.866-869 Vol.1.
- ZAIKOV, E. et al. Detection of trapped people by UWB radar. **Microwave Conference (GEMIC), 2008 German**, p. 1-4, 2008.
- ZIJIAN LIU, L. L., AND BENJAMIN BARROWES. **The Application of the Hilbert-Huang Transform in Through-wall Life Detection with UWB Impulse Radar**. Piers. Vol. 6: 4 p. 2010.

Circuito UWB de quatro canais

ANEXO A

Um circuito dedicado foi desenvolvido para a ativação simultânea de quatro antenas com a finalidade de formar uma rede de antenas ativa. O circuito foi composto de um gerador de clock, fig. 1, a fim de gerar um sinal quadrado para ativar quatro amplificadores, fig. 2, fazendo a devida amplificação necessária deste sinal para de ativar um diodo que tem por característica de originar um estreito pulso que gera assim uma grande largura de banda (HAN et al., 2006)

O circuito gerador de clock foi projetado para ter quatro saídas que consigam gerar um sinal quadrado simétrico de 10MHz, sendo estes produzidos nas saídas CLK1, CLK2, CLK3, CLK5, para isto foi utilizado um circuito integrado S15356, e este foi programado para gerar estes sinais e liberá-los simultaneamente nestas portas. Esta condição é fundamental para as antenas, pois caso um sinal esteja adiantado ou atrasado no tempo irá causar sérios problemas na recepção da rede de antenas, e não alcançando o efeito desejado de somatória natural do sinal UWB.

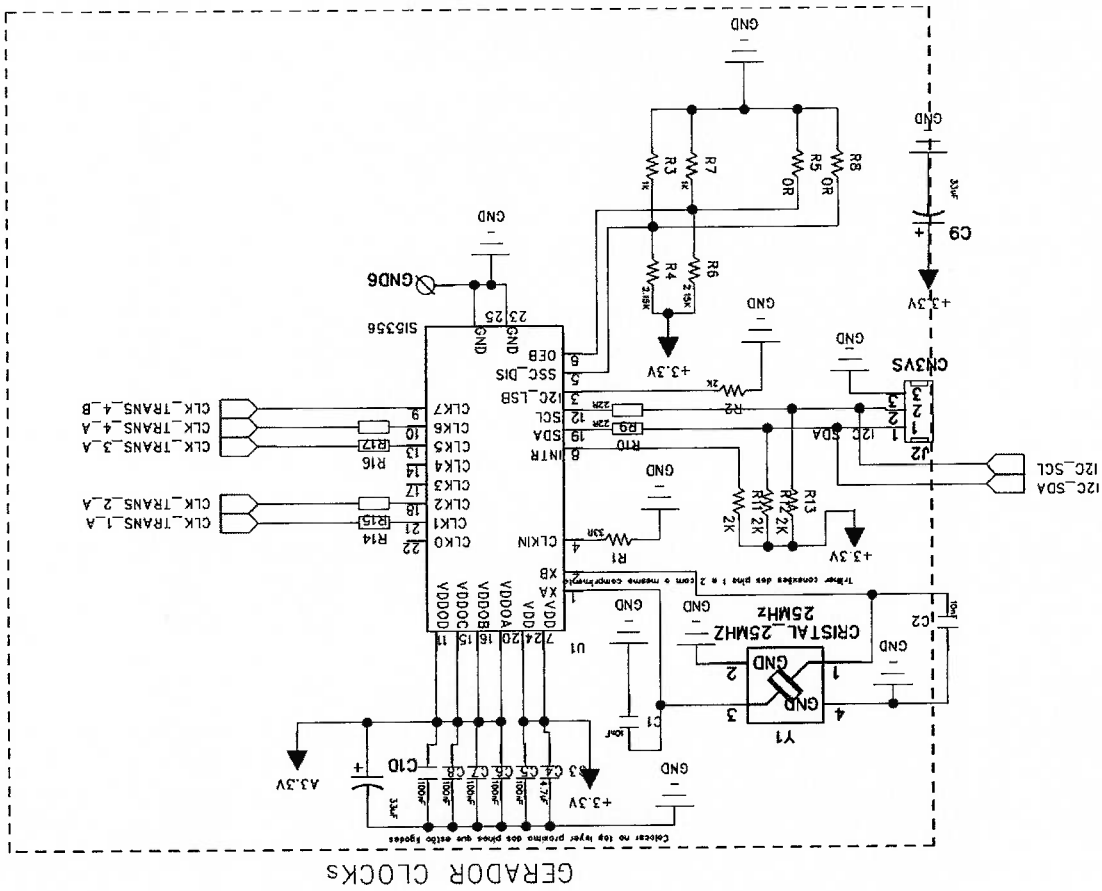


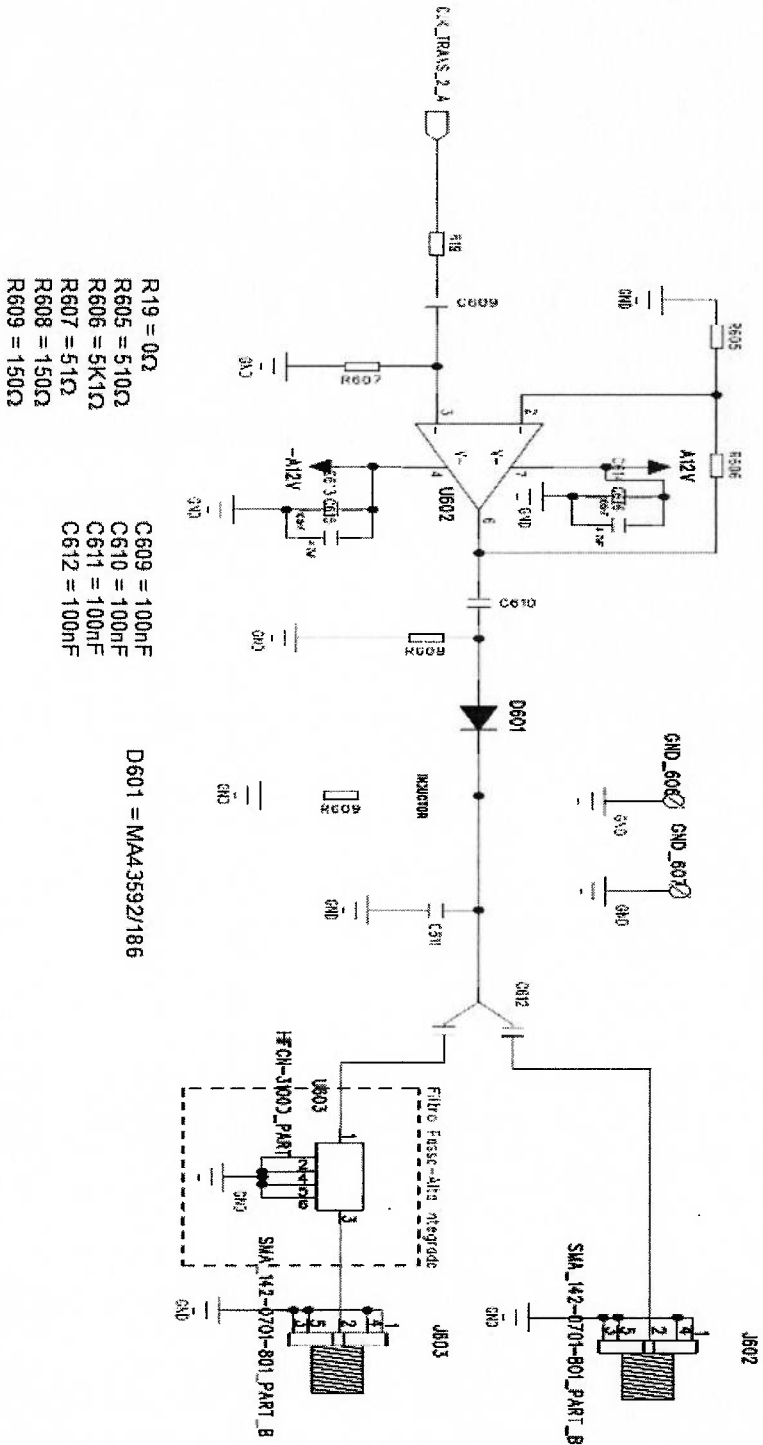
Fig. 1 - Gerador de clock

A figura 2 mostra somente um dos canais do módulo de amplificação e geração de pulso, que irá excitar uma das antenas. O circuito completo é feito por quatro módulos destes. O sinal promovido pelo gerador de clock será aplicado na entrada do amplificador operacional TA945, que está em configuração de realimentação negativa, com ganho igual a 10. Em sua entrada, o sinal do gerador não pode ter nenhuma componente DC, sendo garantido pelo capacitor C609. E para que tenha uma forma de onda mais adequada e idêntica ao que foi enviado pelo gerador, foi colocado um resistor de 50Ω, garantindo o casamento de impedância na entrada do operacional.

Este sinal foi amplificado de tal maneira que produza uma onda quadrada e sem nenhum tipo de ondulação na parte superior, pois, isto também foi observado e compromete na geração do pulso promovido pelo diodo.

O diodo utilizado é um step recovery, modelo MA43592/186 que tem como característica de originar um pulso de curta duração. Isto ocorre por que o diodo quando encontra-se polarizado diretamente, está em baixa impedância e conduzindo normalmente, mas, quando este para de ser alimentado, observa que sua impedância aumenta rapidamente. Desta maneira, ele gera uma rápida subida de tensão, que forma um pico muito estreito de alta largura de banda.

Fig.2 – Circuito de um dos quatro canais de potência e gerador de pulso



Alguns detalhes são importantes para que isto aconteça corretamente, como no caso do capacitor C610, que garante ao diodo somente a componente AC, para que exista o momento da retirada da carga do diodo completamente, pois se existir o componente DC em seu terminal o pulso não é gerado. O resistor R608 tem por finalidade controlar a corrente necessária. Quando o diodo aumenta a sua impedância, e, com isso, observa-se um aumento na amplitude do pulso. Já o resistor R609 também tem a característica de controle de corrente, mas no espectro produzido. Testes realizados com este resistor, revelam que pode comprometer a amplitude da largura de banda, gerando assim determinados valores em determinadas faixas de frequência. Fig. 3 – Circuito de potência e gerador do pulso

O sinal gerado por este circuito é um pulso estreito de 1ns, compreendido entre a amplitude máxima e seu amortecimento. A sua máxima amplitude e o primeiro declínio originam um tempo de 250ps que alcançam uma amplitude de 2,9Vpp e este tem máximo positivo de 1,8V e um negativo de -1,1V, o qual estabelece uma largura de banda de 113MHz a 3,5GHz com potência média no espectro de -31dBm a -34dBm que pode ser visto na figura 3 e 4.

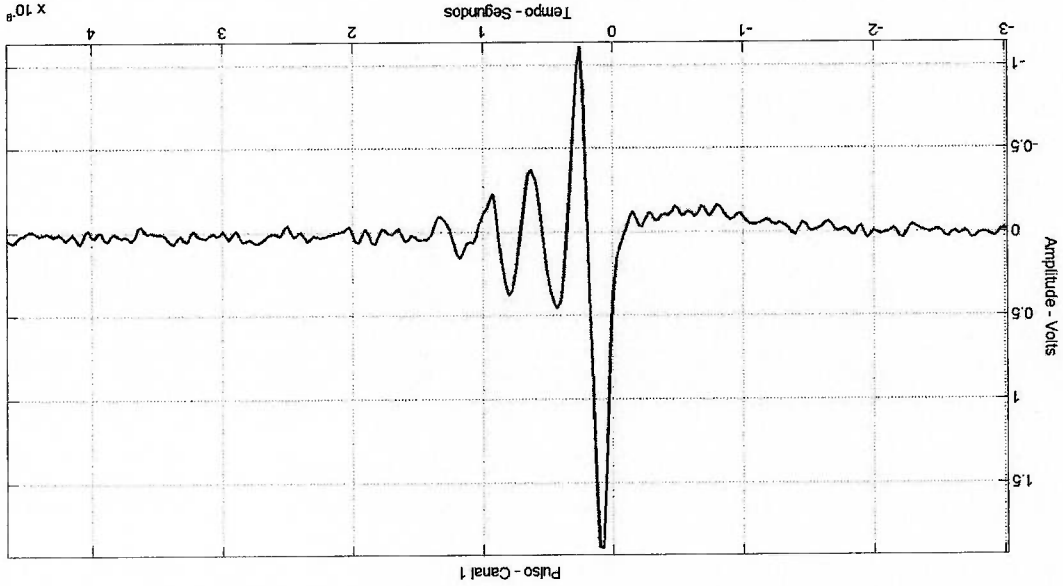


Fig. 3 – Pulso gerado no canal 1

Sinal adquirido – Osciloscópio Lecroy

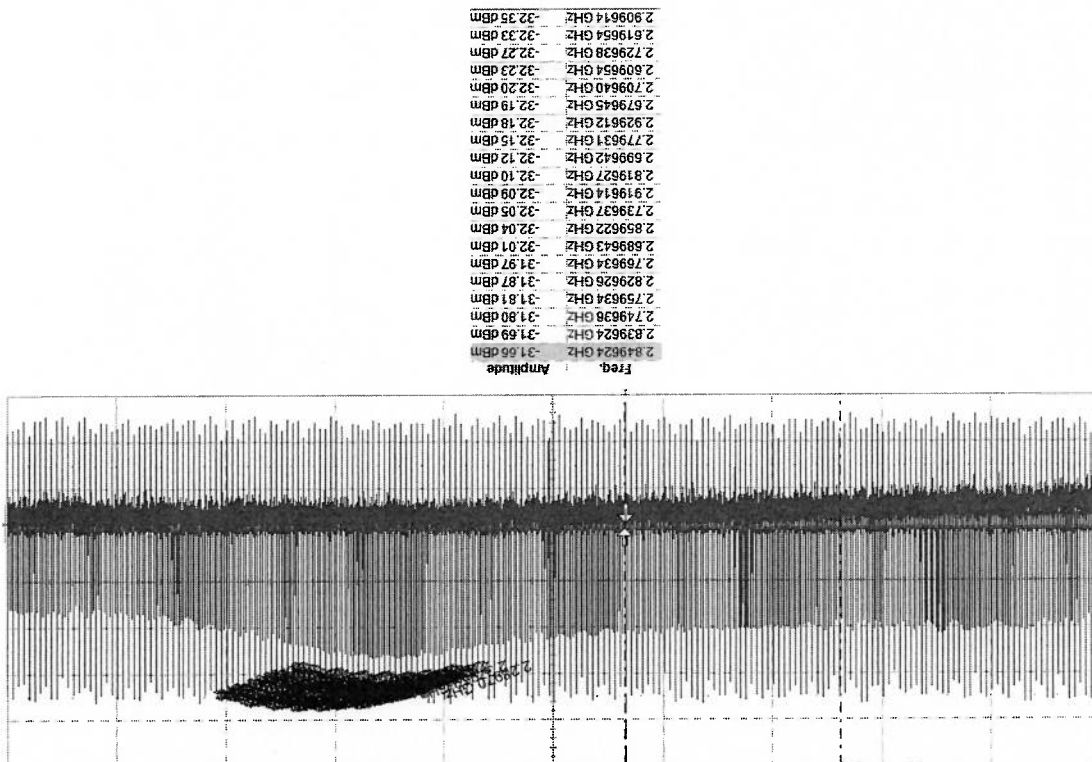


Fig. 4 – Largura de banda de 113MHz a 3,52GHz de pulso gerado

ANEXO B

1. PROPRIEDADE DAS ANTENAS

1.1 Impedância de entrada

A impedância de uma antena é algo muito importante no projeto de uma antena, pois todos os elementos da mesma participam para gerar este resultado. Para se obter bons resultados na largura de banda, a impedância da antena deve estar casada com a linha de transmissão. E para que isto ocorra, as características geométricas da antena são um fator fundamental. Portanto, a impedância de entrada de uma antena a qual é apresentada em seus terminais é uma razão promovida entre a tensão e a corrente (BALANIS, 2005).

Para que ocorra a máxima transmissão de energia entre o circuito e a antena, e a mesma para o meio, por exemplo, tem que ter o casamento de 50Ω entre o circuito e a antena, e 377Ω entre a entrada da antena para o meio ar. Desta maneira, ocorre o melhor resultado de transmissão do sinal. Mas, quando isto não ocorre, existem as técnicas para fazer este casamento. Normalmente, há uma parte real e imaginária, sendo que a segunda pode variar mediante a faixa de frequência de operação (BANANIS 2005 et al., 2005, FUSCO 2005).

Os efeitos reais e imaginários são muito importantes no que se refere a impedância, pois ao aplicar uma determinada tensão nos terminais de uma antena, observa-se uma corrente circulante na estrutura da mesma. Ao viajar do gerador à extremidade da estrutura da antena, e ao chegar no final, ocorre uma inversão, e a corrente propaga-se em direção ao gerador, promovendo assim um ciclo completo. Quando isto ocorre na mesma fase, tensão e corrente, classifica-se como uma antena com impedância resistiva. Mas, quando se aplica uma determinada tensão nos terminais da antena, e a corrente sofre um pequeno avanço, por motivo da estrutura da antena ser menor que o comprimento de onda, além de ter resultados resistivos, também ocorrerá os capacitivos. Pode-se também analisar quando a antena é maior

que o comprimento de onda cuja a corrente chegará atrasada em relação à tensão. Neste caso, existem efeitos resistivos e indutivos na impedância da antena, promovendo assim perdas e alterando a sua eficiência.

Então, ao definir que a impedância de entrada (Z_A) de uma antena será constituída como a sua resistência (R_A), somado a sua reatância (X_A) em seus terminais de entrada de ordem complexa (BALANIS, 2005):

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (1)$$

Deste modo, estes efeitos indutivos e capacitivos apresentados causam um baixo rendimento da antena, pelo fato de apresentar ondas estacionárias na estrutura da mesma. Fazendo assim que ocorra reflexão do sinal e retornando para o gerador. Esta perda de retorno VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) tem como parâmetro de boa eficiência para informar o casamento de impedância, e para isto, os valores devem ser menores que 2, e pode ser definido como: (RUENGGWARRE, 2008).

$$VSWR = \frac{1 + |T|}{1 - |T|} \quad (2)$$

Onde T é considerado o coeficiente de reflexão, que pode ser calculado ao adequar a equação inicial.

$$|T| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (3)$$

Além das causas, da estrutura da antena gera efeitos de onda estacionária que está fortemente relacionado com a impedância, outros fatores podem criar este efeito indesejado: a qualidade dos conectores e cabos e o modo em que foram instalados, por exemplo; mal conectados, gera assim o descasamento da impedância, e por consequência, a onda estacionária.

1.2 Diretividade e ganho

Diretividade e o ganho são condições muito importantes para radares GPR que utilizam sinais UWB, pois é fator fundamental para a penetração da onda

eletromagnética no meio, promove maior alcance e gera assim melhor sensibilidade. Por definição, o ganho de uma antena (G) é a razão entre a potência máxima recebida, a partir de uma antena de teste (P_{AT}), pela potência máxima recebida a partir de uma antena de referência (P_{AR}). Os resultados obtidos são em dBi, por causa da antena de referência ser isotrópica (BALANIS, 2005).

$$G = \frac{P_{AR}}{P_{AT}} \quad (4)$$

O ganho promovido por uma determinada antena normalmente ocorre porque a radiação de energia está em uma determinada direção, gerando assim um ganho de diretividade da antena ou diretividade (D) fica definida como a razão da intensidade de radiação em uma determinada direção (I_R) pela intensidade de radiação média em todas as direções (I_M) (FUSCO, 2005).

$$D = \frac{I_R}{I_M} \quad (5)$$

Para uma antena que promove uma eficiência de 100%, que no caso não ocorre perdas, observa-se que a diretividade e o ganho tem o mesmo valor, mas na prática, observa-se a existência da resistência de radiação (R_{rad}) onde esta origina-se pela força contrária a passagem da corrente elétrica ao longo da antena, definindo assim, a eficiência de radiação da antena.

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_I} \quad (6)$$

Com a perda de potência promovida pela resistência de radiação (R_{rad}), em conjunto com a perda ôhmica da antena (R_I), o valor do ganho sempre será menor que a diretividade da antena.

$$G = \eta \cdot D \quad (7)$$

1.3 Diagramas de radiação

O diagrama de radiação é uma ferramenta fundamental para o reconhecimento da direção da radiação produzida, e a classificação dos lóbulos em

principais e secundários. Sendo assim, um complemento que auxilia a visualização do ganho e a diretividade de uma antena, podendo ser visualizado em duas dimensões ou três dimensões, (figuras 1 e 2) (BALANIS, 2005).

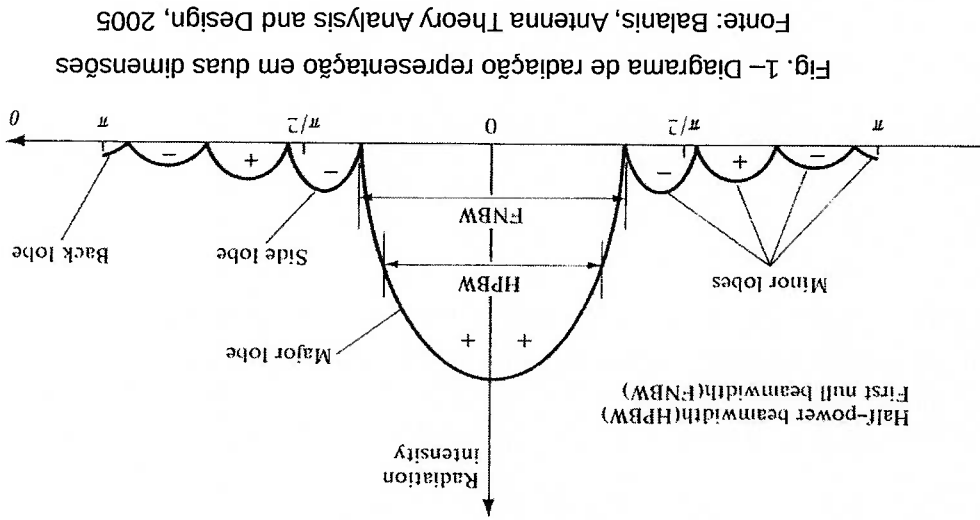


Fig. 1- Diagrama de radiação representação em duas dimensões
 Fonte: Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 2005

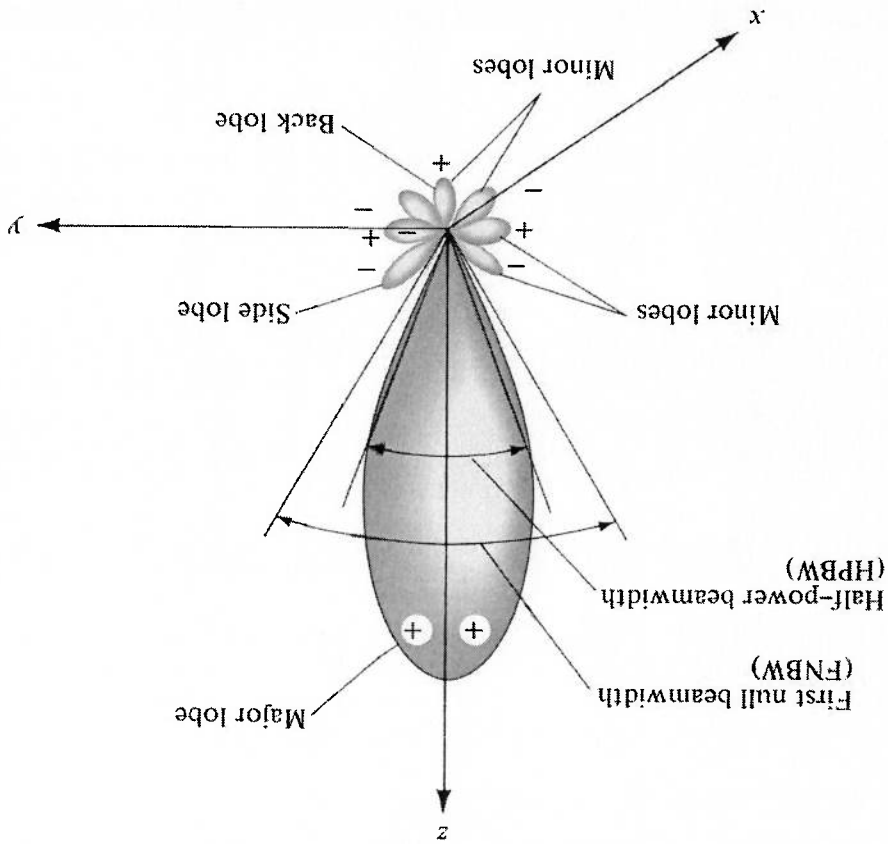


Fig. 2 - Diagrama de radiação representação em três dimensões
 Fonte: Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 2005

A construção deste gráfico, em seus eixos, disponibiliza informações de ângulo em graus versus a amplitude em Decibéis. A variação em graus nos informa em que posição a antena se encontra, e, por consequência, como estaria a radiação produzida naquele momento. Este resultado é registrado em decibéis, pois garante a visualização de pequenos detalhes na qual em uma formatação linear não seria percebido. Isto ocorre pela discrepância do lóbulo principal, sendo este bem maior, em relação ao secundário, o qual é muito menor, promovido em antenas diretivas.

O diagrama de radiação é muito útil para desenvolver antenas para radares, pois o projetista pode conseguir identificar o lóbulo principal dos secundários. Isto é fundamental, pois caso o lóbulo secundário não possua a atenuação adequada, sendo esta menor que – 30 dB, outros tipos de objetos podem ser reconhecidos pela antena, além do alvo em questão (BALANIS 2005).

Mediante a distância da antena, os campos são classificados em região de campo próximo reativo, região de campo próximo radiante ou região de Fresnel e região de campo distante, também conhecido como região de Fraunhofer. Para a identificação destas regiões, elas estão diretamente relacionadas com a maior dimensão da antena D e o comprimento de onda λ sendo visto nas equações 8 e 9:

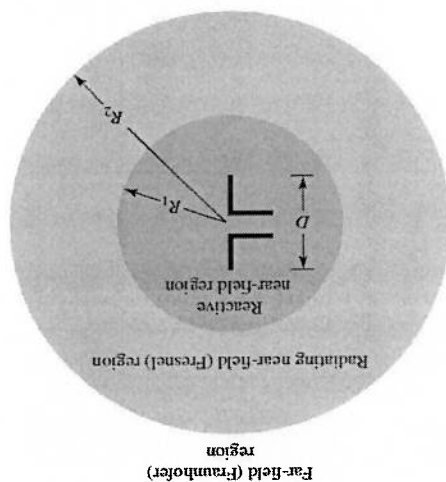
$$R_1 = 0,62 \sqrt{(D^3/\lambda)} \quad (8)$$

$$R_2 = 2D^2/\lambda \quad (9)$$

Para a região onde o valor é menor que R_1 é considerado estar na área campo reativo, mas ao ter valores compreendidos entre R_1 e R_2 passa-se a região de Fresnel. E acima do valor de R_2 , entra no campo distante de Fraunhofer. Portanto, para poder adequar o teste da antena para bons resultados, é necessário estar na região de Fresnel ou a de Fraunhofer, (figura 3) (BALANIS, 2005).

A radiação da antena e a distância podem promover diagramas de radiação com resultados não satisfatórios para a análise. Fazer uma análise muito próxima da antena, sendo esta na região reativa, gera um diagrama sem definição nenhuma dos lóbulos primários e secundários. Mas ao se afastar e chegar à região de Fresnel, já é possível a identificação dos lóbulos. O ideal é ver o comportamento da antena na região de campo distante, pois existe a melhor definição dos lóbulos. Mas dependendo do projeto da antena, e as condições de teste, pode não ser possível a execução, (figura 4).

Fig. 3 – Regiões dos campos
 Fonte: Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 2005



1.4 Baluns

O *balun* (balanced to unbalanced) é um elemento importante no processo de conexão dos circuitos transmissores e receptores nas respectivas antenas, pois eles conseguem adequar circuitos não balanceados com antenas que podem ser balanceadas (dipolo) ou não (mono polo). Os *baluns* também auxiliam no casamento de impedâncias, promovendo assim a máxima transferência de potência, pois nem sempre a impedância do circuito é igual a da antena. Um exemplo típico é a conexão não balanceada para balanceada de um circuito elétrico com uma antena dipolo, alimentado através de um cabo coaxial (FUSCO, 2005).

Tanto o circuito elétrico, como o cabo coaxial são considerados desbalanceados. O coaxial possui um condutor e uma blindagem com referência no terra, sendo usado como retorno. Este tipo de processo é muito utilizado para a transmissão de altas frequências pois promove uma imunidade aos ruídos. Existem soluções de linhas balanceadas para a transmissão de sinais, mas para baixas

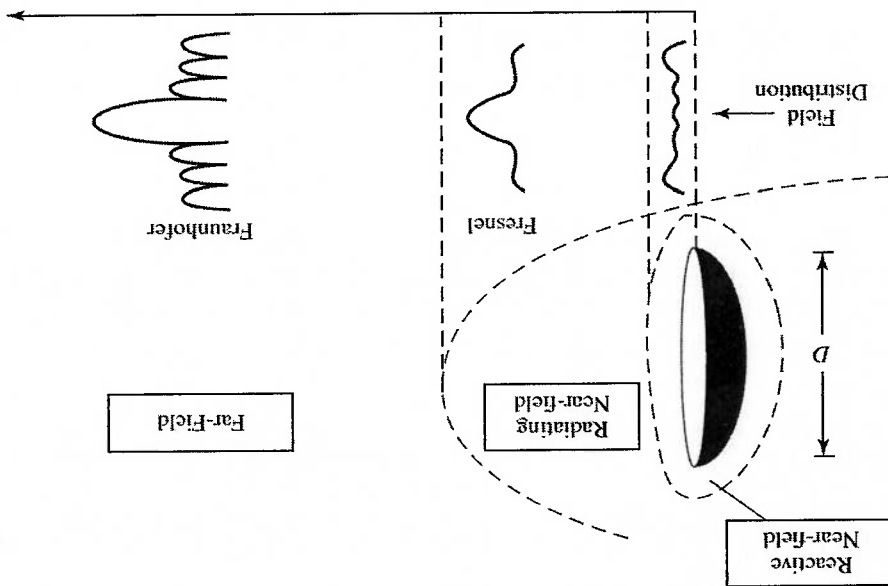


Fig. 4- Diagrama de radiação mediante distância
Fonte: Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 2005

frequências onde são feitas por um simples par de fios. Mas podem existir linhas balanceadas para altas frequências, contudo, sua construção é bem mais complexa.

Desta maneira, pode-se afirmar que uma linha de transmissão com dois fios

paralelos é uma linha balanceada, por exemplo, uma linha telefônica, mas, para um cabo coaxial é classificado como desbalanceado. Ao conectar um circuito com uma antena, através de um coaxial, irá produzir um desbalanceamento, criando assim uma corrente que flui para o terra pela blindagem do cabo. Na figura 5, está representado o modelo de um *balun*, onde existem as correntes I_1 , I_2 e I_3 , e está mostra a corrente de fuga para o terra representada por I_3 . A quantidade desta corrente desviada caracteriza a impedância Z_g , e caso esta tenha um valor bem alto terá I_3 , tendendo a zero e, com isto irá promover uma solução balanceada onde I_2 e I_1 serão praticamente iguais com a sua amplitude, mas com a sua fase deslocada em 180° . Além do balanceamento promovido, o desaparecimento da corrente I_3 evita a radiação secundária promovida na blindagem do cabo, que pode alterar o funcionamento da antena (BALANIS, 2005).

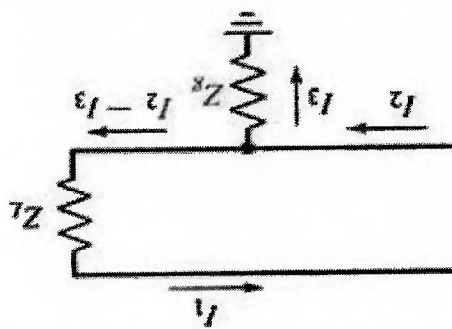


Fig 5 – Correntes circulantes em um *balun*

Fonte: Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 2005

Os *baluns* podem ter diversos formatos para os diversos tipos de antenas existentes, sendo estas planares ou tridimensionais, para uma única antena ou uma rede de antenas. Para antenas planares, diversos tipos de geometria são utilizados nos *baluns*, também conhecidos como pedestais, onde normalmente são feitos em dupla face. Também deve-se ter o cuidado com o tipo do material utilizado no substrato de antenas planares, pois pode promover alterações no seu desempenho,

Antenas tridimensionais possuem *baluns* em formato de transformadores onde existem enrolamentos montados em ferrites, com a finalidade de produzir melhores desempenhos para frequências altas, sendo estes utilizados em antenas telescópicas, mono polos, dipolos, Yagui e outras. Para antenas cornetas TEM, os *baluns* podem ser mais trabalhosos, pois existe todo um desenho específico em sua estrutura, sendo feito na superfície de cada lâmina o qual pode ser simétrico ou não. A utilização de substratos específicos na abertura da antena com a finalidade de alterar as características da largura de banda também é um recurso bastante utilizado. Por final, o ajuste de sua abertura deixa-a mais fechada ou não. Todos estes fatores citados promovem o bom casamento de impedância e balanceamento entre o circuito e a antena, o qual promovem bastantes variáveis no projeto do balun, tornando-o assim bem complexo

1.5 – Ensaio com antenas

Ao fazer as medições com antenas, deve-se tomar cuidados específicos com a influência do meio. Existem dois tipos de processos para fazer esta modelagem: a espaço livre onde todos os efeitos ao redor do sistema de medidas são suprimidos ou reduzidos a valores aceitáveis, e os percursos reflexivos, onde as reflexões da onda eletromagnética são consideradas na realização de medidas. O acoplamento entre as antenas deve ser considerado, pois para evitar este efeito necessita deixá-las afastadas para evitar retorno de sinais entre elas (POCHANIN, et al., 2007; DAE, 2009).

O ambiente de testes não deve ter ruídos eletromagnéticos, por causa que estes possam gerar alteração na caracterização. Também existem as interferências conduzidas que podem ser eliminadas ou atenuadas com aterramentos e colocação de filtros de linhas (POCHANIN, 2009)

Existem ambientes ideais para estes testes que são as OATS (Área Aberta de Teste), CA (Câmaras Anecóicas), CSA (Câmaras Semi anecóicas) e Células GTEM (Gigahertz Electro Transversal Magnética). Como uma antena tem propriedades passivas, lineares e recíprocas, as medidas podem ser feitas tanto na transmissão como na recepção.

1 – Características do solo

A característica do solo é muito importante quando aplicam-se ondas eletromagnéticas diretamente no mesmo, pois as características da propagação eletromagnética influenciam no desempenho da atenuação, velocidade e reflexão do sinal. Tudo isto está relacionado com a composição do solo.

Os solos são formados por minerais e poros ocupados por ar e água, e os seus minerais são classificados em primários e secundários. Os primários originam-se nas rochas e podem ser encontrados no solo, já os secundários se formam no próprio solo. O Brasil tem clima tropical úmido e fica propício ao forte intemperismo, causado pela alta temperatura em conjunto com a umidade. A passagem lenta da água faz a retirada dos elementos químicos, promovendo solos que têm uma predominância de ferro, alumínio, cálcio, potássio e outros encontrados na argila, por ter a facilidade de agregar cátions. (BECGATOI, 2005)

Observa-se que existe diferença destas propriedades mediante as características do tipo de solo e local. Por exemplo, um solo mais arenoso, formado de SiO₂, tem uma susceptibilidade magnética baixa em relação aos, argilosos por possuir menor quantidade de minerais magnéticos. Assim, ocorre a classificação dos solos como não magnéticos e magnéticos. (DAS, 2006).

Esta susceptibilidade magnética pode ser definida como a quantidade que uma determinada substância pode ser magnetizada, promovendo assim uma razão (k) entre o momento magnético (M), por unidade de volume e a força magnetizante (H). Desta forma, a susceptibilidade magnética torna-se uma característica adimensional intrínseca das rochas e solos (BECGATOI, 2005).

$$k = \frac{M}{H}$$

(2.10)

ANEXO C

A proposta básica dos radares de penetração de solo GPR é aplicar uma onda eletromagnética no solo para o reconhecimento de objetos, mas após enviado um sinal por uma antena direto ao solo, este penetra e ocorre várias situações, onde uma parcela do sinal retorna de imediato, enquanto que outra segue até o alvo. Mas,

2 - Ondas eletromagnéticas e o solo

Pesquisas realizadas em solos argilosos e de textura mista, com um valor de profundidade aproximada de 50 cm, foi obtido para solos argilosos uma resistividade média de 128,23 Ω m, enquanto que os solos de textura mista, areno-argiloso, apresentou 367,56 Ω m (BECEGATOI, 2005).

Ciente de os solos possuem uma determinada resistividade, tudo isto constante de proporcionalidade do solo. irá promover maior corrente elétrica, ao contrário de um solo mais arenoso. Portanto, o solo argiloso terá uma resistividade menor, enquanto que o arenoso, maior. Resistividade dos argilomateriais. Desta forma, um solo que formado com argila úmida depende de alguns fatores como a forma das partículas do solo, sua porosidade, resistividade do líquido nos poros, grau de saturação e a espessura da camada cônica dos argilomateriais.

estes dois parâmetros e as lei de Ohms $R = \frac{\Delta V}{I}$ e $R = \rho \frac{L}{A}$, pode-se localizar a

A resistividade do solo mediante suas propriedades é importante para a passagem da corrente elétrica que informa um valor ôhmico. Para a caracterização dos solos, o procedimento é inserir uma determinada corrente elétrica através de eletrodos de um ponto A para B no solo, que promova uma queda de tensão. Com

Resultados obtidos da suscetibilidade em solos argilosos, e com mistura de argila e areia foram observados em profundidades até 20 cm um valor médio de 0,00045 A/m para terreno areno-argiloso, e 0,0007 A/m para terreno argiloso. Testes feitos com profundidades entre 20 cm a 40 cm, os resultados médios ficaram 0,00043 A/m para terreno areno-argiloso, e 0,00069 para terrenos argilosos (BECEGATOI, 2005).

objetos. Isto é devido as características do solo o qual, mediante uma determinada melhor penetração, mas são deficientes no reconhecimento de determinados resolução ficam em torno de 500 a 600 MHz. Outros com valores mais baixos têm As frequências normalmente utilizadas para a localização de objetos com assim uma falsa localização. (BECGATOI, 2005).

setores com pequeno atagamento podem causar reflexão do sinal emitido, gerando varredura por UWB, quando se trata de solo molhado, pois poças de água ou dificultoso por causa da refletividade ser maior. Deve-se tomar cuidado durante a que os outros tipos, e com isto, o reconhecimento de um objeto torna-se mais O solo argiloso é um dos mais complexos, pois ele pode reter mais água do realce do sinal do objeto a ser localizado (RIAL, 2009).

auxiliares para promover um grande atenuação no sinal de reflexão do solo e um reconhecido retorna fortemente atenuado. Desta maneira, tem que ter técnicas assim, uma grande amplitude de retorno, enquanto que o sinal do objeto Uma característica do sinal enviado é a reflexão na superfície, produzindo, chegam a 20 dB (TURK, 2007).

pois ocorre um cancelamento do sinal de retorno, causando assim atenuações que materiais e suas respectivas distâncias. Desta forma este eco é muito prejudicial, estas situações promovem uma espécie de eco, que é uma reflexão entre estes Ao trabalhar com profundidades e tipos de solos diferentes, observa que entre padrão referente ao fator de atenuação e do atraso (TAYLOR, 2001).

umidade. Mas, apesar disto, é possível fazer uma primeira aproximação deste constantes dos meios e a determinada espessura com os seus respectivos teores de A forma exata do padrão de interferência depende do tipo de solo, as 2007).

pode aumentar devido as características do material e a sua espessura(TURK, tempo de atraso que existe até chegar à origem o qual o transmitiu. Este atraso retorno também deve ser considerado. O eco produzido pela reflexão e também um atenuação, no que resulta um pequeno sinal na antena receptora. Este trajeto de ao objeto, ele retorna e faz o mesmo caminho de volta, ocorrendo assim mais durante este percurso ocorre uma determinada atenuação. Quando este sinal chega

frequência, origina uma impedância complexa específica. (BECEGATOV, 2005).

Estudos realizados com areia observam que as ondas eletromagnéticas causam uma grande dispersão em aplicações com radares de penetração de solo, o qual gera pulsos extremamente curtos e que ao recebê-los de volta estão atenuados em escala exponencial mediante a distância. Testes realizados por Pieraccini, Barucci, Mecatti, Macaluso e Atzeni mostram que, com areia molhada, a atenuação de uma faixa de frequências emitidas por uma antena entre 2 a 6 GHz promovem maior atenuação, sendo que esta é mais acentuada na frequência de 6 GHz em relação a 2 GHz, com os mesmos parâmetros de distância (figura 1) (PIERACCINI, 2010).

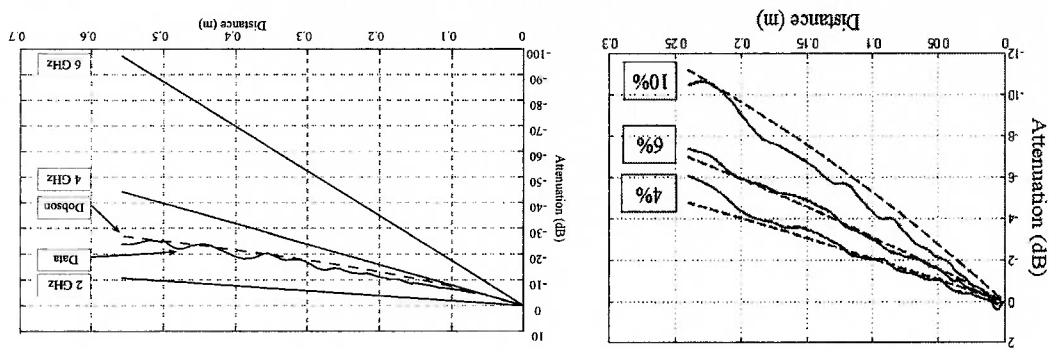


Fig. 1 – Frequências aplicadas em areia molhada com concentração de água em 4%, 6% e 10% (a) Comparação de frequências aplicada em areia molhada a 14% (b)
 Fonte: Pieraccini, Barucci, Mecatti, Macaluso e Atzeni, 2009

Neill observou que fortes atenuações para frequências acima de 1 GHz em solos argilosos com excesso de água, mas que ao trabalhar com frequências próximas de 600 MHz, a penetração foi maior. Ao alterar a temperatura da água, testes feitos na presença de um sinal de 1 GHz, notou-se que próximo da temperatura de congelamento existe uma atenuação de 60 dB/m, enquanto que na temperatura ambiente este valor encontra-se em 35dB/m. Mas, para frequências mais baixas em torno de 100 MHz, a água em temperatura ambiente ou próximo da temperatura de congelamento gera uma atenuação de 2 dB/m, onde observa que a temperatura é um fator irrelevante para esta frequência.

ANEXO D

TRANSFORMADA DE HILBERT
Pesquisado no site Matlab Center
Autor Allan Tan
Adaptação Sérgio Tavares

<http://www.mathworks.nl/matlabcentral/fileexchange/19681-hilbert-huang-transform>

```
function plot_hht(x,Ts)
% Plot the HHT.
% plot_hht(x,Ts)
%
% :: Syntax
% The array x is the input signal and Ts is the sampling period.
% Example on use: [x,Fs] = wavread('Hum.wav');
% plot_hht(x(1:Fs),1/Fs);
% Func : emd
% Get HHT.
emd(x);
for k = 1:length(imf)
    b(k) = sum(imf{k}.*imf{k});
    th = angle(hilbert(imf{k}));
    d{k} = diff(th)/Ts/(2*pi);
end
[u,v] = sort(-b);
    b = 1-b/max(b);
% Set time-frequency plots.
N = length(x);
c = linspace(0,(N-2)*Ts,N-1);
for k = v(1:2)
    figure, plot(c,d{k},k,'Color',b([k k]),'MarkerSize',3);
    set(gca,'FontSize',8,'Xlim',[0 c(end)],'Ylim',[0 1/2/Ts]); xlabel('Time'),
    ylabel('Frequency');
end
% Set IMF plots.
M = length(imf);
N = length(x);
c = linspace(0,(N-1)*Ts,N);
```

```

for k1 = 0:4:M-1
    figure
    for k2 = 1:min(4,M-k1), subplot(4,1,k2), plot(c,imf{k1+k2}); end
    set(gca,'FontSize',8,'Xlim',[0 c(end)]);
    xlabel('Time');
end

for k1 = 0:4:M-1
    figure
    for k2 = 1:min(4,M-k1), subplot(4,1,k2), plot((1/Ts)*c,abs(fft(imf{k1+k2}))); end
    set(gca,'FontSize',8,'Xlim',[0 .5*(1/Ts)]); end
    for k2 = 1:min(4,M-k1), subplot(4,1,k2), plot((1/Ts)*c,abs(fft(imf{k1+k2}))); end
    set(gca,'FontSize',8,'Xlim',[0 1/Ts]); end
    xlabel('Frequency FFT');
end

function n = findpeaks(x)
% Find peaks.
% n = findpeaks(x)
% n = findpeaks(x) > 0;
n = find(diff(diff(x) > 0) > 0);
n = find(x(n+1) > x(n));
n(u) = n(u)+1;
function imf = emd(x)
% Empirical Mode Decomposition (Hilbert-Huang Transform)
% imf = emd(x)
% Func : findpeaks
x = transpose(x(:));
imf = [];
while ~ismonotonic(x)
    x1 = x;
    sd = inf;
    while (sd < 0.1) | ~simf(x1)
        s1 = getspline(x1);
        s2 = -getspline(-x1);
        x2 = x1-(s1+s2)/2;
        sd = sum((x1-x2).^2)/sum(x1.^2);
        x1 = x2;
    end
end

```

```

imf{end+1} = x1;
x = x-x1;
end
imf{end+1} = x;
% FUNCTIONS

function u = ismonotonic(x)
u1 = length(findpeaks(x))*length(findpeaks(-x));
if u1 > 0, u = 0;
else, u = 1; end
function u = isinf(x)
N = length(x);
u1 = sum(x(1:N-1).*x(2:N) > 0);
u2 = length(findpeaks(x))+length(findpeaks(-x));
if abs(u1-u2) < 1, u = 0;
else, u = 1; end
function s = getspline(x)
N = length(x);
p = findpeaks(x);
s = spline([0 p N+1],[0 x(p) 0],1:N);

```