

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**Aplicações da Tecnologia UWB em
Sistemas de Comunicação sem Fio e
Construção de Antenas Banda Larga**

Victor Vasconcelos de Castro Souza
Leandro Moraes Farah

Brasília, 6 julho de 2009

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASILIA

Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aplicações da Tecnologia UWB em Sistemas de Comunicação sem Fio e Construção de Antenas Banda Larga

Victor Vasconcelos de Castro Souza

Leandro Moraes Farah

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista.

Banca Examinadora

Prof. Antônio José Martins Soares, UnB/ ENE (Orientador)

Prof. Marco Antonio Brasil Terada, UnB/ ENE (Examinador)

Prof. Franklin da Costa Silva, UnB/ ENE (Examinador)

RESUMO

O *Ultrawide Band* (UWB) é uma tecnologia que se apresenta como uma alternativa em sistemas de comunicação sem fio. Ela é capaz de elevar a taxa de dados em uma densidade espectral de potência reduzida. O UWB aparece no cenário mundial como uma possibilidade de prover aos novos equipamentos sem fio, uma comunicação de banda larga rápida, fácil e que pode conviver com sistemas de banda estreita, pois, apesar da largura de banda elevada, sua reduzida densidade espectral de potência faz com que os receptores dos outros sistemas identifiquem o sinal UWB como ruído.

Este trabalho visa à apresentação dos conceitos acerca da tecnologia *Ultrawide Band*, a fim de se explorar o potencial dessa tecnologia. Para isso, são feitos estudos da legislação em vigor e apresentados os pontos positivos e os desafios existentes para a utilização dessa tecnologia. Também são exibidos métodos de geração de pulsos, com a abordagem da eletrônica utilizada e a exposição das características dos pulsos gerados, além das possíveis técnicas de modulação utilizadas que, diferentemente dos casos tradicionais, não utiliza portadora senoidal e, por isso, merece ser estudada. Em todo sistema de comunicação, o canal de transmissão é um elemento do sistema que merece muita atenção. Dessa forma, este trabalho também apresenta o estudo sobre modelagem de canal para sistemas UWB, visto que é necessário rever alguns conceitos adotados para sistemas convencionais, a fim de que o modelo de canal seja coerente com o que ocorre nas transmissões que utiliza o UWB. Por fim, o problema da antena é analisado de forma mais específica, com a avaliação dos requisitos necessários para se obter uma boa antena com aplicações em UWB. Apresentam-se simulações de diferentes tipos de antenas, sendo que, em seguida, três das estruturas foram construídas e medidas em laboratório, a fim de estabelecer comparações e tirar conclusões sobre o potencial de uso de cada uma dessas estruturas.

ABSTRACT

Ultrawide Band (UWB) is a technology that presents itself as an alternative for wireless communication system. It is capable of raising the data stream in a low spectral power density. UWB appears in the world scenario as a possibility to provide new wireless equipment, an fast, easy communication with a large bandwidth that can deal with narrowband systems, because, despite the ultra large band, its reduced spectral power density is responsible for making the receivers of other systems identify the UWB signal as noise.

This paper aims the presentation of concepts of Ultrawide Band technology, so its potencial can be explored. To make it possible, studies of the nowadays legal issues and the presentation of the good points and the current challenges for the utilization of the technology are done. Pulses generation methods are also exhibited, with an approach of the used electronics and the exposure of the characteristics of generated pulses, besides the possible modulation techniques that, differently of the tradicional cases, don't use sinusoidal carrier and, as a consequence, deserves to be studied. In every communication system, the transmission channel is an element that deserves a lot attention. So, this paper also presents the study of channel modeling for UWB systems, because it is necessary review some adopted concepts for conventional systems, so that the channel model is consistent with what happens in transmissions that utilizes UWB. Finally, the antenna problem is analyzed in a specific approach, with a valuation of the needed requirements for a good antenna to UWB applications. Simulations of different types of antennas are presented and, frontward, three structures were built and measured in laboratory's procedures, so comparisons were established conclusions were made about the potential use of each one of these structures.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	12
2. TECNOLOGIA UWB	14
2.1. Fundamentos do UWB	14
2.2. Regulação/padronização e aplicações	15
2.3. Processamento do sinal.....	20
2.3.1. Sistema I-UWB	20
2.3.2. Sistema MC-UWB.....	24
2.4. Desafios da tecnologia.....	26
3. GERAÇÃO E MODULAÇÃO DO PULSO	30
3.1. Geração do pulso	30
3.1.1. Gerador de pulsos a efeito avalanche	30
3.1.2. Gerador de pulsos a diodo de recuperação de passo	32
3.1.3. Geradores de pulsos em circuitos integrados	35
3.2. Modulação em sistemas UWB	41
3.2.1. Modulação por amplitude de pulso	41
3.2.2. Chaveamento <i>on/off</i>	42
3.2.3. Modulação por posição de pulso	43
3.2.4. Modulação por formato de pulso.....	44
4. MODELAGEM DE CANAL	46
4.1. Modelagem de canal em pequena escala.....	47
4.2. Modelagem de canal em larga escala	48
4.2.1. Perda de percurso em espaço livre	49
4.2.2. Perda de percurso em espaço não livre.....	53
4.2.3. Perda de percurso dependente da frequência.....	55
4.3. Problema da antena na modelagem em larga escala.....	57
4.4. Ambientes com propagação melhor que em espaço livre	58
4.5. Link Budget	60
5. ANTENAS	67
5.1. Parâmetros principais de antenas.....	67
5.1.1. Parâmetros do diagrama de radiação	70
5.1.2. Ganho e diretividade.....	71
5.1.3. Impedância de entrada da antena.....	73

5.1.4. Largura de banda da antena	74
5.1.5. Polarização da antena	74
5.2. Tipos de antenas	75
5.2.1. Antenas eletricamente curtas	76
5.2.2. Antenas ressonantes.....	76
5.2.3. Antenas de banda larga.....	77
5.2.4. Antenas de abertura	78
5.3. Antenas para UWB	79
5.3.1. Desempenho de antenas para UWB	79
5.3.2. Estruturas radiantes com potencial para UWB.....	80
6. ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO.....	85
6.1. Simulação	85
6.2. Construção	93
6.3. Análise dos Resultados	94
7. CONCLUSÕES	97
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	99

LISTA DE FIGURAS

Fig 2.1– Sistemas de comunicação em ambientes fechados.	17
Fig 2.2– Radar veicular.	17
Fig 2.3 – Captação de imagens (Baixas frequências).....	18
Fig 2.4- Captação de imagens (Médias frequências).....	18
Fig 2.5- Captação de imagens (Altas frequências).....	19
Fig 2.6- - Pulso gaussiano.	22
Fig 2.7- Primeira derivada do pulso gaussiano.	23
Fig 2.8 - Segunda derivada do pulso gaussiano.	23
Fig 2.9- Pulso gaussiano senoidal modulado.....	24
Fig 3.1 – Gráfico I_C versus V_{CE} de um transistor bipolar de junção.	31
Fig 3.2 – Circuito gerador de pulso avalanche.	32
Fig 3.3 – Corrente no SRD e carga armazenada em função do tempo.....	33
Fig 3.4 – Circuito gerador de pulso abrupto que emprega um SRD.	33
Fig 3.5 – Formas de onda de tensão do circuito gerador de pulso abrupto.	34
Fig 3.6 – Gerador de pulso com SRD.....	34
Fig 3.7 – Gerador de monociclos com SRD.....	35
Fig 3.8 – (a) Gerador de impulsos com SRD e (b) Saída do gerador de impulsos com SRD.	35
Fig 3.9– Porta ECL.....	36
Fig 3.10 – Característica tensão de saída/tensão de entrada da série 10E do ECL.	37
Fig 3.11 – Estágio de saída do transmissor H Bridge.....	38
Fig 3.12 – Par de pulsos gaussianos gerados pelo transmissor H Bridge.....	38
Fig 3.13 – Par de pulsos gaussianos e código usado por dispositivo de localização.....	39
Fig 3.14 – Gerador de pulsos com chaveamento CMOS.	40
Fig 3.15– Tensão de saída em função do tempo do gerador de pulsos.	40
Fig 3.16– Transição de estados do gerador de pulsos.	40
Fig 3.17 – Pulsos gaussianos com duração de 1 ns modulados PAM antipodal.	42
Fig 3.18 – Sinais modulados OOK.....	43
Fig 3.19– Sinais modulados PPM.	44
Fig 4.1 – Pulso gaussiano gerado com cerca de 200 ps para experimento de perda de percurso.	52
Fig 4.2 – Pulsos normalizados recebidos em linha de visada com a distância para antenas bicônicas.	53

Fig 4.3 – Pulsos normalizados recebidos em linha de visada com a distância para antenas corneta TEM	53
Fig 4.4 – Sinal recebido, figuras (a) e (b), e energia recebida acumulada, figuras (c) e (d), para exemplos em linha de visada com uso de antenas cornetas TEM.	59
Fig 5.1 – Dipolo ideal.	68
Fig 5.2 – Plano E do dipolo ideal.	68
Fig 5.3 – Plano H do dipolo ideal.	69
Fig 5.4 – Diagrama de radiação 3D do dipolo ideal.	69
Fig 5.5 – Lóbulos principais em diagramas de radiação.	71
Fig 5.6 – Lóbulos laterais e feixe de meia potência.	73
Fig 5.7 – Esfera de atuação com raio r_0 para campos distantes radiados.	73
Fig 5.8 – Alguns tipos de polarização.	75
Fig 5.9 – Onda polarizada em propagação no sentido positivo do eixo z.	75
Fig 5.10 – Antenas eletricamente curtas.	76
Fig 5.11 – Antenas ressonantes.	76
Fig 5.12 – Antenas de banda larga.	77
Fig 5.13 – Antenas de abertura.	78
Fig 6.1 – (a) Monopolo padrão e (b) perda de retorno.	86
Fig 6.2 – (a) Fita retangular de largura 0,4 cm e (b) fita retangular de largura 1,2 cm.	86
Fig 6.3 – Perda de retorno para o monopolos.	87
Fig 6.4 – (a)Monopolo com plano terra modificado e (b) sua perda de retorno.	87
Fig 6.5 – (a) Monopolo modificado de largura 0,4 cm e (b) perdas de retorno.	88
Fig 6.6 – (a) Monopolo com chapa condutora e (b) perda de retorno.	89
Fig 6.7– (a) Variação do monopolo com chapa e (b) perda de retorno.	89
Fig 6.8 – Comparação da perda de retorno para o monopolo modificado.	90
Fig 6.9 – Antenas construídas (a) monopolo com degrau (b) monopolo com chapa (c) monopolo com rampa.	93
Fig 6.10 – (a) Equipamento de medidas e (b)Montagem para efetuar as medições.	94
Fig 6.11 – Perda de retorno para o monopolo com chapa.	95
Fig 6.12 – Perda de retorno para o monopolo com chapa e degraus.	95
Fig 6.13 – Comparação entre as perdas de retorno dos monopolos com degrau e com rampa.	96

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – UWB - Aplicações, bandas de alocação e usuários.....	19
Tabela 4.1 – Link budget tradicional para espaço livre.....	61
Tabela 4.2 – Link budget proposto para UWB em espaço livre – detector correlator.	65
Tabela 5.1 – Categorias de antenas e suas propriedades.	79
Tabela 5.2 – Antenas com potencial para UWB.	81
Tabela 6.1 – Diagramas de radiação e perdas de retorno para os monopolos com chapa e degrau.	91

LISTA DE SIGLAS

UWB – Ultrawide Band

FCC – Federal Communications Commission

GPR – Ground Penetrating Radar

GPS – Global Positioning System

RFID – Radio Frequency Identification

I-UWB – Impulse- Ultrawide Band

MC-UWB – Multicarrier- Ultrawide Band

UWB-OFDM - Ultrawide Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PAPR - Peak-to-Average Power Ratio

FPGA – Field Programmable Gate Array

DSP - Digital Signal Processor

ADC – Analog to Digital Converter

WPAN – Wireless Personal Area Network

LPI – Low Probability of Interception

FDM – Frequency Division Multiplexing

CW – Continuous Wave

SRD – Step Recovery Diode

EIRP – Effective Isotropic Radiated Power

TEM – Transversal

VHF – Very High Frequency

FDTD – Finite-Difference Time-Domain

HDTV – High Definition Television

DARPA – Defense Advanced Research Projects Agency

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers

1. INTRODUÇÃO

É cada dia mais comum, atualmente, a utilização de sistemas de comunicação sem fio, que permite mobilidade aos usuários. Esse tipo de sistema é encontrado em acesso à *internet* e a periféricos de computadores, como teclados sem fio ou *mouse* sem fio, por exemplo. Existem diversas tecnologias capazes de estabelecer a comunicação sem fio entre um transmissor, um canal e um receptor. Uma delas é a tecnologia *Ultrawide Band* (UWB). A característica principal dessa tecnologia é a utilização de largura de banda muito maior que a usada pelos sistemas convencionais que, em contrapartida, gera uma densidade espectral de potência bastante reduzida [1].

A tecnologia que permite distribuir a potência do sinal no espectro é de interesse para engenharia. UWB fornece essa possibilidade, apesar de possuir uma banda muito larga. Porém, essa banda é tão extensa que o sinal é considerado como ruído pelos receptores de outros sistemas de comunicação. Por isso, UWB é um método alternativo para promover a comunicação sem fio nos sistemas modernos, apesar de ser, de certa forma, já antiga (proposta em meados dos anos 60). Em UWB, utiliza-se uma forma de excitação também alternativa: pulsos de curtíssima duração. Adicionado ao fato de que propicia uma alta taxa de transmissão, e com o desenvolvimento dos dispositivos de tráfego de dados, acredita-se que essa tecnologia seja bastante utilizada no futuro.

O UWB também possui um vasto campo de estudo no que diz respeito aos tipos de antena capazes de estabelecer a comunicação de forma satisfatória. Este é um ponto importante, visto que existem diversas aplicações para o UWB. Antenas do tipo *bowtie* são utilizadas em aplicação da tecnologia para o radar de penetração de solo (GPR), que são aparelhos capazes de localizar objetos enterrados nos mais diversos tipos de terreno [5, 6].

Além do GPR, há ainda várias aplicações UWB no que diz respeito a radares, como aqueles para prevenção de batidas de carros, que normalmente utilizam uma potência pequena, da ordem de 0,2 watts com uma largura de banda de 500 MHz. Há ainda os radares de detecção de intrusos que utilizam cerca de 4 watts de potência para uma faixa de 400 MHz e possuem um alcance de cerca de 300 metros para alvos humanos [7].

O potencial do UWB pode ser observado ao analisar a eficiência espacial, em comparação com outras tecnologias sem fio. Enquanto a tecnologia *Bluetooth*, que opera em um raio de dez metros em espaço livre, possui um pico de operação de dez redes com velocidade agregada de 10 Mbps, fato que implica em uma capacidade espacial de cerca de

30 kbps/m², o UWB, também num raio de dez metros, consegue operar seis sistemas simultaneamente e prover, para cada uma delas, até 50 Mbps, ou seja, uma velocidade agregada de 300 Mbps. Logo a capacidade espacial pode chegar até 955 kbps/m² [7].

Este trabalho consiste em um estudo acerca da tecnologia UWB seguido da implementação de um protótipo de antena em três fases, a saber, projeto, simulação e análise. Dessa forma, haverá a divisão em capítulos que abrangerão os tópicos considerados importantes para uma boa compreensão do funcionamento da tecnologia e do seu potencial.

O segundo capítulo é destinado à apresentação da tecnologia UWB, fundamentos, legislação e tipos de implementação, incluindo-se os desafios existentes para esse método de comunicação sem fio. O terceiro capítulo é responsável por abordar dois assuntos de suma importância em sistemas de comunicação e que fazem do UWB uma tecnologia diferente das demais: a geração dos pulsos e a modulação utilizada. A geração do pulso é diferente para o UWB, pois não é utilizada uma portadora senoidal como de costume, logo um estudo da geração desse pulso de curtíssima duração deve ser feito. O estudo da geração do pulso conduz ao estudo da modulação, pois, por não serem utilizadas portadoras senoidais e sim pulsos de duração reduzida, é importante analisar as maneiras possíveis de inserir a informação nesses pulsos. Em seguida, no quarto capítulo, ocorre o estudo do canal. A banda ultra larga necessária em UWB faz com que os modelos de canal normalmente usados não expressem de forma eficaz o comportamento do meio para o sistema de comunicação e, dessa forma, os conceitos necessitam de serem revisados. O quinto capítulo consiste em uma revisão dos conceitos principais para análise de antenas, além de apresentar os tipos de antenas existentes e discutir as estruturas mais propícias para aplicações em sistemas de comunicação em UWB. Finalmente, o capítulo seis é destinado à aplicação prática, a fim de demonstrar o potencial das antenas para a aplicação em sistemas de comunicação UWB e é dividido em três partes: a simulação, a construção e análise.

2. TECNOLOGIA UWB

2.1. Fundamentos do UWB

Os sistemas de comunicação UWB podem ser classificados, em sentido amplo, como qualquer sistema de comunicação cuja largura de banda é muitas vezes maior que o mínimo requerido para enviar uma dada informação. Esse excesso de largura de banda é uma característica que define UWB. A compreensão do modo como essa característica afeta o desempenho e o projeto do sistema é um ponto crítico para tornar os engenheiros mais informados no que tange às decisões concernentes à implementação dessa tecnologia.

Uma das primeiras transmissões sem fio, realizada por Marconi, foi essencialmente um sinal UWB criado a partir de uma geradora de faísca. A largura de banda do sinal dessa geradora excedia amplamente a taxa de informação. Usuários desse sistema rapidamente descobriram alguns dos mais importantes requisitos para implementações sem fio: desenvolver um método para permitir que um usuário específico recupere um fluxo de dados em particular e permitir que todos os usuários dividam eficientemente um recurso de espectro comum. A tecnologia UWB da época não oferecia uma resposta prática para ambos os requisitos. Esses problemas foram resolvidos quando ocorreu a evolução dos sistemas de comunicação baseadas na utilização de portadoras. Órgãos reguladores, como a FCC (*Federal Communications Commission*) nos Estados Unidos da América, ficaram responsáveis por dividir o espectro em faixas estreitas, que são licenciadas para vários usuários. O UWB não foi regularizado pela FCC devido ao fato de ocupar uma banda excessivamente elevada e, com isso, a tecnologia permaneceu em caráter experimental.

Nas últimas quatro décadas, avanços na eletrônica analógica e digital e, ainda, na teoria do processamento de sinal fizeram com que desenvolvedoras propusessem um sistema de comunicação prático utilizando o UWB. Nos últimos dez anos, surgiu o interesse de muitos indivíduos e corporações no que diz respeito à possibilidade de operar sistemas UWB não licenciados conjuntamente com sistemas de banda estreita e, dessa forma, a FCC recebeu diversas solicitações para tal. No ano de 2002, a FCC decidiu alterar as regras a fim de que houvesse a permissão para operação de sistemas de UWB em uma faixa ampla de frequências. Durante o processo de regulamentação da tecnologia, podem-se encontrar uma vasta lista de reclamações para a utilidade e desempenho esperados em sistemas UWB, algumas delas bastante pertinentes.

O UWB tem diversas características que o diferenciam de sistemas convencionais de banda estreita, entre as quais:

- Uma elevada largura de banda habilita uma boa resolução no tempo, que é de extrema utilidade em rastreamento de precisão e também na construção de radares.
- Pulsos de curta duração são capazes de prover um desempenho robusto em ambientes de multipercurso através da exploração de percursos mais eficazes.
- Uma baixa densidade espectral de potência permite a coexistência entre usuários e tem uma baixa probabilidade de interceptação (LPI).
- Taxa de dados pode ser compensada por densidade espectral de potência e desempenho de multipercurso.

O que faz sistemas de UWB serem únicos são sua elevada largura de banda e o seu potencial para implementação em projetos simples e de baixo custo, que tornam possível a operação de um único sistema em diferentes modos como um dispositivo de comunicação, radar ou rastreador. Quando combinados, essas propriedades proporcionam a sistemas UWB uma clara vantagem técnica sobre outras abordagens mais convencionais em um ambiente de multipercurso para uma taxa de dados de nível médio para baixo.

2.2. Regulação/padronização e aplicações

Em 1º de setembro de 1998, a FCC emitiu uma advertência de inquérito pertencente à revisão das regras da parte 15 que permite o uso de dispositivos UWB não licenciados [2]. A FCC foi motivada pela possibilidade de se implementar uma série de novas aplicações com a tecnologia UWB: radares de alta precisão, aparelhos para capturar imagens de objetos alocados em paredes (*through-wall imaging*), dispositivos capazes de obter fotografias para auxílio na medicina, sensores remotos e comunicação segura de voz e de dados. Ao averiguar o potencial existente quando se utiliza dispositivos UWB, a FCC teve a necessidade de apresentar um modo de operação bastante diferente. Ao invés de dividir o espectro em bandas distintas as quais eram destinadas a usuários ou serviços específicos, os dispositivos UWB teriam permissão para operar de forma sobreposta com outros serviços já existentes. Essencialmente, o dispositivo UWB poderia interferir em faixas de banda que se encontravam ocupadas, porém, idealmente, em um nível de potência baixo o suficiente tal que os serviços existentes não sofressem degradação em seu desempenho. A operação de dispositivos UWB com usuários já existentes requer uma

abordagem significativamente diferente, isto é, deve-se priorizar a eficiência espectral ao invés de buscar a maior taxa de transferência de dados possível em um canal com uma largura de banda precisamente definida. De fato, a questão é se a operação de dispositivos UWB é “eficiente” na acepção da palavra ou se, ao invés disto, tal situação constitui apenas um exercício na tolerância de interferência.

Em maio de 2000, a FCC recebeu mais de mil documentos provenientes de um número que excedia a 150 organizações diferentes, para ajudar no desenvolvimento de uma série apropriada de especificações. Especificamente, a FCC estava preocupada com o potencial de interferência de transmissões UWB em sinais do Sistema Global de Posicionamento, do inglês *Global Positioning System* (GPS), e também em sinais de aviação militares e comerciais. No dia 14 de fevereiro de 2002, a FCC emitiu um primeiro relatório e requerimento [2], que classificou a operação UWB em três categorias distintas:

1. Sistemas de medidas e de comunicação
2. Sistemas de radares veiculares
3. Sistemas de imagem, incluindo radares de penetração de solo, do inglês *Ground Penetrating radar* (GPR), sistemas de vigilância e de imagens através de obstáculos e, ainda, capturadores de imagens para medicina.

Cada categoria foi alocada em uma máscara espectral específica, conforme as figuras de 2.1 a 2.5.

A Tabela 2.1 sumariza as várias categorias operacionais em UWB e as suas respectivas faixas de frequência, além de informar restrições para as organizações que possuem permissão de operação para a respectiva categoria indicada na tabela.

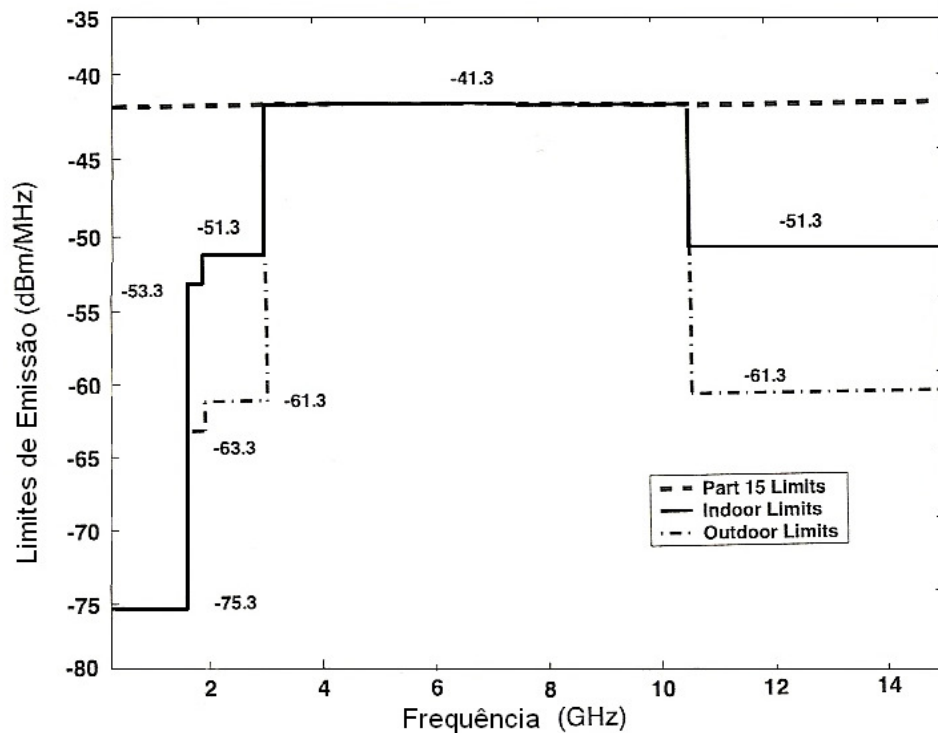


Fig 2.1– Sistemas de comunicação em ambientes fechados.

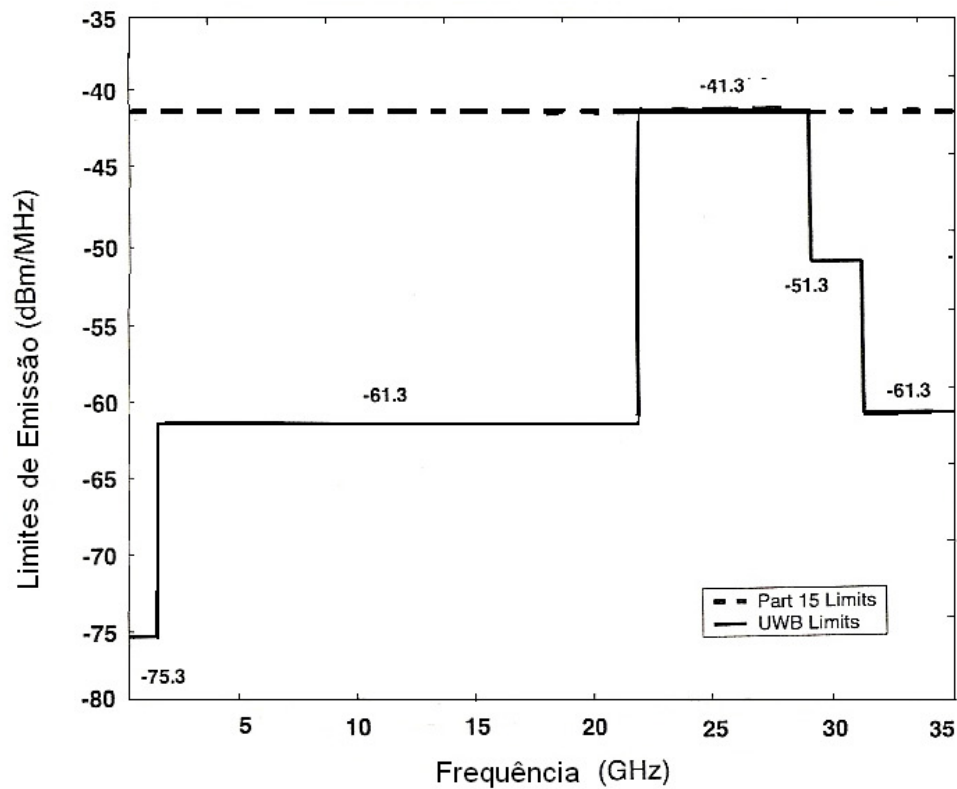


Fig 2.2– Radar veicular.

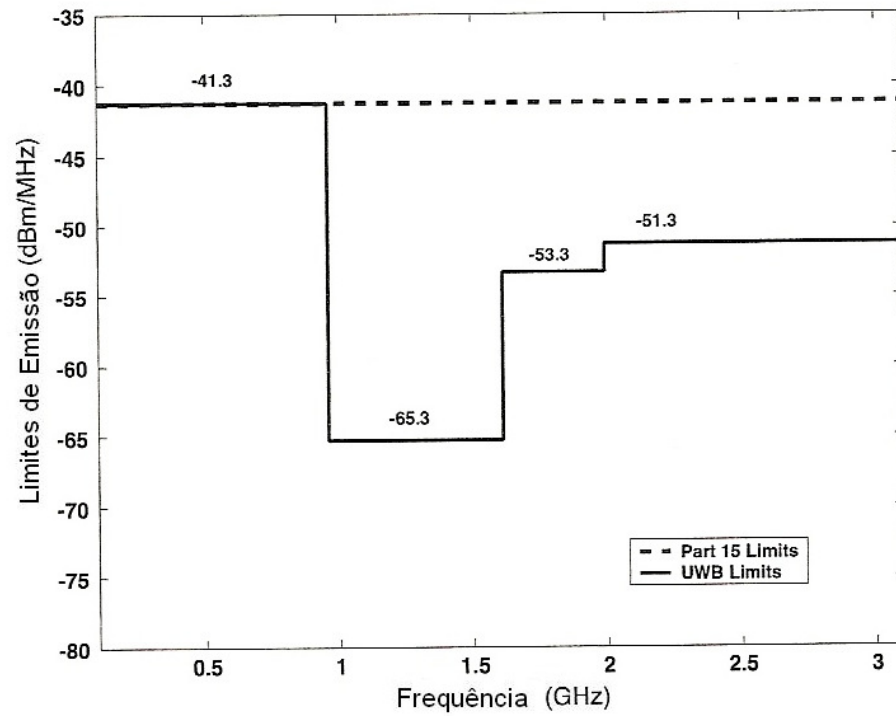


Fig 2.3 – Captação de imagens (Baixas frequências).

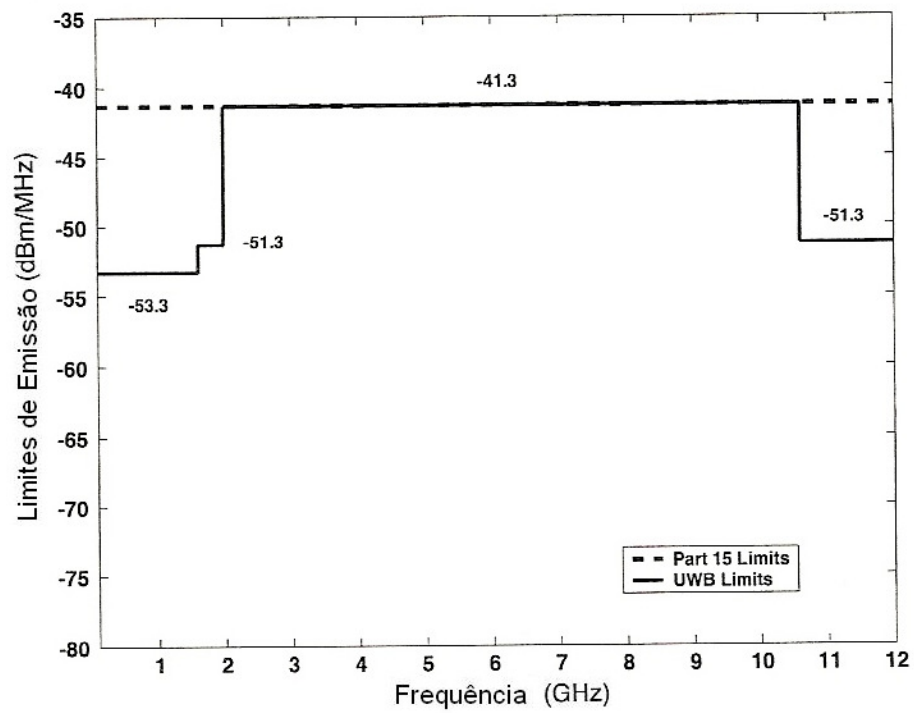


Fig 2.4- Captação de imagens (Médias frequências).

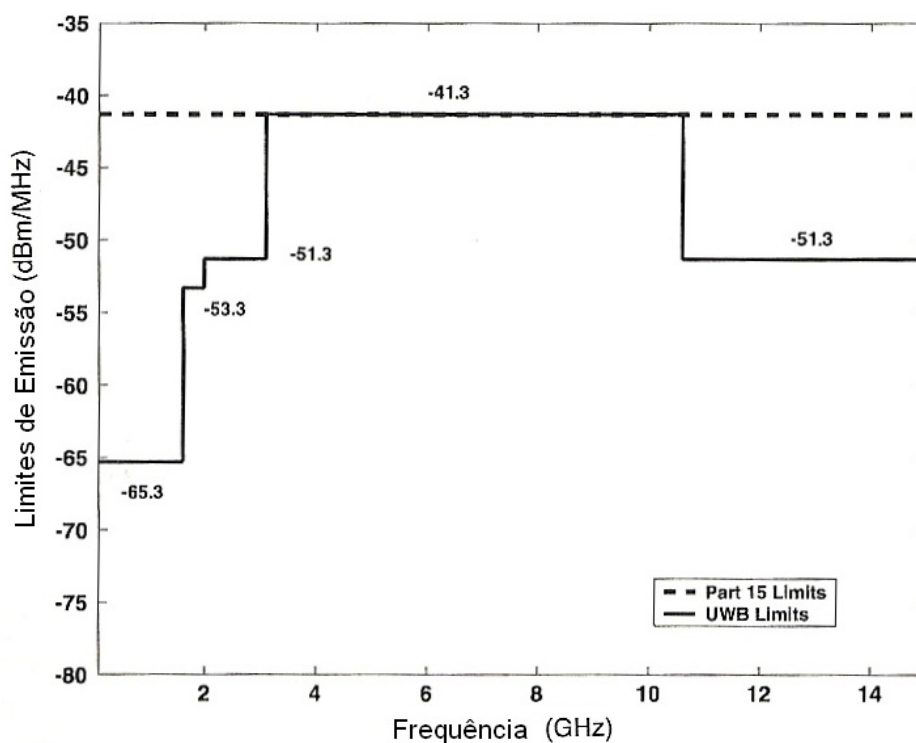


Fig 2.5- Captação de imagens (Altas frequências).

Tabela 2.1 – UWB - Aplicações, bandas de alocação e usuários.

Aplicação	Banda de frequência para operação nos limites da parte 15	Aplicações para as quais a utilização é restrita
Sistemas de medidas e de comunicação (sensores)	3,1 – 10,6 GHz (Os limites de emissão são diferentes para sistemas <i>indoor</i> e <i>outdoor</i>)	Não há restrições
Radares veiculares anticollisão, ativadores de airbag, sistemas de controle de suspensão	24 – 29 GHz	Não há restrições
Radares de penetração de solo para ver ou detectar objetos enterrados	3,1 – 10,6 GHz e abaixo de 960 MHz	Resgate e combate a incêndio, instituições de pesquisa, mineração, construção
Sistemas de detecção de objetos dentro de paredes	3,1 – 10,6 GHz e abaixo de 960 MHz	Resgate e combate a incêndio, mineração, construção
Sistemas de captura de imagens atrás paredes para detectar a localização ou movimento de objetos existentes do outro lado da parede.	1,99 – 10,6 GHz e abaixo de 960 MHz	Resgate e combate a incêndio
Sistemas médicos que geram imagens do interior de pessoas e animais	3,1 – 10,6 GHz	Equipe médica
Sistemas de monitoramento para detecção de intrusos	1,99 – 10,6 GHz	Resgate e combate a incêndio, fins de utilidade pública, indústria

A regulamentação da FCC, entretanto, não endereçou uma região de alocação para monitoramento ativo ou RFID (*Radio Frequency Identification*). Estas aplicações, conhecidas como sistemas de comunicação com domínio de localização, são uma forma híbrida de radar e comunicação de dados que usa pulsos UWB para monitorar a posição em duas e três dimensões de um item para com uma margem de erro que não exceda a algumas dezenas de centímetros, como também para transmitir informação sobre o item, seu conteúdo, por exemplo, para um banco central de dados.

Note que a FCC especificou apenas a máscara espectral e não fez restrições aos usuários acerca de qual tipo de modulação deveria ser usado. Conforme fora discutido, um número considerável de organizações está incentivando as técnicas de multiportadoras, tais como OFDM, como uma alternativa em potencial para o modo I-UWB (*Impulse-UWB*) no que tange a comunicações com taxas de dados elevadas.

Além dos Estados Unidos, outros países estão adotando uma abordagem similar para conseguir um licenciamento da tecnologia UWB. Tanto no Japão quanto na Europa, estudos iniciais já foram feitos e há uma expectativa de que sejam propostas regulamentações em um futuro próximo. O esperado é que estas regulamentações harmonizem com a máscara espectral feita pela FCC.

2.3. Processamento do sinal

Um ponto que merece ser avaliado a respeito dessa tecnologia é o fato de que a transmissão pode ser feita através de dois modelos distintos. Um deles é baseado em pulsos de curtíssima duração para transmissão de informação, o chamado *Impulse UWB* (I-UWB); o outro é baseado no uso de multiportadoras, denominado *Multicarrier UWB* (MC-UWB). Apresenta-se a seguir uma visão geral acerca desses dois métodos de transmissão em UWB.

2.3.1. Sistema I-UWB

O modelo básico para um trem de pulsos I-UWB não modulado é:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} A_i(t)p(t - iT_f) \quad (2.1)$$

em que, $A_i(t)$ é o i -ésimo sinal responsável pela informação propriamente dita e o termo $p(t-iT_f)$ é a i -ésima versão atrasada do pulso $p(t)$. Modelos para os possíveis formatos deste pulso serão discutidos posteriormente.

Nota-se que foi assumido que o pulso não sofreu nenhuma espécie de distorção causada pelo canal. Portanto, o pulso $p(t)$ será observado sem distorção e ruído gerados pelo canal com uma relação sinal-ruído (SNR) infinita. Entretanto, o sinal recebido não é necessariamente igual àquele que foi gerado no transmissor e tampouco igual ao sinal lançado na saída do sistema transmissor. Esta é uma peculiaridade de sistemas UWB e isso ocorre devido ao fato de que as antenas de transmissão e de recepção podem distorcer os pulsos, fato observado na prática com grande frequência.

Portanto, no modelo de sistema, foi assumido que a distorção induzida pela antena é incluída no pulso recebido $p(t)$. Decorre também que o efeito causado pela antena pode mudar em função da elevação e do ângulo de azimute. Porém, estes problemas serão incluídos no modelo do canal.

O formato de pulso mais popular abordado na literatura de comunicações em I-UWB é o pulso gaussiano e seus derivados. Isso ocorre porque eles são simples de serem descritos e utilizados. Um pulso gaussiano pode ser analiticamente descrito da seguinte forma:

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(t-\mu)^2/(2\sigma^2)} \quad (2.2)$$

em que, σ é o desvio padrão do pulso gaussiano, dado em segundos, e μ é o valor de tempo, também em segundos, para ponto de simetria da curva. Note que a largura do pulso é dada por $2\pi\sigma$. Um exemplo pode ser visto na figura 2.6, para $\mu = 2,5$ ns e $\sigma = 0,1$ ns.

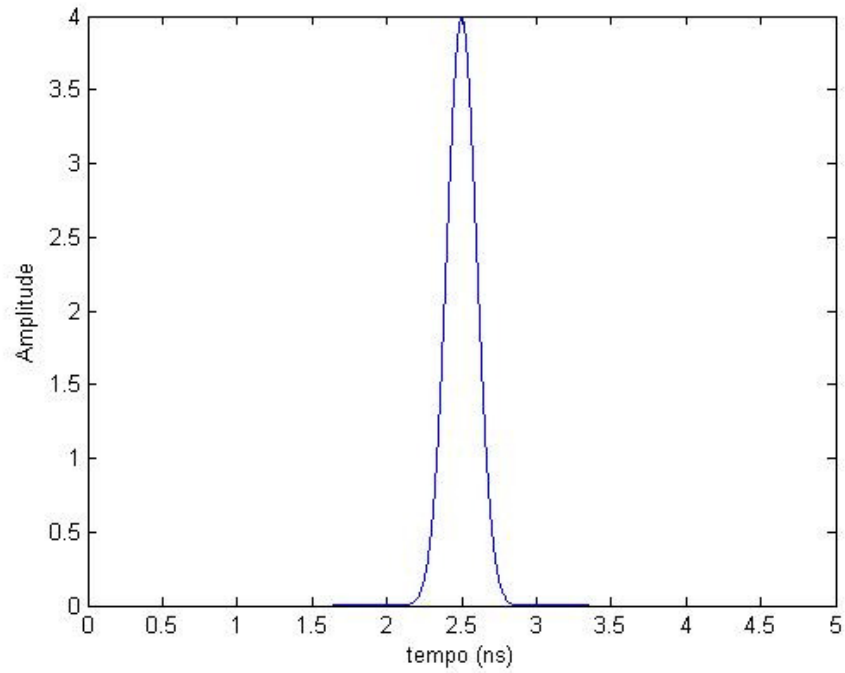


Fig 2.6- - Pulso gaussiano.

A primeira derivada de um pulso gaussiano também é utilizada como formato de pulso analítico, devido ao fato de que uma antena para aplicações em UWB deve ser capaz de diferenciar o pulso gerado com respeito ao tempo. Isso pode ser descrito matematicamente por:

$$p(t) = \left(\frac{32k^6}{\pi} \right) t e^{-(kt)^2} \quad (2.3)$$

É importante destacar que, em (2.3), a média do pulso foi considerada igual a zero e k é uma constante que determina a largura do pulso. A figura 2.7 ilustra a primeira derivada do pulso gaussiano, para $k = 80$.

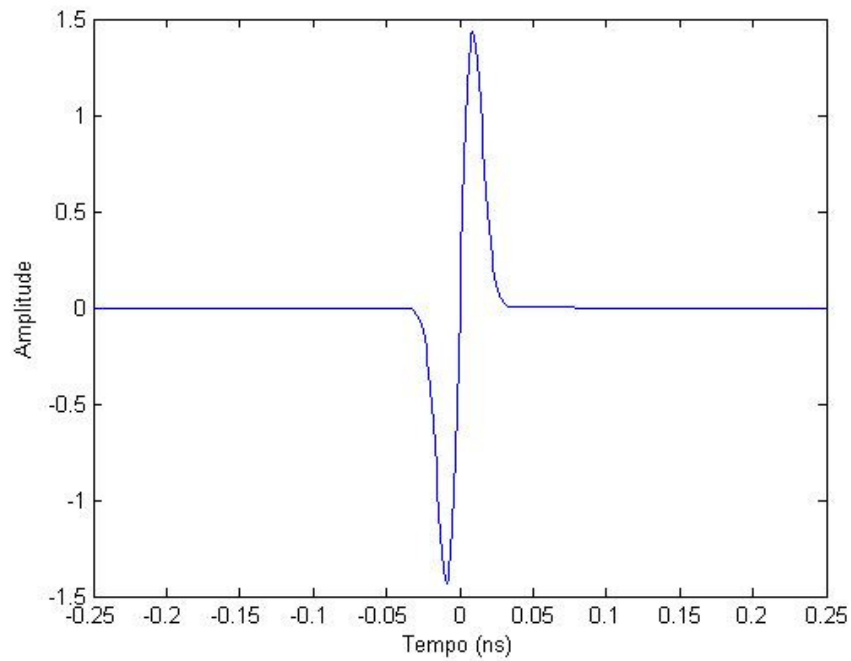


Fig 2.7- Primeira derivada do pulso gaussiano.

Um terceiro modelo, que usa a segunda derivada de um pulso gaussiano, é representado pela equação a seguir e ilustrado na figura 2.8, para $k=80$.

$$p(t) = -\left(\frac{32k^2}{9\pi}\right)^{\frac{1}{4}} (1 - 2(kt)^2) e^{-(kt)^2} \quad (2.4)$$

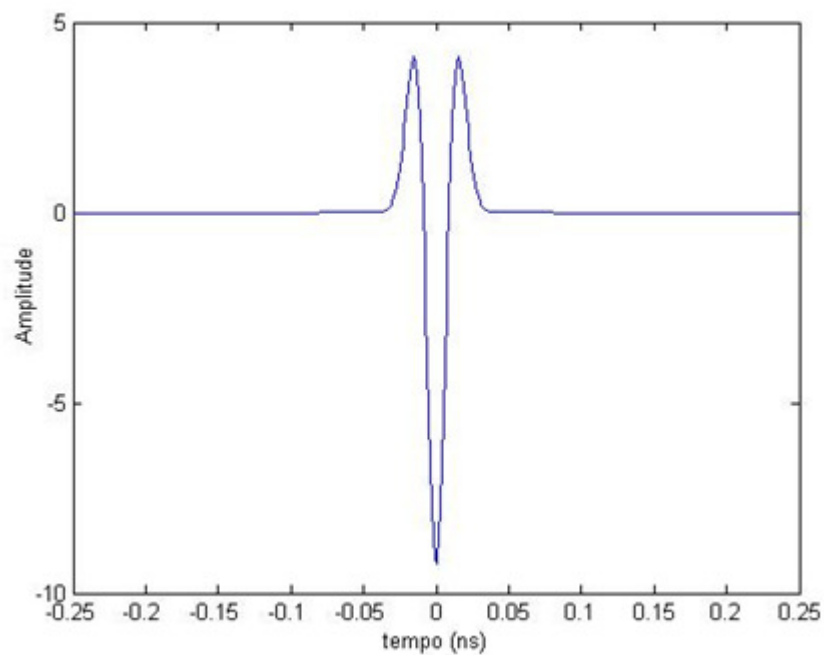


Fig 2.8 - Segunda derivada do pulso gaussiano.

É relevante salientar que as regras em vigor da FCC fazem com que a transmissão UWB mais comum na prática esteja compreendida na banda localizada entre 3,1-10,6 GHz. Além disso, o espectro dos pulsos descritos até aqui não ocupam a faixa citada. Dessa forma, o pulso gaussiano senoidal modulado é mais utilizado na prática, visto que a multiplicação do pulso pelo cosseno desloca o espectro do mesmo. A expressão matemática para essa forma de pulso é dada por:

$$p(t) = \left(\frac{8k}{\pi}\right)^{\frac{1}{4}} \frac{1}{\sqrt{1 + e^{-\left(\frac{2\pi^2 f_c^2}{k}\right)}}} e^{-(kt)^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.5)$$

em que, f_c é a frequência central desejada para o pulso. A figura 2.9 ilustra um exemplo para um pulso gaussiano senoidal modulado, com $k = 10^5$ e $f_c = 5$ GHz.

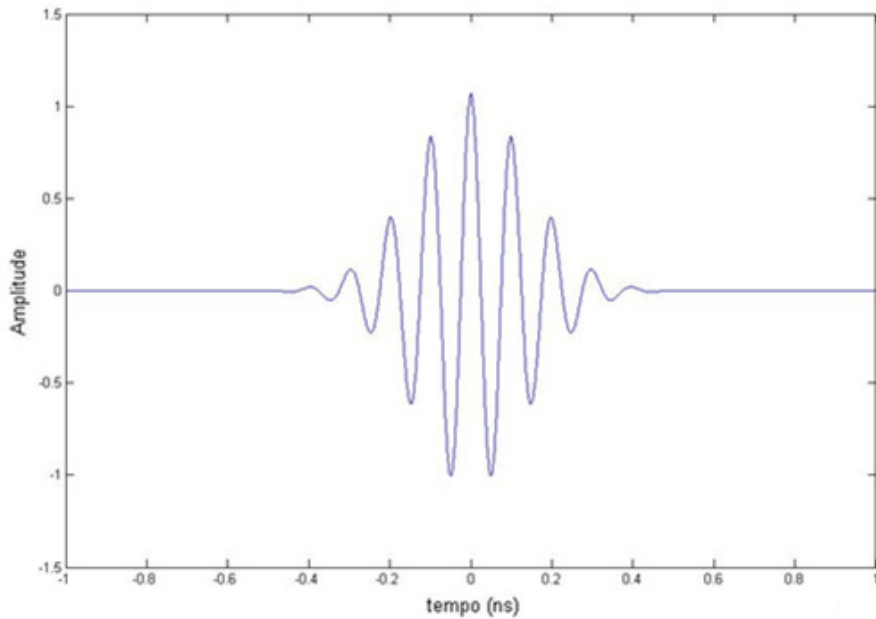


Fig 2.9- Pulso gaussiano senoidal modulado.

2.3.2. Sistema MC-UWB

Há muitos anos, o MC-UWB (também chamado de UWB no domínio da frequência) foi pesquisado com bastante afinco. O sinal MC-UWB transmitido é escrito na sua forma complexa em banda básica, conforme a equação:

$$s(t) = A \sum_r \sum_{n=1}^N b_n^r p(t - rT_p) e^{(j2\pi n f_o(t - rT_p))} \quad (2.6)$$

Na equação (2.6), N é igual ao número de subportadoras, t é o símbolo transmitido no r -ésimo intervalo de transmissão pela n -ésima portadora e A é a constante que controla a densidade espectral de potência transmitida e determina a energia por bit. A frequência fundamental é $f_o = \frac{1}{T_p}$.

A técnica de transmissão em UWB com multiportadoras possui um caso especial que é também o mais encontrado na prática. Trata-se do *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). Essa vertente da transmissão MC-UWB permite que as subportadoras se sobreponham no domínio da frequência sem, no entanto, haver interferência mútua, fato que implica em um aumento da eficiência espectral. Múltiplos usuários podem ser sustentados através da alocação de cada um destes em um grupo de subportadoras. O UWB-OFDM é um sistema em aperfeiçoamento que foi proposto como uma camada física para uma alta taxa de bits. Sistemas de comunicação confiáveis alcançam uma elevada taxa de dados a partir da transmissão de múltiplos fluxos de dados em paralelo e em portadoras de diferentes frequências. Diferentemente do OFDM de banda estreita, o espectro do UWB-OFDM pode conter espaçamentos entre as subportadoras. UWB-OFDM é um padrão de camada física proposta para o padrão IEEE 802.15.3a para redes pessoais sem fio.

O UWB-OFDM utiliza um trem de pulsos codificados em frequência como formato de um sinal. Este trem de pulsos se encontra definido por:

$$p(t) = \sum_{n=1}^N s(t - nT) e^{(-j2\pi c(n) \frac{1}{T_c})} \quad (2.7)$$

Na equação (2.7), $s(t)$ é um pulso elementar com energia unitária e duração $T_c < T$, e $c(n)$ possui duração $T_c = \frac{1}{B_c}$. Cada pulso é modulado com uma frequência $f_c(n) = \frac{c(n)}{T_c}$, em que $c(n)$ é uma permutação dos inteiros $\{1, 2, \dots, N\}$ e f_c é a frequência elementar de interesse.

2.4. Desafios da tecnologia

Atualmente, várias agências governamentais estão investigando o potencial do UWB para cumprir as suas promessas. Uma larga faixa de aplicações com essa tecnologia tem sido apresentada, porém muito ainda deve ser feito. Projetistas ainda estão encarando os mesmos dois problemas que Marconi enfrentou há duzentos anos:

1. Como um usuário em particular consegue recuperar o fluxo de dados desejado?
2. Como fazer para que todos os usuários dividam com eficiência o recurso de espectro comum?

Não obstante, agora que a comunicação sem fio tem tido um progresso tal que apenas o funcionamento correto já não se faz suficiente, um projetista deve enfrentar a terceira e, provavelmente, mais importante pergunta: um sistema UWB pode ser construído com um desempenho satisfatório ou com vantagens de custo sobre abordagens convencionais para justificar o esforço e o investimento?

Além desses questionamentos, a tecnologia UWB ainda possui algumas desvantagens em relação a outras tecnologias, tais como:

1. Dificuldade de transmissão para taxas acima de 1 Gbps, o que traz a incapacidade de se competir com meios de transmissão ópticos.
2. Pequeno alcance para o sinal emitido, menor que 10 m. Devido à baixa potência, o sinal é facilmente destruído pelo ruído, não alcançando grandes distâncias, porém, uma vez aumentada a potência, essa distância limite também o será.
3. Por ser um sinal de baixa potência pode ser facilmente destruído por um ruído.

Um dos maiores desafios na implementação da tecnologia UWB em sistemas de comunicação é o desenvolvimento de uma antena que melhore as vantagens prometidas para uma comunicação à base de pulsos. O I-UWB, por exemplo, necessita de antenas que possam cobrir grandes larguras de banda e com isso transmitir pulsos da ordem de um nano segundo de duração com o mínimo de distorção. Como a informação deve estar contida na precisão e na forma do pulso, uma resposta com o mínimo de distorção possível pode ser considerado o primeiro requisito para uma boa antena I-UWB.

Para os engenheiros de telecomunicações é mais intuitivo pensar no desempenho de uma antena em termos da característica no domínio da frequência. No entanto, a resposta de uma antena para um fluxo de pulsos I-UWB pode ser melhor descrita em termos de suas características temporais. Uma antena com características ideais para aplicações em UWB necessita de ser relativamente eficiente ao longo de toda a banda de frequência, com um coeficiente de onda estacionária de no máximo 2:1. Para prevenir contra distorção de pulsos, uma antena UWB ideal deve produzir campos radiantes com magnitude constante e uma alteração de fase que varie linearmente com a frequência. Uma antena com essas características radiará um sinal que é apenas uma versão atrasada do sinal de entrada.

Na realidade, devido a limitações no que diz respeito ao tamanho e ao custo, as antenas para UWB encontradas na prática não possuem os requisitos descritos anteriormente. Deve-se perceber também que a distorção induzida pela antena pode variar com os ângulos de elevação e de azimute. Então, por simplicidade, tais efeitos são considerados apenas (para efeito de análise) no modelo do canal a ser assumido.

No UWB, diferentemente dos sistemas de comunicações convencionais, o sinal pode ser sobreposto sobre a interferência. Essa interferência, que deve ser considerada no cálculo do enlace, é normalmente uma das principais razões que limitam o desempenho. Outra questão é a introdução de um grande número de sinais em multipercursos que não são solucionáveis em sistemas de comunicação de banda estreita. Medidas realizadas em UWB têm mostrado que os canais se comportam como ambientes ricos em multipercursos, permitindo assim o uso de receptores do tipo *RAKE* que podem demandar uma grande quantidade de energia [2]. Além disso, a propagação do sinal UWB é altamente dependente do efeito que a antena tem sobre a forma e duração do pulso transmitido.

O projeto de rádio frequência (RF) em sistemas UWB é diferente de sistemas tradicionais, tanto de banda estreita quanto de banda larga, de várias formas. O fato de a largura de banda UWB ser extremamente elevada implica na necessidade de possuir componentes RF com respostas em frequência constante. Qualquer desvio significativo, ou mesmo ondulações, na resposta em frequência dos componentes RF, assim como as não-linearidades presentes em todos os dispositivos de RF, introduzirá distorção no sinal UWB. Os sinais UWB transmitidos também possuem razão de potência entre pico e média, do inglês *peak-to-average power ratio* (PAPR), bastante elevada. Uma vez que a potência de pico dos componentes RF é limitada, torna-se importante assegurar que todos os dispositivos RF tenham uma capacidade de suporte de potência que seja no mínimo tão elevada quanto a potência de pico em um sinal UWB.

Ademais, a coexistência do UWB com serviços já existentes significa que os sinais em banda estreita serão detectados pelo receptor, logo consistirá em uma interferência. Estes sinais de banda estreita podem tanto corromper o pulso como saturar o estágio frontal de RF, fato que reduz a faixa dinâmica do receptor e que efetivamente limita a faixa de atuação do sistema UWB. Introduzir filtros *notch* no receptor é uma solução em potencial.

A maioria das técnicas de recepção UWB requer uma sincronização com o transmissor altamente acurada, assim como osciladores estáveis para manter a sincronização. Com certeza, em esquemas de modulação I-UWB, a informação pode ser enviada pela posição precisa ou tempo do pulso e uma perda de sincronia precisa pode resultar em perda de informação.

Projetar um aparelho que transmita um sinal modulado I-UWB com a finalidade de transmitir pulsos curtos é muito mais simples do que desenvolver um receptor para demodular esses pulsos. Por exemplo, ao assumir que cada pulso tenha uma largura de 250 ps e duas amostras por pulso, considera-se uma taxa de oito giga amostras por segundo. Logo, se cada amostra possui seis bits, o receptor deve processar um fluxo de dados de 48 Gbps. Porém, se a taxa de bits por amostra for igual a oito, o fluxo de dados aumenta para 64 Gbps. Atualmente, somente as mais avançadas tecnologias em FPGAs e ASICs são capazes de lidar com esta taxa de informação tão elevada.

Outro problema é as limitações inerentes da conversão analógico/digital (ADCs) encontrados na prática. A maioria dos ADCs produzidos e comercializados tem entrada analógica com largura de banda menor que um gigahertz. Devidos à frequência do *clock* de amostragem, o ADC pode somente amostrar sinais que se enquadram na sua largura de banda de entrada. O maior desempenho dos ADCs comercialmente disponíveis pode ter largura de banda de entrada que estende em vários gigahertz e tem uma máxima frequência do *clock* de amostragem em um intervalo de poucos GHz. Fica evidente, portanto, que, para amostrar um sinal UWB que esteja compreendido no intervalo de 3,1 GHz a 10,6 GHz, o ADC deve, no mínimo, possuir uma largura de banda de entrada analógica igual ou maior que a componente de maior frequência do sinal de entrada (isto é, uma largura de banda de entrada de 10,6 GHz). A utilização de FPGAs, DSPs e ADCs de alto desempenho (e alto custo) são, entretanto, uma contradição para engenheiros que consideram o UWB como uma tecnologia simples e de baixo custo para sistemas de comunicação.

Outro desafio para a tecnologia UWB que merece ser discutido está em uma de suas aplicações primárias: trata-se da sua utilização em redes de área pessoal sem fio (WPAN, do inglês *Wireless Personal Area Network*) com altas taxas e confinada a uma

pequena área de cobertura (menos que 10 m). A rede deve ser auto-organizável, dinâmica, *ad-hoc*, que significa que a rede é formada sem o planejamento avançado e que seus usuários podem se conectar ou desconectar a qualquer momento. Segurança de rede também é um fator importante. Mesmo que sinais UWB possam ter uma baixa probabilidade de interceptação (LPI), ainda é importante prover autenticação, confidencialidade, integridade e disponibilidade. Modos variáveis de operação devem permitir tanto comunicações de longa distância e baixa taxa de dados quanto conexões de alta velocidade e de curta distância.

3. GERAÇÃO E MODULAÇÃO DO PULSO

Este capítulo trará uma análise do UWB no que diz respeito à geração do pulso no sistema transmissor. O modo como é inserida a informação no sinal UWB também será discutido. Por simplicidade, a análise será feita para o método I-UWB.

3.1. Geração do pulso

Para que se possa implementar um sistema I-UWB, é necessário equipamento que tenha capacidade de gerar um sinal com tempo de subida muito baixo, ou seja, um gerador de pulsos apropriado. Tais geradores de pulsos são utilizados tanto na transmissão quanto na recepção. Receptores de correlação com filtros casados devem gerar pulsos comparativos que se identifiquem com a forma de onda recebida.

Transmissores convencionais que empregam a técnica FDM tipicamente geram um sinal de onda contínua (CW, do inglês *Continuous Wave*) que, em seguida, é modulado por uma técnica conveniente. A modulação modifica a amplitude, a fase ou a frequência do sinal, ou, até mesmo, as duas últimas. Como essa modulação pode ser caracterizada tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo, é bastante comum optar pela primeira opção. Isso ocorre porque, no domínio da frequência, os sinais modulados digitalmente podem ser representados na forma de constelações, fato que facilita a análise.

Os circuitos eletrônicos de transmissores CW empregam sintetizadores de frequência, misturadores, moduladores e amplificadores. Os circuitos e as técnicas discutidos nesta seção, entretanto, são típicos de transmissores usados para sistemas I-UWB, geralmente bastante diferente daquelas observadas em transmissores CW. Circuitos que geram pulsos com tempo de subida baixo são comuns. É difícil projetar amplificadores de pulsos I-UWB devido aos picos de potência envolvidos. Por isso, uma alternativa atrativa é utilizar circuito gerador de pulsos de alta voltagem. Além disso, a banda limitada e o descasamento de impedâncias dos filtros, amplificadores e misturadores distorcem os pulsos de subida rápida. A seguir, tem-se uma abordagem acerca de alguns tipos de geradores de pulsos.

3.1.1. Gerador de pulsos a efeito avalanche

Um transistor que funciona na situação de efeito avalanche pode produzir um pulso com tempo de subida bastante reduzido. Sistemas de comunicação UWB mais antigos

empregavam transistores avalanche tanto na transmissão quanto na recepção [2]. Apesar de não ser de interesse deste trabalho a explicação do processo de avalanche, torna-se necessário um breve entendimento acerca do mesmo. O processo se inicia quando o campo elétrico através de uma junção semicondutora reversamente polarizada é grande o suficiente para liberar elétrons dos átomos do semicondutor [2]. Tais elétrons (e suas respectivas lacunas) são acelerados no cristal semicondutor e colidem com outros átomos, criando novos pares elétron-lacuna. Esses pares produzem novas colisões, em um processo de realimentação que produz o crescimento acelerado de portadores de carga. A corrente na junção aumenta rapidamente e atinge um limite definido pelas restrições do circuito externo. A avalanche descontrolada normalmente danifica a junção, porém, se a corrente externa for limitada, um sinal com subida muito rápida pode ser produzido.

A figura 3.1 apresenta um gráfico com as condições para operação de um transistor bipolar de junção (TBJ) na região de avalanche. A faixa de operação segura na região ativa é representada no gráfico como SOAR, definida por C-D-E na figura 3.1 para o TBJ. BV_{CEO} é a tensão de ruptura entre coletor e base com o emissor em aberto e BV_{CEX} é a tensão de ruptura entre coletor e emissor com a base reversamente polarizada [2].

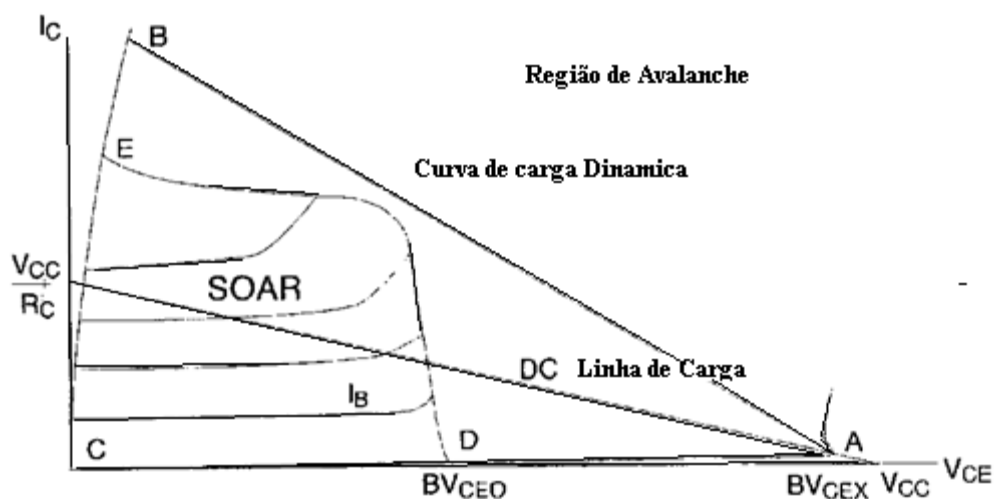


Fig 3.1 – Gráfico I_C versus V_{CE} de um transistor bipolar de junção.

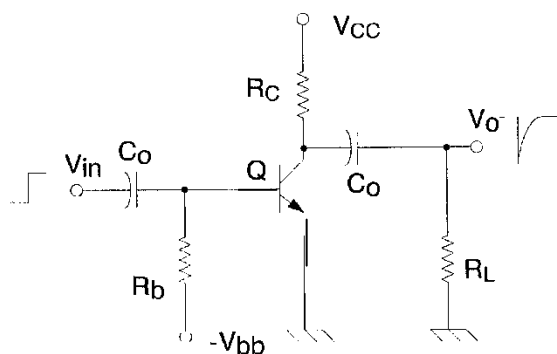


Fig 3.2 – Circuito gerador de pulso avalanche.

No instante em que a condução se inicia, o dispositivo vai para situação de avalanche. A tensão entre coletor e emissor segue a linha dinâmica de carga do ponto A para o ponto B, conforme mostrado na figura 3.1. A linha dinâmica de carga, que é definida pelos valores de C_o e R_L da figura 3.2, se encontra inteiramente fora da região SOAR e, com isso, V_{CE} rapidamente atinge o ponto B, uma vez que toda a linha de carga está na região de avalanche. A linha de carga CC que atravessa a região ativa na figura 3.1 é definida por R_C . Quando o dispositivo entra em avalanche, a carga em C_o é rapidamente drenada do dispositivo para R_L ; o resultado é uma transição de subida rápida. O tempo de subida é limitado efetivamente pela indutância no laço formado pelo transistor, por C_o e por R_L . É possível obter tempos de chegada ao pico da ordem de fração de nanosegundo com técnicas de construção em micro-ondas.

3.1.2. Gerador de pulsos a diodo de recuperação de passo

Diodos de recuperação de passo (SRD) ou diodos *snap off* (corte abrupto) podem ser usados para gerar pulsos com tempo de subida muito baixo.

Diodos convencionais pn conduzem quando estão diretamente polarizados e entram em corte ao receber uma polarização reversa. SRDs possuem uma estrutura PIN e, com isso, cargas ficam alojadas na camada intrínseca quando o dispositivo é polarizado diretamente. Isso permite que o SRD continue a conduzir quando é aplicada uma tensão reversa no mesmo. Essa condução em sentido reverso continua até que as cargas sejam atraídas para fora da camada intrínseca; sem a presença de cargas, o diodo entra em corte abruptamente e pára de conduzir. O SRD apresenta baixa impedância durante sua condução, tanto em sentido direto quanto em reverso, e uma transição para alta impedância quando sofre o processo de *snap-off*.

A figura 3.3 mostra a curva da carga armazenada em função do tempo quando uma corrente é aplicada. Durante a polarização direta, portadores minoritários são injetados na junção. Devido à camada intrínseca, o processo de recombinação requer uma quantidade finita de tempo para que as cargas sejam estocadas na junção.

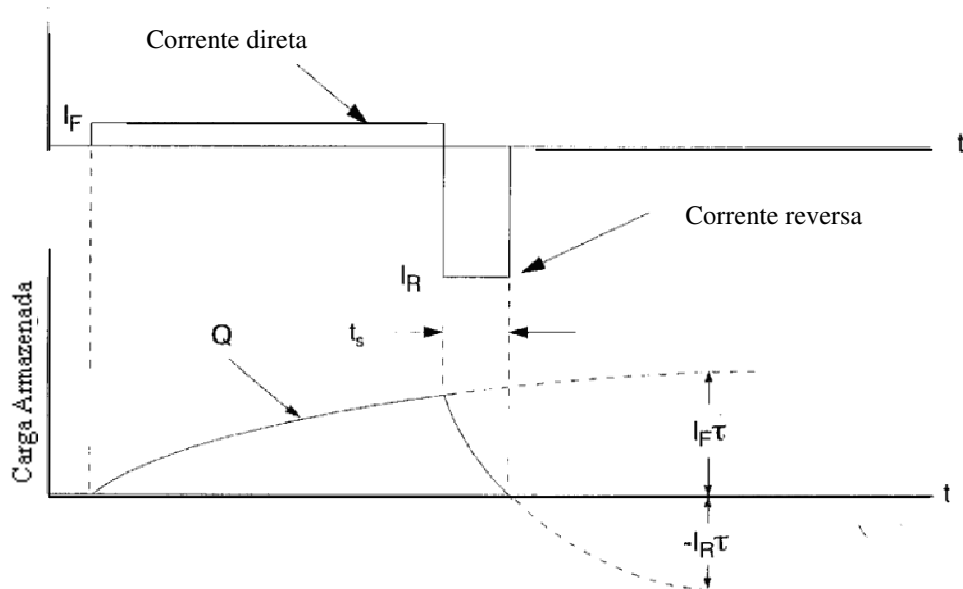


Fig 3.3 – Corrente no SRD e carga armazenada em função do tempo.

O tempo de subida do pulso é dependente do tempo de vida do portador (). Tal valor é determinado pelo fabricante. Valores típicos para variam de 10-100 nanossegundos. Com uma escolha apropriada dos valores de corrente direta e reversa, é possível reduzir o tempo de subida de transição aplicada para o SRD. Os tempos de transição variam de 35 a 250 picossegundos. O limite prático para o tempo mínimo de transição é geralmente determinado pelas capacitâncias parasitas do diodo. A figura 3.4 ilustra um circuito do tipo gerador de pulso abrupto que utiliza o SRD e a figura 3.5 mostra as formas de onda de tensão desse circuito.

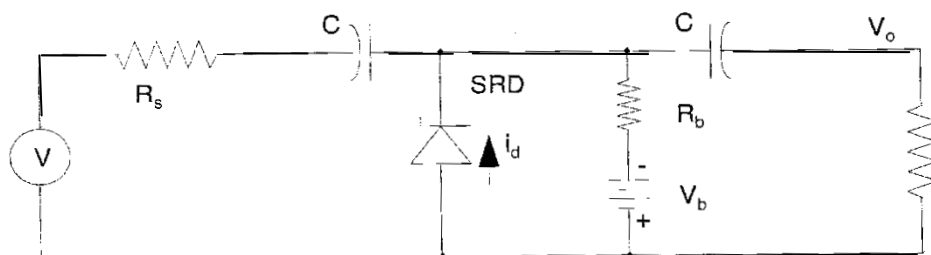


Fig 3.4 – Circuito gerador de pulso abrupto que emprega um SRD.

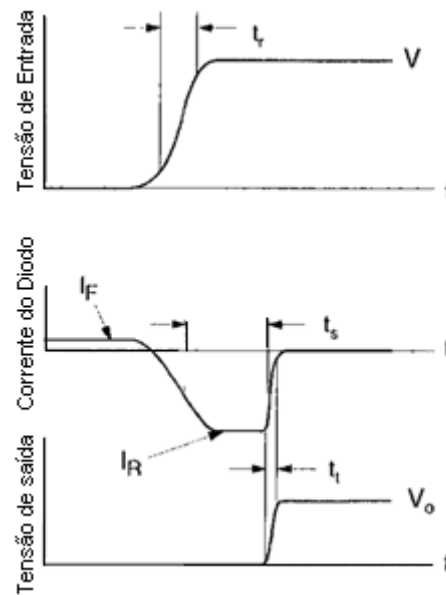


Fig 3.5 – Formas de onda de tensão do circuito gerador de pulso abrupto.

Outras possibilidades de circuitos para o SRD estão ilustradas nas figuras 3.6 e 3.7. Algumas considerações acerca do funcionamento desses circuitos merecem ser feitas. Durante o ciclo positivo da fonte, o pulso percorre a linha de transmissão curto circuitada e é refletida, assumindo o valor negativo da onda incidente. A onda refletida é somada à onda incidente da linha de transmissão que termina com a carga R_L . Com isso, a primeira metade do pulso é formada na carga (note que o pulso é simétrico). Quando a polaridade da fonte se inverte, o mesmo processo descrito ocorre, e a segunda metade do pulso é feito, até que o SRD pare de conduzir, terminando a construção de um pulso. O processo então recomeça para gerar outros pulsos. O processo citado é comum aos dois circuitos. A diferença do circuito da figura 3.6 para o da figura 3.7 é o capacitor de acoplamento que bloqueia o nível DC da onda formada pelo circuito gerador de pulso e fornece, em sua saída, o monociclo. A figura 3.8 ilustra um circuito gerador de impulsos com SRD e sua respectiva saída.

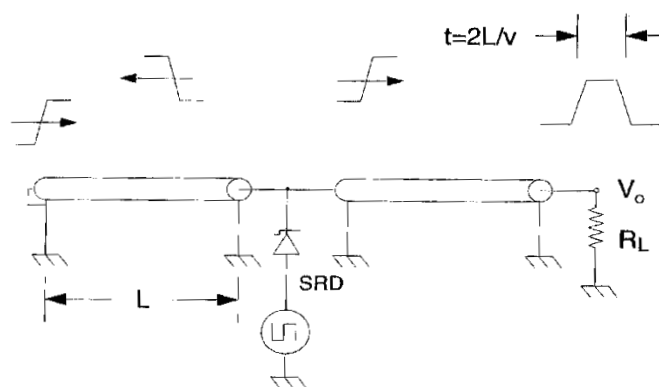


Fig 3.6 – Gerador de pulso com SRD.

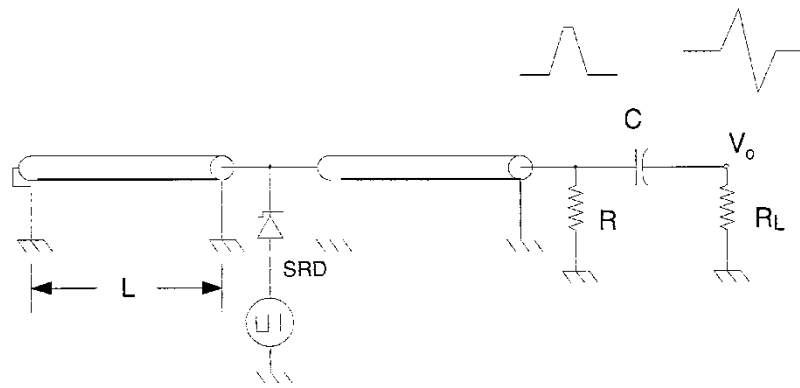
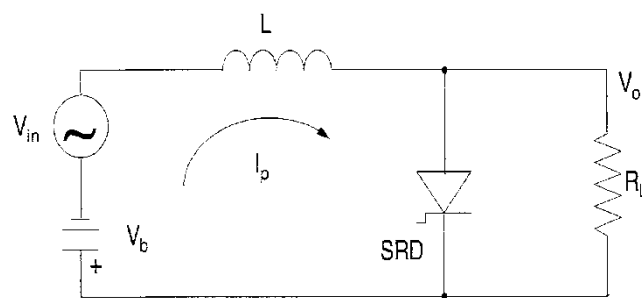
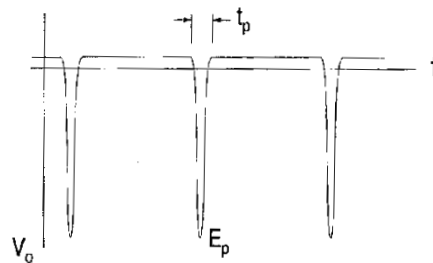


Fig 3.7 – Gerador de monociclos com SRD.



(a)



(b)

Fig 3.8 – (a) Gerador de impulsos com SRD e (b) Saída do gerador de impulsos com SRD.

3.1.3. Geradores de pulsos em circuitos integrados

Os circuitos para UWB mostrados anteriormente tem uma utilidade limitada em circuitos integrados (CI). É conveniente projetar transmissores I-UWB que sejam compatíveis com CMOS e outras tecnologias de CI. A seguir, apresenta-se várias implementações para geradores de pulsos com essa finalidade.

- **Emissor acoplado lógico**

O ECL (do inglês *Emitter Coupled Logic*) é uma tecnologia que pode ser integrada. A série ECL 10E/100E pode ser utilizada com linhas de transmissão coaxial, possui

aproximadamente 800 mV de amplitude de oscilação e tempo de subida de 400 picossegundos. A figura 3.9 reproduz uma típica porta OR/NOR em tecnologia ECL, que é construída utilizando-se um amplificador diferencial. Apesar de ter resposta rápida, o ECL possui consumo de potência alto, pois todos os seus dispositivos são polarizados na região ativa. A figura 3.10 é a curva característica da tensão de saída pela tensão de entrada da série 10E do ECL. A variação da amplitude de tensão é de aproximadamente um volt e o ECL pode alimentar cargas de 50 ohms.

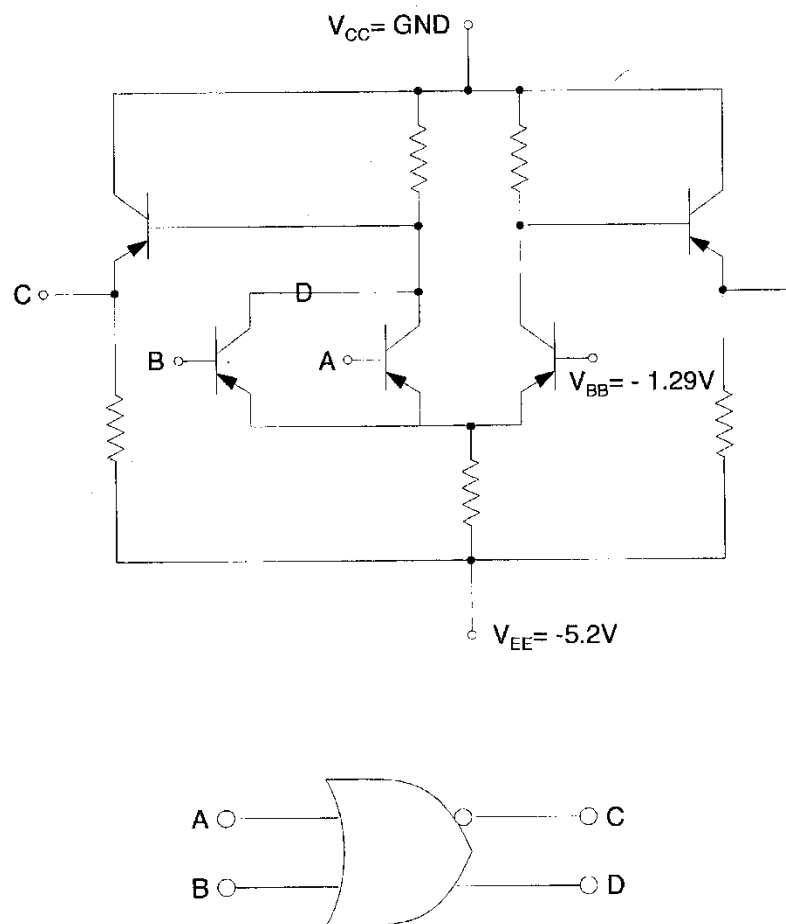


Fig 3.9– Porta ECL.

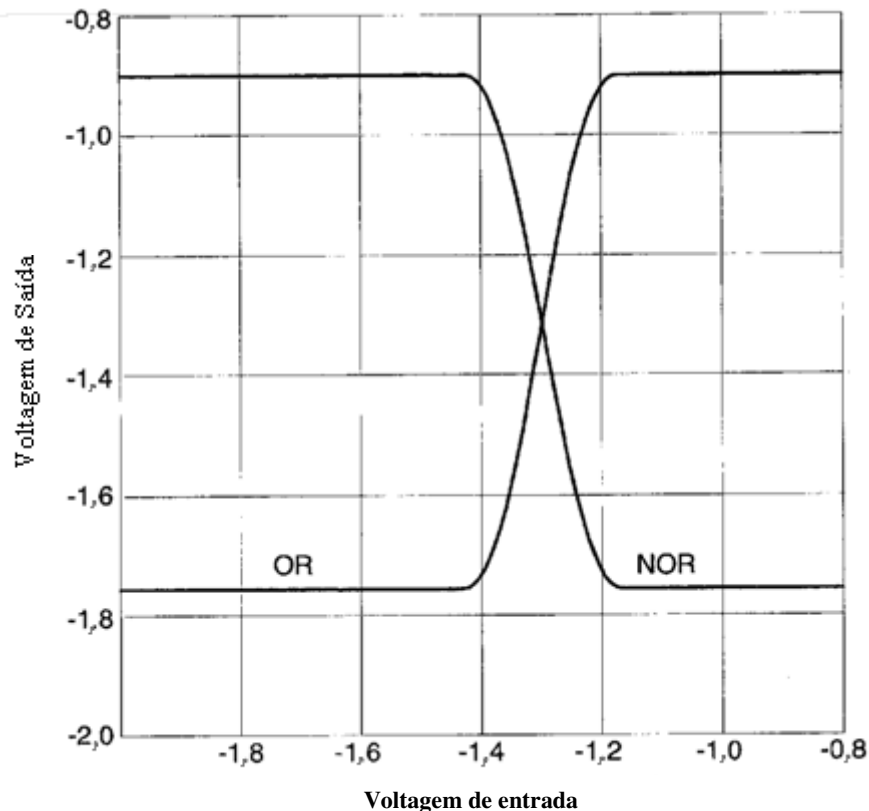


Fig 3.10 – Característica tensão de saída/tensão de entrada da série 10E do ECL.

- **Circuitos diferenciais: ponte “H”**

Portas ECL são construídas com o uso de amplificadores diferenciais. A vertente diferencial é a base para um transmissor I-UWB adicional que é apropriado para tecnologia integrada. A figura 3.11 mostra um circuito ponte “H”. A antena forma o barramento de ligação do “H” e uma série de chaves complementares formam as barras verticais do “H”. Assim que o ponto A da figura 3.11 entra em nível baixo, o ponto B é simultaneamente levado para o ponto alto. O resultado é que o ponto D é forçado para o nível baixo ao mesmo tempo em que C assume o nível alto. O efeito é a duplicação do *slew rate*. É possível que A atinja o nível alto enquanto B assume o nível baixo, a fim de gerar pulsos de polaridade oposta.

A desvantagem da ponte “H” é que nenhum lado da carga (a antena da figura 3.11) pode ser aterrado. Entretanto, isso não é um problema para antenas *loop* [2].

Uma antena *loop* e um circuito de ponte “H” possuem algumas aplicações interessantes [2]. Com uma antena *loop*, a energia é uma função da derivada da corrente que percorre a antena. Impulsos gaussianos são radiados com subida ou queda de corrente na forma exponencial. Esse sistema transmite a forma de onda da figura 3.12. Para se

conseguir uma sequência de pulsos de mesma polaridade, é necessário aumentar ou diminuir a corrente da antena. O espectro de frequência do par de pulsos não tem componente DC e possui zeros em múltiplos de $1/t_0$ [2].

Sequências de pares de pulsos codificados são empregados. Cada par é um “*chip*” na terminologia convencional de espectro espalhado. O espectro radiado pode ser controlado pelo tempo de duração da dupla de pulsos e pelo tempo de intervalo entre dois pares de pulsos. Um exemplo do pulso transmitido é mostrado na figura 3.13. Um valor 1 lógico ou 0 lógico pode ser transmitido ao se inverter as polaridades dos pulsos.

Há aplicações que empregam um tipo de correlator *sliding* chamado de correlator integrante no tempo [2] no receptor. A polaridade do correlator no receptor é controlada pelo código. Se o código do receptor coincide com o código do transmissor, a saída do correlator continua a crescer, conforme a figura 3.13.

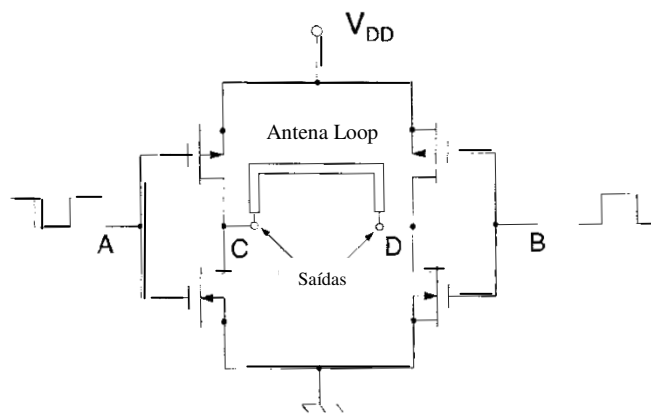


Fig 3.11 – Estágio de saída do transmissor H Bridge.

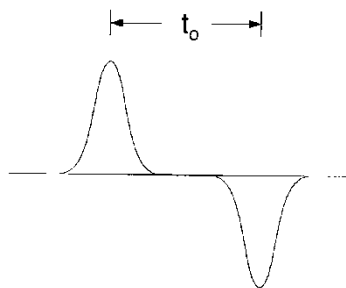


Fig 3.12 – Par de pulsos gaussianos gerados pelo transmissor H Bridge.

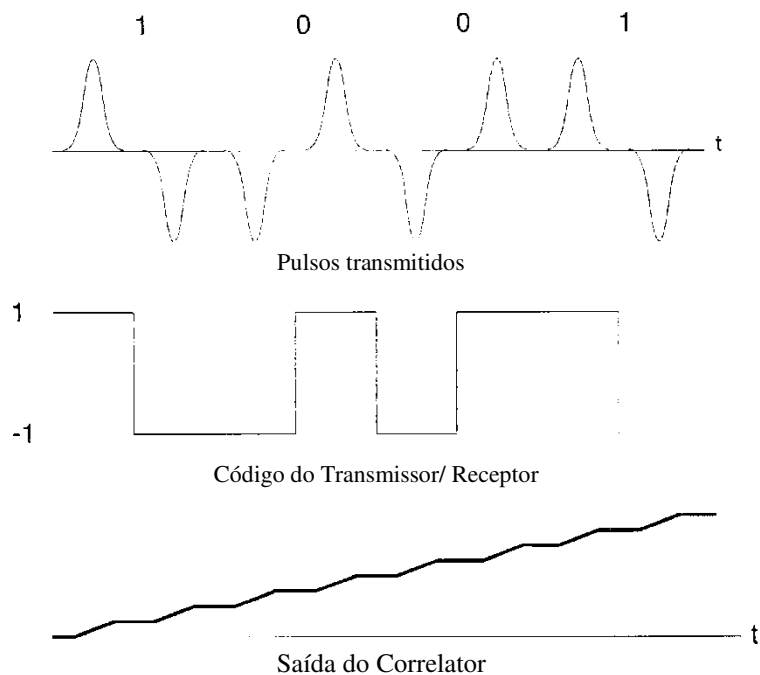


Fig 3.13 – Par de pulsos gaussianos e código usado por dispositivo de localização.

- **Gerador de pulsos CMOS programável**

A figura 3.14 mostra um circuito gerador de pulsos que é capaz de sintetizar diferentes formas de onda através do controle do tempo e da sequência do chaveamento do transistor. Considerando um exemplo em que os dispositivos A e D na figura 3.14 estejam em corte, os dispositivos B e C estarão conduzindo. Esse é o ponto quiescente, então nenhuma corrente flui pela carga; entretanto, uma corrente contínua flui pela carga indutora do dreno. Assumindo que o dispositivo B agora está em corte, a corrente no indutor não pode mudar instantaneamente, então a corrente flui pelo capacitor para a carga, fato que faz com que a tensão na carga aumente. Algum tempo depois, os dispositivos A e D são ligados. A corrente pelos mesmos, e também em B, agora excede a corrente que atravessa o indutor, logo o capacitor descarrega e a tensão nos terminais de R_L se torna negativa. O dispositivo C é agora desligado e o capacitor de acoplamento, C, é carregado novamente na condição do ponto quiescente. O resultado observado na saída é uma aproximação de um monociclo gaussiano. A figura 3.15 mostra a análise feita através de gráficos em função do tempo. Uma quantidade variada de pulsos pode ser gerada com o circuito em questão. A figura 3.16 mostra o diagrama de estados e o pulso resultante na saída do circuito. O exemplo descrito anteriormente começa com o estado 0110 (A e D ligados e os transistores B e C desligados), e transita com B e C desligados e os

dispositivos A e D ligados, para o estado 1001 à direita. Sequências de transição similares podem produzir um monociclo de polaridade oposta ou ainda impulsos com polaridade positiva ou negativa.

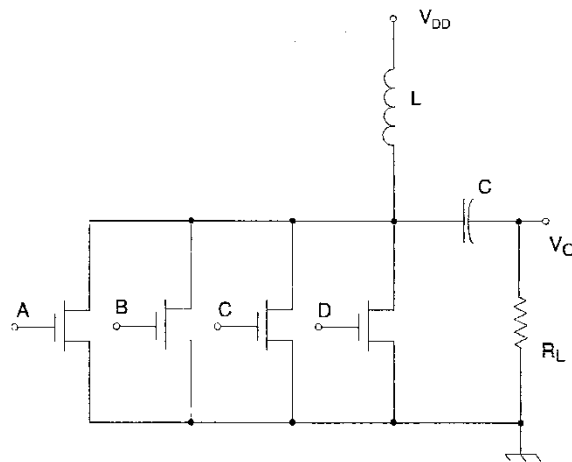


Fig 3.14 – Gerador de pulsos com chaveamento CMOS.

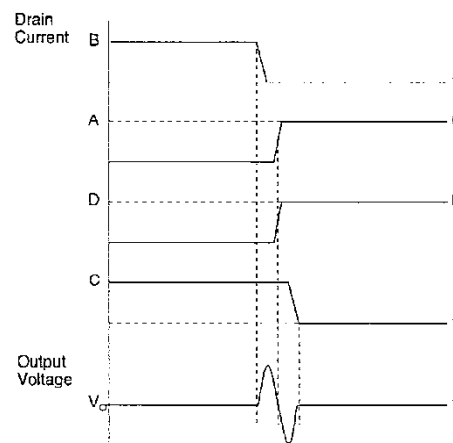


Fig 3.15– Tensão de saída em função do tempo do gerador de pulsos.

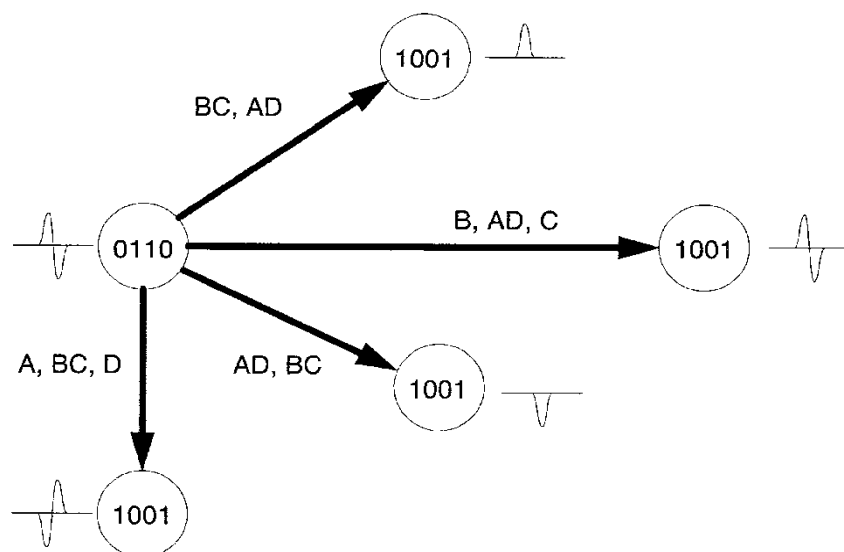


Fig 3.16– Transição de estados do gerador de pulsos.

3.2. Modulação em sistemas UWB

Uma vez descrita algumas formas de geração de pulsos para transmissão UWB, torna-se necessário estudar como a informação é inserida nesses pulsos. A modulação, no sentido convencional, não é utilizada em transmissores I-UWB, pois não há a alteração de alguma característica de uma onda portadora, a fim de armazenar informação. Entretanto, ainda com o intuito de carregar dados, os pulsos devem ser modificados de algum modo, ou seja, eles devem possuir alguma peculiaridade responsável por caracterizar a informação transmitida. Em sistemas que utilizam portadoras, normalmente há alguns circuitos que são responsáveis pela modulação. Os circuitos geradores de pulsos em transmissores I-UWB realizam a conversão direta dos bits de informação para RF. Portanto, a modulação é geralmente feita por sincronização de bit.

No tipo de modulação mais simples, conhecido como chaveamento *on/off*, o gerador de pulsos é ligado e desligado continuamente para representar os bits de dados. Embora simples, um sistema OOK (do inglês *on/off keying*) possui uma desvantagem significativa em potência, porque, se a quantidade de bits um for igual a de bits zero, o transmissor fica metade do tempo desligado. Modulação por posição de pulsos (PPM, do inglês *pulse position modulation*), modulação por largura de pulsos, também conhecido como PWM (*pulse width modulation*) e modulação por polaridade de pulsos bifásicos, do inglês *biphase pulse polarity modulation* (chamado ainda de PAM antipodal), são mais vantajosos [2].

3.2.1. Modulação por amplitude de pulso

A modulação por amplitude de pulso, o clássico PAM, pode ser implementada através do uso de dois pulsos gaussianos antipodais (PAM antipodal), conforme a figura 3.17. Essa é a modulação por polaridade de pulsos bifásicos [4]. O sinal transmitido consiste em pulsos binários de banda base modulados por amplitude e pode ser descrito pela equação (3.1), com v igual à forma de onda do pulso UWB, j representando o bit transmitido (0 ou 1) e α igual ao fator de polaridade que segue a relação (3.2). Na figura 3.17, a forma de pulsos utilizada foi a primeira derivada do pulso gaussiano, descrito matematicamente pela equação (2.3).

$$s(t) = (t) \quad (3.1)$$

$$d_j = \begin{cases} -1, & \text{se } j = 1 \\ 1, & \text{se } j = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

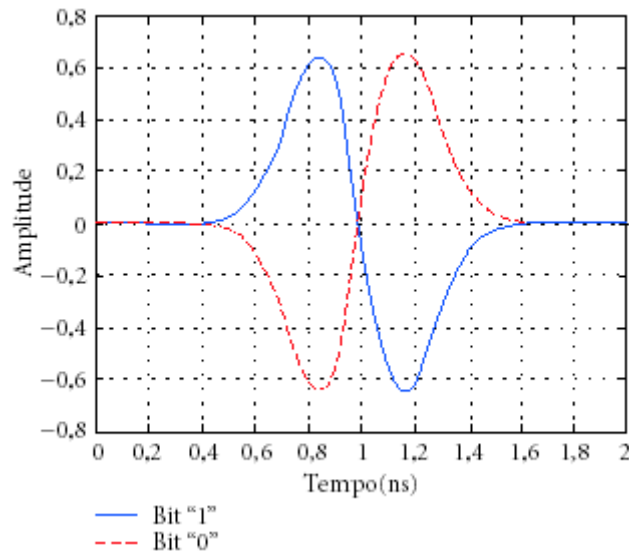


Fig 3.17 – Pulsos gaussianos com duração de 1 ns modulados PAM antipodal.

3.2.2. Chaveamento *on/off*

O esquema de modulação OOK segue a equação (3.1) como representação do sinal modulado , com a seguinte definição para :

$$d_j = \begin{cases} 0, & \text{se } j = 0; \\ 1, & \text{se } j = 1. \end{cases} \quad (3.3)$$

A principal diferença entre o chaveamento *on/off* e o PAM antipodal é que nada é transmitido no OOK quando o bit é igual a zero. A figura 3.18 ilustra as possibilidades para o sinal OOK quando o tipo de pulso UWB utilizado é a primeira derivada do pulso gaussiano.

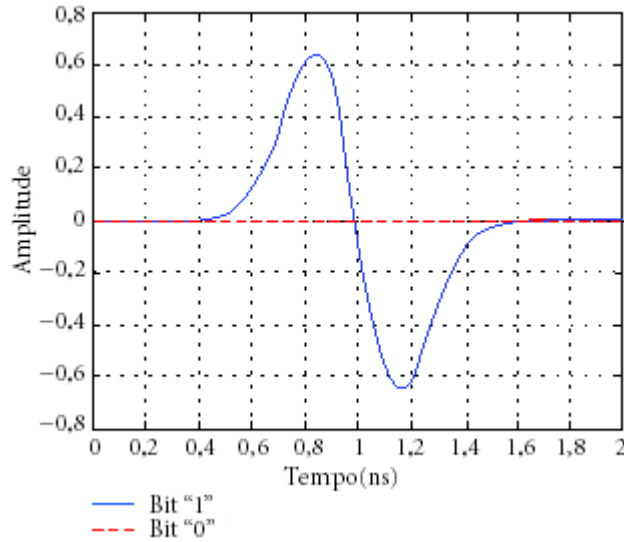


Fig 3.18 – Sinais modulados OOK.

3.2.3. Modulação por posição de pulso

Na modulação por posição de pulso (PPM), o bit usado para ser transmitido influencia a posição do pulso UWB. Isso significa que, enquanto o bit 0 é representado por um pulso originado no instante zero, o bit 1 possui sua representação dada pelo mesmo pulso que representa o nível lógico baixo, porém deslocado no tempo em δ unidades. O sinal PPM transmitido é dado pela equação (3.4), com igual ao formato de pulso UWB adotado, igual ao tempo de atraso e assumindo um valor que é função do bit escolhido, representado por , conforme a equação (3.3).

$$s(t) = w_{tr}(t - \delta a_j) \quad (3.4)$$

A escolha do valor de é um caso a ser analisado. O tempo de atraso pode ser obtido em função das características de autocorrelação dos pulsos, cuja equação matemática é

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} w_{tr}(t)w_{tr}(t + \tau) dt \quad (3.5)$$

Se a intenção for implementar um modulador PPM padrão com sinais ortogonais, o valor ótimo para , chamado de , será aquele que satisfizer a seguinte equação:

$$\rho(\delta_{opt}) = \int_{-\infty}^{+\infty} w_{tr}(t)w_{tr}(t + \delta_{opt})dt = 0 \quad (3.6)$$

A figura 3.19 mostra os sinais modulados para o caso particular em que o bit 1 é representado pela primeira derivada do pulso gaussiano atrasado pelo fator $\delta_{opt} < 1$ ns e o bit 0 possui essa mesma forma de onda, porém sem atraso.

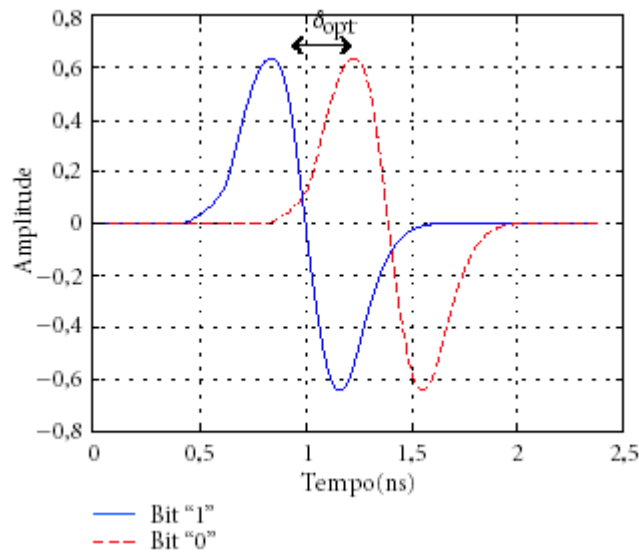


Fig 3.19– Sinais modulados PPM.

3.2.4. Modulação por formato de pulso

Um tipo alternativo de modulação é a modulação por formato de pulso (PSM, do inglês *pulse shape modulation*). PPM e PAM são normalmente considerados em sistemas de comunicação I-UWB. A diferença do PSM é que, ao invés de utilizar um formato de pulso e explorar sua amplitude ou sua posição para indicar o bit a ser transmitido, ele utiliza diferentes formatos de pulsos para indicar o bit de informação. É necessário, pois, uma série de pulsos apropriados para utilização. Uma propriedade desejada para a série de pulsos escolhidas é que as formas de onda sejam ortogonais, ou seja, que possam ser perfeitamente separados por detectores de correlação, visto que isso permite uma detecção ótima no receptor e, até mesmo, ter a taxa de bits multiplicada [8-10].

A aplicação da série de sinais ortogonais também permite que as técnicas de múltiplo acesso sejam consideradas. Tais técnicas podem ser implementadas ao se empregar, para cada usuário, uma série de pulsos ortogonais que são utilizadas para o PSM. Assim, a

transmissão será mutuamente ortogonal e não ocorrerá interferência entre usuários (no caso em que a ortogonalidade se mantém na ligação com o detector) que podem, portanto, ocupar a mesma faixa de frequência de forma simultânea [4].

4. MODELAGEM DE CANAL

O sinal recebido em qualquer sistema de comunicação é uma versão atenuada, atrasada e possivelmente distorcida do sinal que foi transmitido adicionado de ruído e, provavelmente, de interferência. A relação entre o sinal recebido e o transmitido é tipicamente chamada de canal. A fim de estimar e projetar sistemas *wireless*, é necessário criar modelos de canal. Dessa forma, os aspectos necessários para fazer tal modelagem para sistemas UWB serão discutidos. Para tal, deve ser feita uma cuidadosa distinção acerca do tipo de modelagem que sofre a análise. Geralmente, existem dois tipos dominantes de modelagem em propagação de ondas eletromagnéticas. O primeiro é comumente chamado modelagem determinística ou modelagem *site-specific*, e se presta a modelar a interação exata de ondas eletromagnéticas em um ambiente de interesse específico. Este tipo de modelagem é normalmente utilizado para prever diagramas de cobertura em sistemas sem fio quando a informação acerca do ambiente está acessível. Um segundo tipo, que existe para modelar as estatísticas relevantes do sinal recebido, é conhecido como modelagem estocástica. Esta é particularmente útil no desenvolvimento de sistemas de comunicação que precisam trabalhar em vasta variedade de ambientes. Este capítulo se resumirá à modelagem estocástica.

De modo similar aos sistemas celulares e outros sistemas de banda estreita, em uma discussão sobre o canal UWB, é possível dividir os efeitos em três categorias: efeitos de pequena escala; efeitos de larga escala; e sinais indesejados. A última categoria citada inclui o impacto de fontes de ruído e de sinais de interferência. Esse assunto, porém, não será discutido aqui.

O termo “larga escala” se refere tipicamente ao impacto que o canal causa no sinal transmitido em longas distâncias e geralmente inclui apenas efeitos de atenuação médios devido a grandes objetos que se encontram no caminho de propagação. Já o termo “pequena escala” tipicamente diz respeito às mudanças de atenuação que ocorrem em pequenas distâncias e também à distorção da forma de onda introduzida pelo canal. A forma como esses dois efeitos são modelados serão examinados separadamente.

Modelagem de canal para sistema sem fio é um tópico muito estudado e tem sido tratado em muitos trabalhos. Por isso, torna-se necessário citar as razões pelas quais é necessário refazer um estudo de modelagem de canal para UWB. O motivo principal para isso se encontra na largura de banda elevada associada aos sinais UWB. Modelos de canal

tradicionais para perdas de percurso assumem que os coeficientes de difração, que dizem respeito à atenuação devido aos materiais, e outros efeitos de propagação são constantes na faixa de frequências de interesse. Além disso, modelos em banda estreita geralmente incorporam efeitos da antena, tais como a abertura efetiva, nas perdas de percurso. Novamente, tal consideração é aceitável apenas quando as mudanças nesses efeitos da antena são negligenciáveis na banda em questão. Essas considerações são verdadeiras para sistemas celulares, por exemplo, mas não para sistemas UWB. A dependência do canal com a frequência para sistemas UWB será abordada com mais detalhes na seção 4.2.3.

Há também considerações em pequena escala que podem não ser válidas para sistemas UWB. De maneira mais crítica, modelos de canal de banda estreita, e até mesmo de banda larga, assumem que o sinal recebido é a soma de cópias atrasadas, defasadas e atenuadas do sinal recebido. A interação desses múltiplos sinais resulta em desvanecimento e, possivelmente, em distorção em frequência. Entretanto, é considerado que as cópias individualmente não são distorcidas. Quando os sinais UWB são utilizados, isso pode não ser mais verdade. Isso significa que os próprios componentes do sinal recebido, quando analisados individualmente, podem estar distorcidos e, então, introduzir, no pulso, distorção de frequência em adição à distorção observada no sinal total recebido. Isso significa, portanto, que é necessário rever os modelos tradicionais, que são aplicados para sistemas de banda estreita, tais como sistemas de comunicação móvel.

Nas próximas seções, serão discutidas algumas dessas considerações, a fim de mostrar como o UWB afeta as suposições tradicionais e como devem ser feitos os ajustes, tanto na abordagem do modelo quanto no entendimento da abordagem da modelagem. Especificamente, os estudos serão dirigidos para modelagem de canal em larga escala, porém, a seção 4.1 trará considerações acerca da modelagem de canal em pequena escala. O comportamento espacial dos sinais UWB, que é muito importante para sistemas com múltiplas antenas, também será discutido.

4.1. Modelagem de canal em pequena escala

As características da modelagem de canal em pequena escala incluem o desvanecimento em pequena escala num determinado local, assim como a distorção da forma de onda transmitida devido ao multipercurso. Os sistemas de comunicação UWB são propostos para aplicações de curto alcance (distâncias inferiores a dez metros). Para faixa de frequência UWB e a distância considerada, é comum restringir o termo “desvanecimento em pequena escala” para se referir ao desvanecimento dentro de uma

área de 1 m^2 . A atribuição de desvanecimento em grande escala é destinada a distâncias muito maiores que 1 m [2]. De qualquer forma, não será abordada a modelagem em pequena escala propriamente dita, porém algumas diferenças entre tal tipo de modelagem e aquela em larga escala, além da importância da modelagem em grande escala devem ser expostas.

A modelagem de canal em pequena escala é voltada à modelagem da característica do sinal recebido. Enquanto as propriedades estocásticas das características em larga escala são necessárias para um bom projeto de *link budget*, as propriedades estatísticas das características em pequena escala são necessárias para um projeto de receptor adequado. Especificamente, entender o desvanecimento em pequena escala e a correlação do sinal em uma pequena área ajuda no dimensionamento do receptor, nos mecanismos de diversificação e no potencial da aplicação de múltiplas antenas. Não obstante, ter conhecimento da distorção sofrida pela forma de onda do sinal UWB é de suma importância para o projeto do esquema de modulação e do demodulador do sinal, assim como para avaliar as estruturas receptoras.

4.2. Modelagem de canal em larga escala

A modelagem de canal de larga escala envolve a modelagem da atenuação do sinal com a distância. Essa atenuação de larga escala é normalmente conhecida como perda de percurso. A perda de percurso é uma característica fundamental da propagação de ondas eletromagnéticas e é incorporada no projeto do sistema, para prever a potência de recepção esperada. Tradicionalmente, a perda de percurso no espaço livre é examinada através da fórmula de transmissão de Friis que fornece meios de prever a potência de recepção. Para uma frequência constante, a expressão matemática em questão demonstra que a potência do sinal recebido cairá com o quadrado da distância entre o transmissor e o receptor. Além disso, a fórmula também revela uma queda da potência do sinal recebido com o quadrado da frequência, devido à consideração de que as antenas possuem ganhos constantes, fato aceitável em sistemas de banda estreita. Entretanto, a elevada banda larga dos sinais UWB, tipicamente maior que 500 MHz , sugere que o canal introduz uma perda de percurso que varia com a banda do sinal. Nota-se que isso causa uma atenuação que depende da frequência e que distorce o pulso. Portanto, a fórmula de transmissão de Friis deve ser analisada de forma mais cuidadosa, a fim de justificar a sua aplicação para UWB.

4.2.1. Perda de percurso em espaço livre

Para estudar a perda de percurso em espaço livre em sistemas UWB, serão discutidas as alterações a serem feitas na fórmula de Friis para se adequar ao sistema de comunicação *Ultrawide Band*.

A base para a fórmula de transmissão de Friis é a densidade de fluxo () de uma fonte de transmissão. Tal grandeza é dada conforme a equação (4.1), em que P_t é potência efetiva isotropicamente radiada e r é o raio de uma esfera, que é a superfície na qual a densidade de fluxo foi calculada.

$$F = \frac{EIRP}{4\pi r^2} \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (4.1)$$

É importante notar que, além do fato de F não possuir dependência com a frequência, se a distância for dobrada, a densidade de fluxo decresce em um quarto. Essa grandeza pode ser utilizada para determinar a potência recebida, P_r , pelo produto de (4.1) por A_e , a abertura efetiva da antena receptora, conforme (4.2).

$$P_r = \frac{EIRP}{4\pi r^2} A_e [W] \quad (4.2)$$

A fórmula de Friis é normalmente expressa em termos dos ganhos das antenas, que estão relacionadas com suas respectivas aberturas efetiva, A_e , e com o comprimento de onda λ , como mostra a equação (4.3).

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (4.3)$$

Ao rearranjar (4.3) para isolar A_e e substituir o resultado em (4.2), com a utilização do conceito matemático de potência efetiva isotropicamente radiada, chega-se a fórmula de Friis do modo com é conhecida.

$$P_r = \frac{EIRP}{4\pi r^2} \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) G_r = EIRP \cdot G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (4.4)$$

$$EIRP = P_t G_t \quad (4.5)$$

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (4.6)$$

Em (4.5) e (4.6), P_t é a potência transmitida e G_t é o ganho da antena transmissora.

O termo $\left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$ é definido como a perda de percurso. A existência do termo na equação da perda de percurso indica que esta é dependente da frequência. Entretanto, esse termo é introduzido explicitamente como um efeito da antena. Para que se torne mais evidente, considera-se uma antena de abertura constante. Tal estrutura possui a densidade de fluxo que é uma função do comprimento de onda, dado por:

$$F = P_t \left(\frac{4\pi A_{et}}{\lambda^2} \right) \left(\frac{1}{4\pi r^2} \right) = \frac{P_t A_{et}}{\lambda^2 r^2} \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (4.7)$$

Na equação (4.7), A_{et} é a abertura efetiva da antena transmissora. Essa densidade de fluxo pode ser utilizada da mesma forma que em (4.6), para encontrar a potência de recepção esperada. O resultado matemático se encontra a seguir.

$$P_r = P_t A_{et} \left(\frac{1}{\lambda r} \right)^2 A_{er} \quad (4.8)$$

De modo semelhante a A_{et} , A_{er} é a abertura efetiva da antena receptora. Esse resultado também mostra uma dependência com a frequência, porém a potência de recepção cresce com a frequência. Para sistemas com antena de ganho constante em uma

das extremidades do enlace e com uma antena que possui abertura efetiva invariável na outra, a potência de recepção é independente da frequência, conforme as equações (4.9), para o caso de antena transmissora de ganho constante e receptora com abertura efetiva constante; ou (4.10), na situação transmissora com abertura efetiva constante e receptora com ganho constante.

$$P_r = P_t G_t \left(\frac{1}{4\pi r^2} \right) A_{er} \quad (4.9)$$

$$P_r = P_t \left(\frac{4\pi A_{et}}{\lambda^2} \right) \left(\frac{1}{4\pi r^2} \right) G_r = P_t A_{et} \left(\frac{1}{4\pi r^2} \right) G_r \quad (4.10)$$

O ponto a ser observado nesse desenvolvimento é que a possível dependência da potência de recepção com a frequência se deve às antenas e não ao percurso em si. A perda de percurso, ou mais acuradamente, a perda de dispersão no espaço livre é independente da frequência. Essa constatação pode ser feita ao se analisar as medidas realizadas em linha de visada de sinais UWB com duas antenas diferentes [2]. Um pulso gaussiano de 200 ps foi gerado, conforme a figura 4.1 e utilizado na comunicação com duas antenas bicônicas de banda larga. O pulso recebido foi medido em várias distâncias no ambiente em linha de visada com a eliminação de todos os multipercursos através do janelamento temporal. Os pulsos recebidos estão plotados na figura 4.2 [2]. As formas de onda recebidas foram normalizadas pela distância. É esperado que, se não há dependência da frequência no caminho, todos os pulsos reterão o mesmo formato. Isso pode ser constatado, a menos do erro de medida, para os pulsos que foram detectados em distâncias entre 1 m e 20 m. Esse experimento foi repetido para o mesmo gerador de pulsos, porém com antenas cornetas TEM no transmissor e no receptor. Os resultados são mostrados na figura 4.3.[2] Novamente, os formatos dos pulsos ficam consistentes com a distância. Note que os pulsos recebidos não são necessariamente iguais àqueles gerados. Isso ocorre pelo fato de a resposta da antena possuir dependência com a frequência. De fato, as duas antenas têm respostas bastante diferentes, entretanto, o impacto da antena é similar independentemente da distância. Portanto, não é necessário incorporar uma dependência de frequência na perda de percurso para sinais UWB, pelo menos em ambientes de linha de visada. Dependência da frequência deve ser levada em consideração quando a potência de recepção estiver em questão, devido às antenas utilizadas, porém não para as perdas de percurso, pelo menos em ambientes de espaço livre e de linha de visada. Essa é uma

consequência direta do fato de que todas as antenas, independentemente de suas características ou da sua frequência de operação, transmitem sinais com densidades de fluxo que variam com $\frac{1}{r^2}$. Isso se torna mais claro ao se definir a potência de recepção em uma distância de referência r_0 por P_0 . A potência recebida a qualquer distância r , pode ser calculada pela equação (4.11). É importante observar que a dependência com a frequência devido aos efeitos da antena é expresso inteiramente pela potência de referência, P_0 .

$$P_r(r) = P_0 \left(\frac{r_0}{r} \right)^2 \quad (4.11)$$

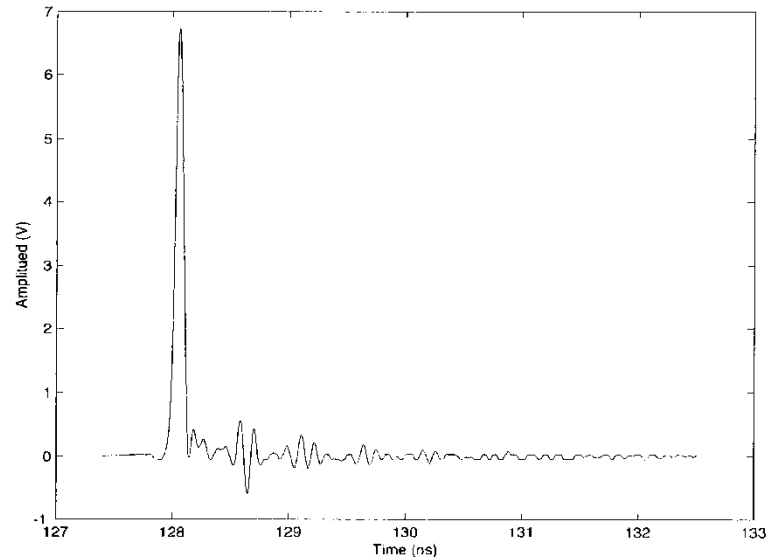


Fig 4.1 – Pulso gaussiano gerado com cerca de 200 ps para experimento de perda de percurso.

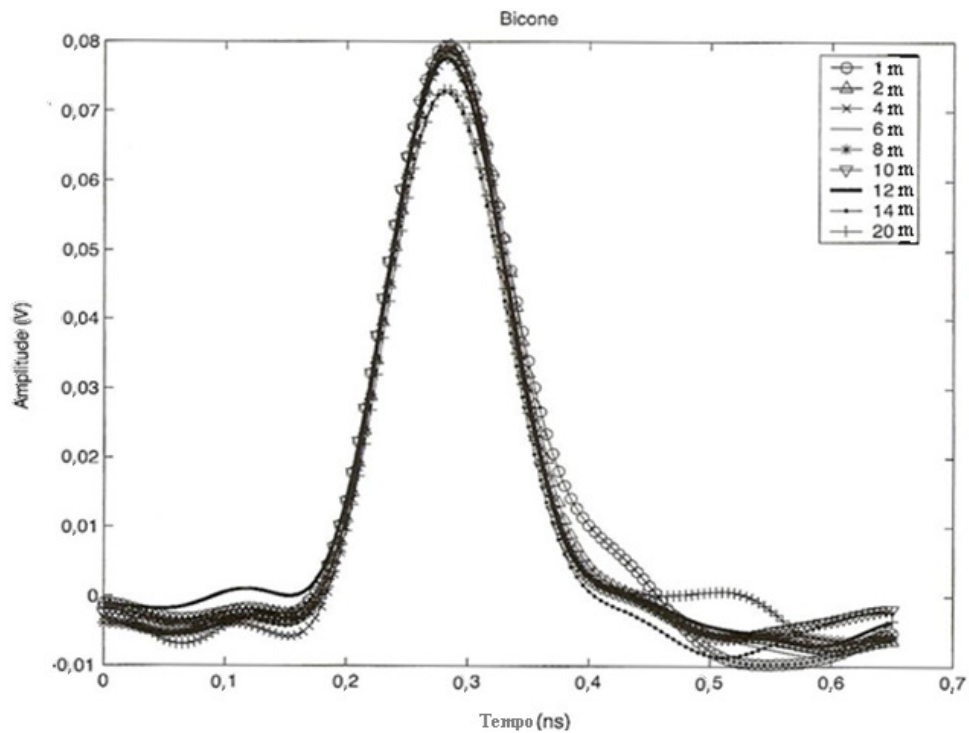


Fig 4.2 – Pulsos normalizados recebidos em linha de visada com a distância para antenas bicônicas.

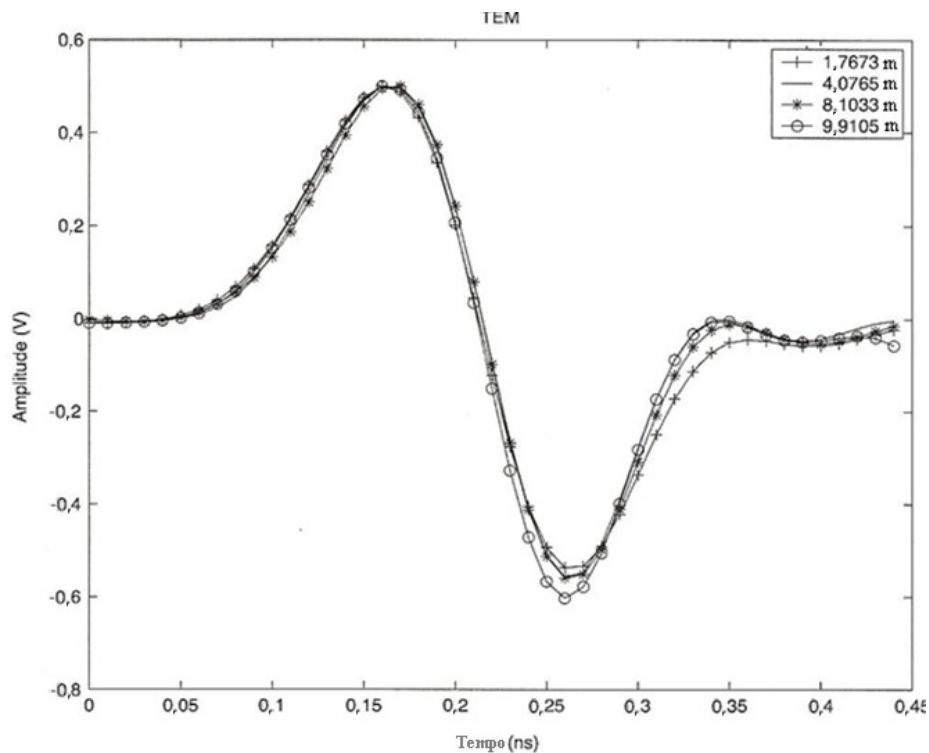


Fig 4.3 – Pulsos normalizados recebidos em linha de visada com a distância para antenas corneta TEM.

4.2.2. Perda de percurso em espaço não livre

A análise anterior fornece a justificativa para a aplicação do modelo tradicional de perda de percurso para o estudo dos sinais UWB em espaço livre. A dependência com a

frequência pode ser incorporada na potência de referência, . Em outras palavras, pelo fato de haver dependência da perda de percurso com a frequência, o modelo tradicional para banda estreita é válido. Entretanto, a maioria dos ambientes de interesse não se resume a simples propagação em espaço livre. Ao invés disso, o caminho entre o transmissor e receptor possuirá outros objetos no ambiente que talvez bloqueie por completo o caminho em linha de visada. Mesmo se o caminho em linha de visada estiver completamente desobstruído, objetos que circundam o transmissor e o receptor podem possuir grande influência sobre a potência média do sinal. Tal afirmativa foi comprovada em diversos experimentos e através de modelos teóricos em que a perda de percurso média (tanto em ambientes fechados quanto em abertos) para sistemas de banda estreita cresce logarithmicamente com a distância [2]. Nesse caso, a perda de percurso é dada por (4.12), em que d_0 é a distância de referência, tipicamente de 1 metro para medidas em ambientes fechados e os termos barrados se referem a médias conjuntas.

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (4.12)$$

De forma mais específica, a potência recebida, em média, pode ser modelada conforme a equação (4.13).

$$\overline{P}_r(d) = \overline{P}_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^n \quad (4.13)$$

Em (4.13), $\overline{P}_r(d_0)$ é a potência recebida na distância de referência. Se comparada com (4.11), a única diferença é que o expoente da relação entre as distâncias não vale dois. O ponto a ser discutido agora é como o UWB altera essa relação. A dependência com a frequência aparece na equação principalmente por causa das antenas. Ao definir a perda de percurso relativa a uma medida de potência de referência, esse fator foi eliminado. Uma forma alternativa de aparecer uma dependência com a frequência na equação é através do expoente de perda de percurso (). Devido ao fato de que a difração, a penetração no material, e outros efeitos são dependentes da frequência, o expoente da perda de percurso pode variar com a frequência. Uma forma de analisar esse problema consiste em separar os

fatores de frequência e distância na expressão matemática da perda de percurso, como pode ser visto em (4.14).

$$PL(d, f) = PL(d)PL(f) \quad (4.14)$$

Outra forma de modelar o mesmo problema é fazer o expoente da perda de percurso ser uma função da frequência.

O que ocorre de fato é que não há um consenso no que diz respeito à dependência que a perda de percurso possui com a frequência, quando os efeitos das antenas são excluídos. Alguns estudos concluíram que não foi observado um comportamento dependente da frequência para a perda de percurso [2]. De qualquer modo, para o caso em que a dependência da frequência é restrita à antena, a perda de percurso pode ser definida, assim como no caso de banda estreita, conforme (4.12). É importante salientar a importância de se definir a referência de medida de potência ao se determinar o modelo para a perda de percurso. Tal referência pode ser definida de modo a incluir os efeitos de multipercurso, assim como pode ser dada pela potência recebida em espaço livre. As duas definições são usuais em modelagens de canal, tanto em banda estreita como em banda larga. A vantagem de ter como referência o espaço livre é a possibilidade de calcular o ponto de referência de forma direta e, assim, eliminar a necessidade de encontrar a referência através de medições. Esse método é mais complicado em UWB se comparado com sistemas de comunicação de banda estreita. Quando a medida de referência é definida com a inclusão de fatores ambientais, como o multipercurso, o ponto de referência se torna restrito ao ambiente em questão, ou seja, há uma perda de generalidades. Portanto, para casos como esses, é mais útil uma caracterização da referência através de métodos estocásticos.

É importante perceber que, caso a atenuação por espaço livre seja tomada como referência em UWB, deve-se ter bastante cuidado ao determinar esse valor, o qual pode ser obtido através de cálculos.

4.2.3. Perda de percurso dependente da frequência

Nas seções anteriores, ficou demonstrado que a perda de percurso não possui dependência com a frequência em espaço livre, em ambientes vastos e cenários em linha

de visada. Porém isso não é verdade para situações em que não há linha de visada ou se atenuação por chuva e outros efeitos forem considerados. Tais ambientes são propícios à interação entre pulsos, que não pode ser desprezada, à possível seletividade em frequência e a um modelo de canal dependente da frequência. Note que, se for considerada a função de transferência no domínio da frequência de uma realização simples de canal, o comportamento seletivo em frequência certamente será observado. Entretanto, em modelagem em larga escala, a preocupação é com a média conjunta das funções de transferência em um ambiente particular para várias distâncias. A menos daquela devido aos efeitos da antena, uma dependência com a frequência na média da função de transferência implica na necessidade de inserir tal dependência no modelo do canal, como pode ser visto na equação (4.15) [2].

$$PL(f) = E \left\{ \int_{f-\frac{\Delta f}{2}}^{f+\frac{\Delta f}{2}} |H(\tilde{f})|^2 d\tilde{f} \right\} \quad (4.15)$$

Em (4.15), E é a grandeza estatística denominada esperança, $H(\tilde{f})$ é a função de transferência no domínio da frequência () medida para o canal e Δf é a variação de frequência em torno do valor de frequência, f , escolhido para a análise. Esse intervalo deve ser pequeno o suficiente para que a perda de percurso seja constante no mesmo.

É importante observar que não existe um consenso para o referido efeito. Isso porque, apesar de as medidas citadas no presente capítulo não demonstrarem uma perda de percurso dependente da frequência, outras medidas realizadas resultaram na conclusão oposta. Algumas medições feitas mostraram que o canal UWB, além do padrão de desvanecimento seletivo em frequência, apresenta uma tendência de decaimento, à medida que a frequência aumenta. Tal decaimento é ainda mais acentuado em altas frequências para o caso em que não ocorre a linha de visada. De forma mais formal, a perda de percurso a uma dada distância aumenta exponencialmente com a frequência. O módulo da função de transferência $|H(f)|$ pode ser vista em (4.16) ou, de forma equivalente, a perda de percurso varia conforme (4.17).

$$|H(f)| \propto f^{-\kappa} \quad (4.16)$$

$$\sqrt{PL(f)} \propto f^{-k} \quad (4.17)$$

Nas equações (4.16) e (4.17), k depende do ambiente e pode assumir valores entre 0,8 e 1,4 com a frequência expressa em gigahertz. Essa abordagem sugere que a perda de percurso é função tanto da frequência quanto da distância. A forma mais direta de fazer as análises consiste em modelar esses dois efeitos de forma independente, como citado anteriormente.

A dependência da perda de percurso com a frequência é bem aproximada se for considerada a perda de percurso em uma “frequência central” efetiva dada pela média geométrica entre os limites de frequência inferior e superior da banda [2]. Finalmente, modela-se a função de transferência média do canal UWB dependente da frequência de acordo com (4.18) [2], em que α está entre 1 (para o caso de ambientes em linha de visada) e 1,36 - no caso de ambientes em que não ocorre linha de visada e com bloqueio de percurso significativo.

$$\log_{10}(|H(f)|^2) \propto \alpha f \quad (4.18)$$

Pela relação existente entre (4.16) e (4.17), (4.18) pode ser escrito da seguinte forma:

$$\log_{10}(PL(f)) \propto e^{-\delta f} \quad (4.19)$$

Para encerrar essa seção, mais uma vez é salientado que, se os efeitos da antena forem incluídos na perda de percurso, tais efeitos certamente são dependentes da frequência.

4.3. Problema da antena na modelagem em larga escala

O processo ideal é estabelecer modelos de canal que sejam inteiramente independentes da antena e da estrutura receptora, isto é, o modelo do canal deve refletir apenas o impacto do canal. Entretanto, isso é extremamente difícil de ser obtido, visto que

é necessária a remoção completa dos efeitos da antena na informação recebida. Isso pode ser conseguido em certo nível através da definição da perda de percurso como a perda de potência com relação à medida de referência, ao invés da potência transmitida. Entretanto, a completa independência requer o conhecimento do impacto da antena no sinal recebido, tanto no ângulo de azimute quanto no ângulo de elevação e, ainda, um conhecimento do ângulo de chegada tridimensional para cada percurso do sinal. Isto é, em geral, difícil de ser obtido.

Talvez o aspecto mais importante da antena nesse sentido seja a direcionalidade. Devido ao fato de que uma antena omnidirecional absorve mais energia de multipercurso que uma antena direcional, ela apresenta menor “perda de percurso” [2]. Isto está simplesmente baseado no fato de que a perda de percurso é definida como a perda média de potência com a distância. Entretanto, é necessário entender que isso não é uma característica verdadeira do canal e sim uma característica de antena. Esse é uma discussão comum na modelagem de canal para UWB. Sempre é necessário ter bastante cuidado quando se atribui um determinado comportamento observado ao “canal”. Da mesma forma que é razoável modelar os efeitos da antena como parte integrante do canal, deve-se ter ciência da dependência que os modelos possuem com respeito à antena quando tais modelos são utilizados.

4.4. Ambientes com propagação melhor que em espaço livre

Existem ambientes nos quais ocorre propagação de forma mais eficiente que no espaço livre. Porém não se deve interpretar esse fato como se a perda pela propagação em tais ambientes fosse menor que no espaço livre. O que ocorre de fato é que elementos de densidade de potência adicionais chegam ao ponto de recepção devido a reflexões em canais *indoor* com caminho em linha de visada e, com isso, a potência do sinal recebido é maior que a encontrada para o espaço livre.

A figura 4.4 mostra o sinal recebido, assim como a energia acumulada recebida normalizada para duas escalas de tempo distintas. Os gráficos (a) e (c) mostram o sinal recebido total em aproximadamente 70 ns, enquanto que os gráficos (b) e (d) correspondem a uma ampliação dos primeiros 2 ns. O pulso gaussiano gerado para esse exemplo é ilustrado na figura 4.1 e foram utilizadas antenas cornetas TEM. Pode-se observar que o pulso em linha de visada do sinal recebido é responsável somente por 25% da energia total do sinal recebido. Se somente esse fato fosse levado em consideração, a conclusão seria que a perda de percurso nesse local é melhor do que em espaço livre,

porém é melhor encontrar a perda de percurso exata. A potência recebida esperada para a propagação em espaço livre, , para uma distância , pode ser vista na equação (4.20), em que é a potência de referência na distância de referência .

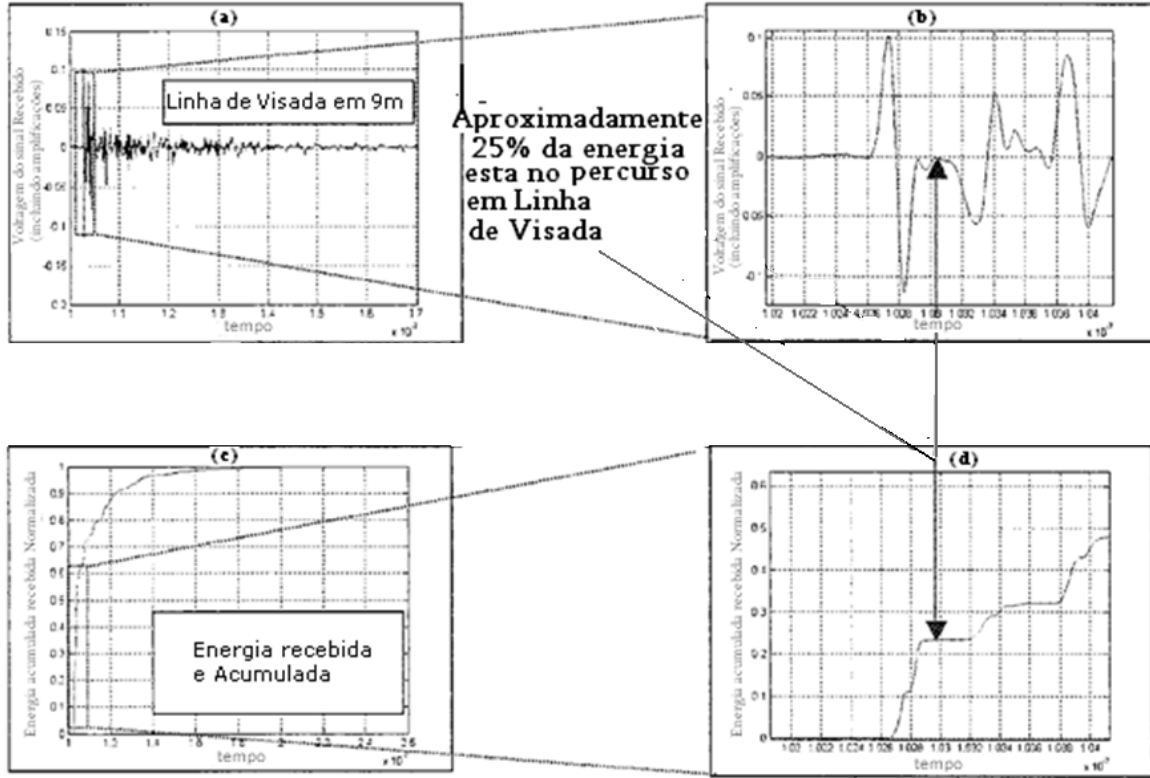


Fig 4.4 – Sinal recebido, figuras (a) e (b), e energia recebida acumulada, figuras (c) e (d), para exemplos em linha de visada com uso de antenas cornetas TEM.

$$P_r^{FS} = P_o - 20 \log_{10} \left(\frac{d}{d_o} \right) \quad (4.20)$$

Da mesma forma, a potência recebida medida a uma distância , em um ambiente que pode possuir um expoente de perda de percurso melhor que em espaço livre é dada por (4.21), com o fator responsável por estabelecer a diferença para o espaço livre.

$$P_r^m = P_o - 10(2 - \alpha) \log_{10} \left(\frac{d}{d_o} \right) \quad (4.21)$$

O valor de α e, conseqüentemente, do expoente da perda de percurso (n) pode ser determinado pelo cálculo da diferença entre as potências recebidas dadas em (4.20) e (4.21), ΔP_r , que pode ser vista em (4.22).

$$\Delta P_r = P_r^m - P_r^{FS} \quad (4.22)$$

Se forem substituídos valores da figura 4.4 para P_r^m , P_r^{FS} , e ΔP_r , uma combinação entre (4.20), (4.21) e (4.22) resulta em (4.23).

$$4,8 = 10\alpha \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \Rightarrow \alpha = 0,5 \rightarrow n = 1,5 \quad (4.23)$$

Portanto, o expoente (n) da perda de percurso para o caso da medida que gerou a figura 4.4 vale 1,5 que é muito melhor que o caso espaço livre. É importante salientar que essa não é a perda de percurso real do ambiente, pois é somente uma medida e a perda de percurso leva em consideração uma média de várias medidas. Em ambientes que apresentam comportamento melhor que o espaço livre, várias localizações apontam o mesmo resultado. Porém, é necessário ressaltar que não ocorre uma propagação mais eficiente do sinal e sim uma coleta maior de energia do sinal por parte do receptor advinda da forma como a onda foi guiada através do ambiente.

4.5. Link Budget

Nesta seção, será examinado como a modelagem de canal em larga escala é utilizada na avaliação do *link budget* para sistemas de comunicação UWB. Pelo fato de haver uma banda extremamente larga envolvida, o *link budget* em UWB pode possuir diferenças significativas quando comparado com as relações de seu equivalente em banda estreita e, portanto, torna-se necessário discutir tais diferenças.

Inicialmente, será feita uma breve revisão do cálculo tradicional de *link budget* para sistemas de comunicação, assumindo a propagação em espaço livre. A consideração em

espaço livre permite expor de forma clara as diferenças entre o cálculo de *link budget* tradicional e aquele que deve ser feito para sistemas de comunicação UWB.

O objetivo de um *link budget* é determinar a flexibilidade de um sistema ou, em outras palavras, achar a distância máxima entre transmissor e receptor, a fim de suprir as especificações do limite de potência e de capacidade de realização da comunicação. Para um sistema de comunicação digital, tal capacidade é tipicamente especificada e mensurada pela razão $\frac{E_b}{N_0}$, ou seja, a razão entre a energia média por bit e a densidade espectral de

potência do ruído branco gaussiano, para uma distância ou porcentagem da área de cobertura. Portanto, o *link budget* padrão pode ser escrito conforme a Tabela 4.1. A potência do sinal recebido é igual à potência do sinal transmitido, em dBm, adicionada dos ganhos das antenas transmissora e receptora (em dBi ou dB com relação à antena isotrópica) e subtraída da perda de percurso, também em dB. Como já citado, o tradicionalmente denominado perda de percurso, $\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2$, é uma combinação da perda

devido à propagação da onda com a conversão da abertura efetiva da antena receptora em termos do ganho da mesma. A energia média por bit recebida é determinada pela integral da potência recebida no intervalo de duração do pulso recebido, e pode ser aproximada pela potência média multiplicada pela duração do símbolo. A densidade espectral de potência do ruído branco gaussiano N_0 é calculada como mostrado na Tabela 4.1. Com

essas duas grandezas calculadas, a razão $\frac{E_b}{N_0}$ é obtida de forma direta. Entretanto, essa é a média da razão $\frac{E_b}{N_0}$ recebida que ignora o desvanecimento e é apropriada para a propagação em espaço livre. Pelo fato de ser espaço livre, contabilizar uma margem de desvanecimento M_f é necessário. Essa margem deve ser determinada a fim de garantir que

especificado será conseguido em uma porcentagem da área de cobertura. Para o caso da propagação em espaço livre (exemplo da Tabela 4.1), a margem de desvanecimento não é incluída (igual a 0 dB), porém, em geral, ela deve sempre estar presente. Como o desvanecimento de sinais UWB é reduzido, M_f é reduzido de forma significativa para sistemas de comunicação UWB.

Tabela 4.1 – *Link budget* tradicional para espaço livre.

Grandeza	Exemplo de valores	Comentários
----------	--------------------	-------------

	-20 dBm	Potência mínima de transmissão, em dBm
G_t	6 dBi	Ganho da antena transmissora, em dBi, na frequência de operação
PL	100 dB	Perda de percurso
G_r	6 dBi	Ganho da antena receptora, em dBi, na frequência de operação
P_r	-180 dBm	Potência mínima de recepção ($P_t - G_t - PL$)
k	-228,6 dBW/Hz/K	Constante de Boltzman
T_s	24,6 dBK	Temperatura de ruído do sistema (290 K)
N_0	-204 dBW/Hz	Densidade espectral do ruído branco gaussiano (
R_b	50 dB	Taxa de bits (100 kbps)
E_b	-148 dBmJ	$P_r - R_b$
E_b/N_0	28 dB	$E_b - 30 - N_0$
M_F	0 dB	Margem de desvanecimento
$(E_b/N_0)_{M_F}$	26 dB	após contabilizada a margem de desvanecimento

É natural aplicar as análises de *link budget* tradicional a sistemas UWB. Todavia, há vários problemas ao se fazer esse tipo de abordagem para o UWB (principalmente para sistemas I-UWB).

- Em sistemas de banda estreita, a potência média e a potência de pico são tipicamente as mesmas e, mesmo quando não são, a potência média normalmente é a medida de interesse. Entretanto, devido ao potencial para um baixo ciclo efetivo de pulso, esse não é necessariamente o caso para comunicação UWB. A potência média pode ou não ser útil dependendo do ciclo efetivo do pulso.
- Devido à banda elevada do pulso, as antenas de transmissão e de recepção devem ser tratadas de forma diferente, quando comparadas ao *link budget* em banda estreita. Em primeiro lugar, o pulso pode ser distorcido no processo de transmissão/recepção, o que complica qualquer cálculo de ganho. Além disso, o ganho da antena variará ao longo da faixa de frequência do pulso.
- A equação tradicional da perda de percurso é uma combinação da perda por propagação com a abertura efetiva da antena receptora. Esta pode ser variável na faixa de frequência do pulso.
- Devido à distorção do pulso provocada pelo canal, não é sempre possível um filtro receptor casado. Então, o filtro utilizado tipicamente não conseguirá capturar toda a energia no pulso recebido. Isso também deve ser considerado no *link budget*.

Um método proposto para sanar essas diferenças consiste em fazer três alterações básicas na abordagem tradicional do *link budget* [2]. Primeiramente, os ganhos das antenas transmissora e receptora são removidos do *budget*. Além disso, o impacto da abertura efetiva da antena é retirado da perda de percurso. Em contrapartida, os ganhos das antenas e as aberturas efetivas são substituídas por um único fator denominado “ganho de acoplamento antena-pulso” ou G_{ap} . Esse termo é responsável por representar o ganho tanto de energia quanto de pico de potência no pulso recebido com respeito ao pulso gerado. O que definirá se será examinado a energia ou o pico de potência é o tipo de modulação usado, porém esse estudo não será necessário. Em alguns casos, as duas medidas são iguais, porém isso não consiste em uma regra. É importante ter ciência de que o ganho definido nesta seção é bastante diferente do tradicional ganho da antena. Essa diferença existe porque G_{ap} define um par de antenas e não uma antena somente, caso da definição de ganho já conhecida, além do fato de que o ganho de acoplamento antena-pulso é uma definição restrita ao pulso utilizado. Da mesma forma que o ganho tradicional da antena é específico para a frequência em que foi feita a medição, G_{ap} é restrito ao formato de pulso para o qual essa foi mensurada. Não obstante, o ganho de acoplamento antena-pulso abrange abertura efetiva da antena receptora que, normalmente, é considerada na perda de percurso. Como consequência, o ganho, em geral, possui um valor negativo em escala logaritma e possui dimensão de metros quadrados.

A segunda modificação feita no *link budget* tradicional é que, nesse caso, a perda de percurso leva em consideração apenas a perda pela propagação da forma de onda do sinal e não mais a abertura efetiva da antena receptora. Então, pode-se definir a perda de percurso conforme a equação (4.24), em que r é a distância entre o transmissor e o receptor.

$$L_p = 4\pi r^2 \quad (4.24)$$

(4.24) simplesmente representa a potência distribuída na superfície de uma esfera de raio r , e, portanto, possui unidade de metros quadrados.

A terceira diferença no *link budget* em I-UWB é que este deve ser apresentado em termos tanto da energia do pulso quanto da potência de pico do pulso. Em *link budgets* tradicionais, trabalha-se com a média da potência. Entretanto, a potência média pode não

ser útil em UWB, porque é possível existir ciclos efetivos de pulsos muito baixos. Há interesse também no impacto da antena no pulso. Devido ao fato de que tanto o formato do pulso quanto a potência de pico podem ser afetadas, pode-se expressar em termos da potência de pico do pulso ou da energia do pulso.

O *link budget* resultante encontra-se expresso na Tabela 4.2. Particularmente, para um *link budget* baseado na energia do pulso, o ganho deve ser determinado por (4.25).

$$G_{AP} = 4\pi r^2 \frac{s_p^{rx}}{s_p^{tx}} = 4\pi r^2 \frac{\int_{-\infty}^{\infty} b_r^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} a_t^2(t) dt} \quad (4.25)$$

Em (4.25), s_p^{rx} representa a energia do pulso, $b_r(t)$ é o pulso gerado e $a_t(t)$ é o pulso recebido a uma distância r em espaço livre.

Então, G_{AP} representa o ganho de energia do pulso devido às antenas. Note que tal termo não é independente da forma de onda. Em outras palavras, G_{AP} não é meramente um fator da antena, ao contrário do ganho tradicional da antena. É bastante restrito à forma de onda utilizada. Logo, deve-se ter cuidado ao utilizar esse parâmetro.

O pulso recebido, em dBmJ (isto é, dB relativo a um mJ), é calculado por

$$E_r(dBmJ) = E_t(dBmJ) + G_{AP}(dBm^2) - L_p(dBm^2) \quad (4.26)$$

O cálculo da densidade espectral de potência já foi explicado e E_r dB é simplesmente $E_r(dB) - N_f$. De fato, essa é a energia por pulso, que não é necessariamente a energia por bit. Em vários sistemas, múltiplos pulsos podem ser transmitidos por bit. Então, esse valor deve ser multiplicado pelo número de pulsos por bit (adicionado em dB) para obter a energia por bit. Esse resultado então representa a razão sinal-ruído ou a razão E_b/N_f disponível na saída de um filtro casado.

Devido ao descasamento do pulso, fato que é muito mais propício de ocorrer em UWB, por causa tanto do canal quanto das limitações ao se replicar o pulso recebido, deve-se adicionar um fator α (negativo em dB) que representa a fração de energia capturada pelo

receptor. Esse fator pode ser atribuído tanto à distorção ocorrida no percurso quanto à dispersão temporal total do canal. Várias estruturas receptoras apresentarão diferentes valores de ρ . O resultado final é P_r disponível para o receptor.

Tabela 4.2 – Link budget proposto para UWB em espaço livre – detector correlator.

Grandeza	Exemplo de valores	Comentários
	-101 dBmJ	Energia mínima de transmissão de um pulso, em dBmJ
G_{AP}	-30 dBi	Ganho da energia ou de potência do <i>link</i> (excluindo-se o percurso) da antena transmissora até a receptora a 1m
L_f	31 dB	- perda por propagação a uma distância
E_r	-161 dBmJ	$(E_t + G_{AP} - L_f)$ – energia recebida por pulso
k	-228,6 dBW/Hz/K	Constante de Boltzman
T_s	26 dBK	Temperatura de ruído do sistema (290 K)
N_0	-203 dBW/Hz	Densidade espectral do ruído branco gaussiano (
N_s	0 dB	Pulsos por bit (1 pulso/bit)
E_b	-161 dBmJ	$E_r - N_s$
E_b/N_0	12 dB	$E_b - 30 - N_0$
M_F	0 dB	Margem de desvanecimento (muito reduzida em sistemas UWB)
ρ	-7 dB	Perda na captura da energia
$(E_b/N_0)_{MF}$	5 dB	conseguida

5. ANTENAS

Para que seja possível estabelecer uma comunicação UWB, são necessárias antenas capazes de fazer este tipo de transmissão. Conforme mencionado na seção 2.4, esse é um desafio para os engenheiros que procuram tornar essa tecnologia uma realidade cotidiana no âmbito dos sistemas de comunicações, visto que, entre outras limitações, é bastante complicado projetar antenas que respondam adequadamente em uma faixa de frequência tão ampla quanto aquela ocupada pelos sinais UWB. Portanto, torna-se necessário fazer uma abordagem acerca de alguns conceitos básicos no estudo da teoria de antenas [3].

O primeiro conceito a ser abordado será o de campo distante. Para que um campo seja considerado como distante em uma dada região do espaço, além de ter o comportamento de uma onda plana em tal localização, o campo deve possuir uma magnitude que seja inversamente proporcional à distância radial entre a antena e o ponto da região que está sendo analisado. Na situação de campo distante, as dimensões da antena são desprezadas, ou seja, ela é considerada como um ponto radiante.

5.1. Parâmetros principais de antenas

O parâmetro mais elementar e mais importante na análise de antenas é o do diagrama de radiação. O diagrama de radiação, ou diagrama da antena, é uma representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena no que diz respeito a campo distante. Devido a esta caracterização, as ondas eletromagnéticas num ponto do espaço são inversamente proporcionais à distância radial no sistema de coordenadas esféricas. No entanto, de acordo com a antena, o valor do campo pode variar em função dos ângulos de observação do sistema adotado (θ e ϕ). Dessa forma, uma vez fixada uma distância radial para determinação do diagrama, é traçado o comportamento dos campos de acordo com as variações de θ e ϕ . Note que é possível traçar infinitos diagramas de radiação para a distância assumida, pelo fato de que o diagrama captura o comportamento da antena em um único plano. Desta forma, para facilitar os estudos, há a necessidade de obter apenas os diagramas dos planos mais relevantes, ou planos principais. Com isso, surgem outros dois importantes conceitos: plano E e plano H, que se referem a antenas de polarização linear e serão definidos considerando o dipolo ideal posicionado no eixo z, ilustrado na figura 5.1.

- Plano E

Plano que possui o valor máximo do vetor campo elétrico e a direção de máxima radiação. O plano E determina a polarização e a orientação das ondas de rádio. Para antenas com polarização vertical, o plano E normalmente coincide com o plano de elevação. Para antenas com polarização horizontal, o plano em questão coincide, em muitos casos, com o plano de azimuth. A figura 5.2 ilustra o plano E do dipolo da figura 5.1.

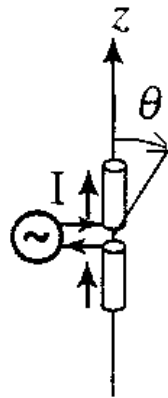


Fig 5.1 – Dipolo ideal.

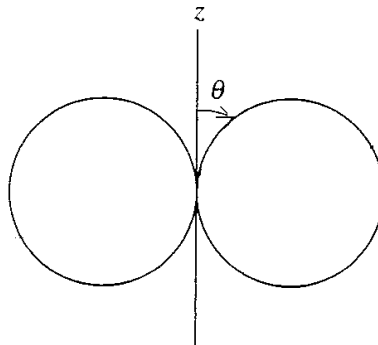


Fig 5.2 – Plano E do dipolo ideal.

- Plano H

O plano H contém o vetor associado ao máximo da radiação do campo magnético e a direção de máxima radiação. É importante destacar que este plano é perpendicular ao plano E. Em antenas de polarização vertical, o plano H normalmente coincide com o plano de azimuth. Para o caso de antenas polarizadas horizontalmente, o plano H, em vários casos,

coincide com o plano de elevação. Um exemplo pode ser visto na figura 5.3 que mostra o plano H para o dipolo ideal da figura 5.1.

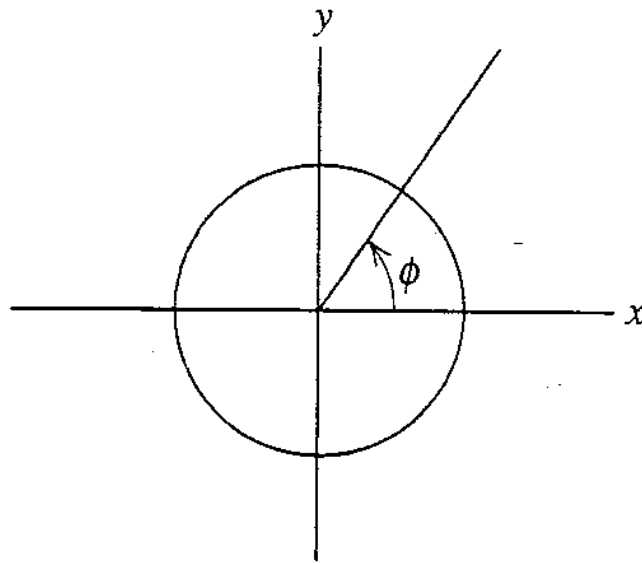


Fig 5.3 – Plano H do dipolo ideal.

Ainda a respeito dos planos principais, é possível obter, em alguns casos, o diagrama da antena em três dimensões através da rotação do plano E em torno do seu eixo de simetria, se houver. Para o dipolo ideal mostrado em 5.1, tem-se o resultado da figura 5.4.

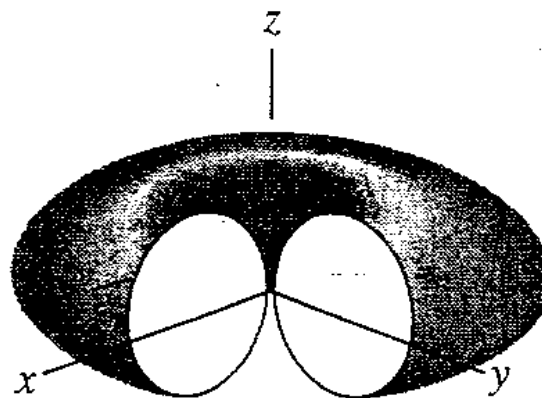


Fig 5.4 – Diagrama de radiação 3D do dipolo ideal.

Como já foi explicado, o diagrama de radiação é a variação das magnitudes dos vetores na superfície de uma esfera centrada na origem. Logo, é conveniente normalizar a expressão das amplitudes dos campos com respeito ao seu valor máximo na região analisada, consoante exemplificação dada pela equação (5.1) – por simplicidade, nada será avaliado acerca das fases dos vetores:

$$|F(\theta, \varphi)| = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{E}_{M\acute{a}x}|} \quad (5.1)$$

Em (5.1), $|\vec{E}|$ é o módulo do vetor campo elétrico na superfície da esfera, $|\vec{E}_{M\acute{a}x}|$ é a magnitude máxima que o vetor assume nesta mesma região e $|F(\theta, \varphi)|$ é o diagrama de radiação normalizado para o campo elétrico na região distante da antena.

Uma última forma de representação das amplitudes dos campos no diagrama é a mudança de escala para decibéis, conforme a equação (5.2):

$$|F(\theta, \varphi)|_{dB} = 20 \log(|F(\theta, \varphi)|) \quad (5.2)$$

Existe ainda o diagrama da antena, também chamado de diagrama de potência ($P(\theta, \varphi)$), que, ao invés de indicar a dependência angular do módulo do vetor campo elétrico ou campo magnético, expressa a radiação da antena em termos da densidade de potência, para uma distância constante, em função de θ e φ . Sua relação linear e em decibéis com $|F(\theta, \varphi)|$ são mostradas nas equações (5.3) e (5.4), respectivamente.

$$P(\theta, \varphi) = |F(\theta, \varphi)|^2 \quad (5.3)$$

$$P(\theta, \varphi)_{dB} = 10 \log P(\theta, \varphi) = 20 \log |F(\theta, \varphi)| = |F(\theta, \varphi)|_{dB} \quad (5.4)$$

Outros conceitos que precisam ser considerados são os chamados parâmetros do diagrama de radiação. Como o próprio nome especifica, estes são características presentes no diagrama da antena e são, de fato, os responsáveis por distinguir os diagramas de antenas diferentes.

5.1.1. Parâmetros do diagrama de radiação

- **Lóbulo principal:** também chamado de feixe principal ou de lóbulo maior, trata-se do lóbulo que contém a direção do máximo da radiação. Qualquer outro lóbulo que não seja o principal é chamado de lóbulo menor. Note, pela figura 5.5, que é possível haver mais de um lóbulo principal no diagrama de uma antena.

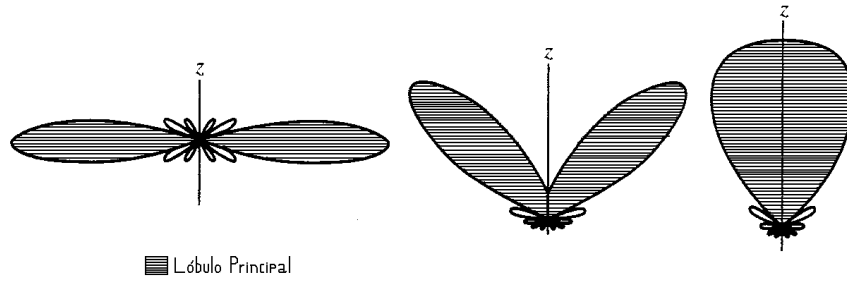


Fig 5.5 – Lóbulos principais em diagramas de radiação.

- Lóbulos menores: estes são divididos em lóbulos laterais e lóbulos traseiros, que estão diretamente opostos ao lóbulo principal. Podem ser também lóbulos que se encontram na metade oposta ao lóbulo maior no diagrama. O termo lóbulo lateral é algumas vezes reservado para aqueles lóbulos que se encontram adjacentes ao feixe principal, porém é mais comum este nome ser atribuído como um sinônimo para lóbulos menores. Pela ocorrência de mais de um lóbulo maior em um diagrama, esta última atribuição será a adotada. Os lóbulos laterais de um diagrama de radiação estão especificados na figura 5.6.
- Nível de lóbulo lateral: do inglês *Side Lobe Level* (SLL) mede a razão entre a magnitude máxima atingida pelo lóbulo lateral, $|F(\theta, \varphi)|_{SLL}$, e o valor mais elevado alcançado pelo campo no diagrama, $|F(\theta, \varphi)|_{Máx}$. Note que, para um diagrama normalizado, $|F(\theta, \varphi)|_{Máx} = 1$. A equação (5.5) expressa essa relação na escala logaritma.

$$SLL_{dB} = 20 \log \left(\frac{|F(\theta, \varphi)|_{SLL}}{|F(\theta, \varphi)|_{Máx}} \right) \quad (5.5)$$

- Feixe de meia potência: do inglês *half-power beamwidth* (HP), é a separação angular dos pontos nos quais o diagrama assume a metade da potência máxima de radiação (-3dB em um diagrama em escala logaritma normalizado). Esta separação deve incluir o ponto de máxima radiação. Este parâmetro também é conhecido como feixe de 3dB. A figura 5.6 mostra o feixe de 3dB em um diagrama normalizado e em escala linear.

5.1.2. Ganho e diretividade

- Ganho: é uma medida do quanto a energia radiada pela antena está focada em uma dada direção. Para se fazer tal estimativa é necessário que exista uma antena de referência, que, em geral, é a antena isotrópica, que radia igualmente para todas as direções. Logo o ganho da antena, $g(\theta, \varphi)$, é a razão entre a densidade de potência fornecida pela antena, $S(\theta, \varphi)$, no ponto de análise e aquela que haveria no ponto em questão, S_i , se a antena medida fosse substituída por uma isotrópica.

Esta relação pode ser dada também em escala logaritma, cuja unidade de medida é o dBi, ganho em decibéis com referência na antena isotrópica, $G(\theta, \varphi)$. As equações (5.6), (5.7) e (5.8) descrevem as relações matemáticas citadas, com P_t correspondendo à potência total que chega à antena que está sob análise e r_0 a uma distância radial fixa entre ponto de observação e a antena, conforme a figura 5.7.

$$S_i = \frac{P_T}{4\pi r_0^2} \quad (5.6)$$

$$g(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{S_i} \quad (5.7)$$

$$G(\theta, \varphi) = 10 \log \left(\frac{S(\theta, \varphi)}{S_i} \right) \quad (5.8)$$

Pode-se notar, a partir do que foi dito, que a densidade de potência fornecida por uma antena genérica, e consequentemente seu ganho, é função dos ângulos de observação em coordenadas esféricas, ou seja, uma antena tem infinitos ganhos. Desta forma, define-se o que é chamado de ganho da antena, denotado por G em escala linear ou por G em dBi, como as relações dadas em (5.7) e (5.8), respectivamente, aplicadas para o ponto de máxima radiação. Um último fato a ser mencionado é que o parâmetro ganho depende da eficiência da antena.

- Diretividade: esta também é uma descrição do quanto a energia é concentrada pela antena numa dada direção. Ela é, na realidade, o ganho da antena, porém sempre para o caso em que a antena é 100% eficiente.

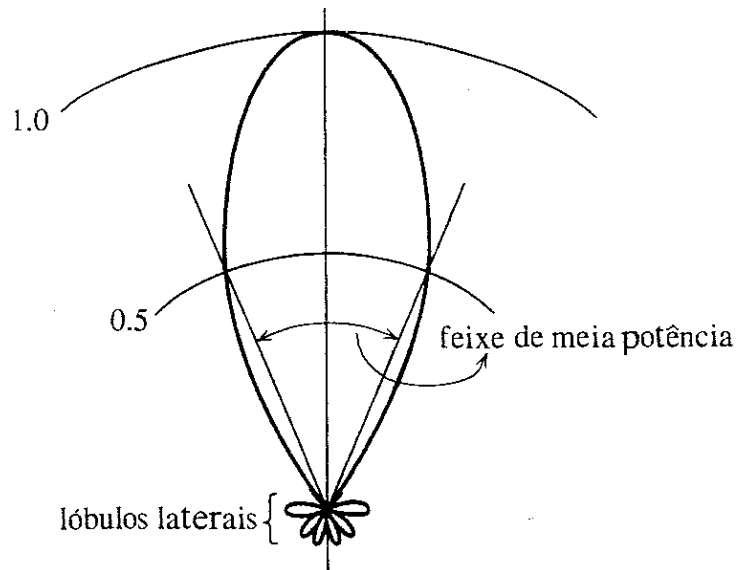


Fig 5.6 – Lóbulos laterais e feixe de meia potência.

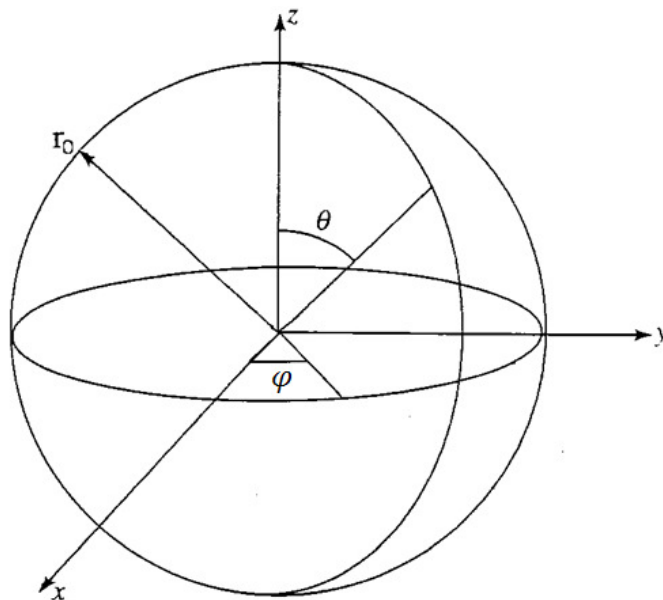


Fig 5.7 – Esfera de atuação com raio r_0 para campos distantes radiados.

5.1.3. Impedância de entrada da antena

Há ainda alguns conceitos que merecem destaque no estudo de antenas. Um deles é a impedância de entrada de uma antena que nada mais é senão a impedância apresentada pela antena nos seus terminais. Por este motivo, devem ser definidos terminais adequados para a antena. A impedância da antena é um parâmetro afetado por outras antenas ou objetos que estão em suas proximidades, todavia é interessante considerar a antena isolada por questão de simplicidade. Desta forma, este parâmetro é caracterizado por uma parte real e outra imaginária, como pode ser observado na equação (5.9) em que Z_A é igual à

impedância da antena, R_A representa a parte real de Z_A (associada a perdas de radiação e ôhmicas) e X_A modela a reatância de Z_A , que é responsável pela parcela de potência armazenada no campo próximo da antena.

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (5.9)$$

5.1.4. Largura de banda da antena

Como foi dito no início desta seção, um desafio para os engenheiros que trabalham com sistemas de comunicação UWB é o fato de que, pelo fato desta tecnologia possuir uma vasta largura de banda, torna-se muito difícil encontrar antenas que respondam de forma satisfatória ao longo de toda banda ocupada pelo sinal UWB. Mencionar este desafio significa discutir um conceito importante para a análise de antenas: trata-se da sua largura de banda. Esta característica pode ser definida como a faixa de frequências para as quais os parâmetros de desempenho importantes para a aplicação desejada são considerados aceitáveis, ou seja, a antena é capaz de atender às necessidades do sistema de comunicação naquela banda de frequências. Nota-se, portanto, a relevância deste parâmetro no projeto de antenas.

5.1.5. Polarização da antena

O último conceito a ser estudado aqui será o de polarização da antena. A polarização de uma antena, na realidade, é a polarização da onda radiada pela antena quando esta se encontra em processo de transmissão. Portanto, todas as discussões pertinentes em polarização de ondas eletromagnéticas também o são para polarização de antenas. A polarização das ondas radiadas por uma antena será variável com a direção. Na maioria dos casos, as características de polarização de uma antena permanecem relativamente constantes por todo o lóbulo principal e a polarização no ponto de máxima radiação é que determina a polarização da antena. Entretanto, a radiação dos lóbulos laterais pode ser muito diferente, em termos de polarização, daquela observada para o lóbulo principal. De qualquer forma, na prática, interessa somente a polarização assumida como a polarização da antena e que já foi especificada. Exemplos de polarizações de ondas eletromagnéticas podem ser vistos na figura 5.8 e uma visão em perspectiva da propagação de uma onda com polarização circular em sentido horário na figura 5.9.

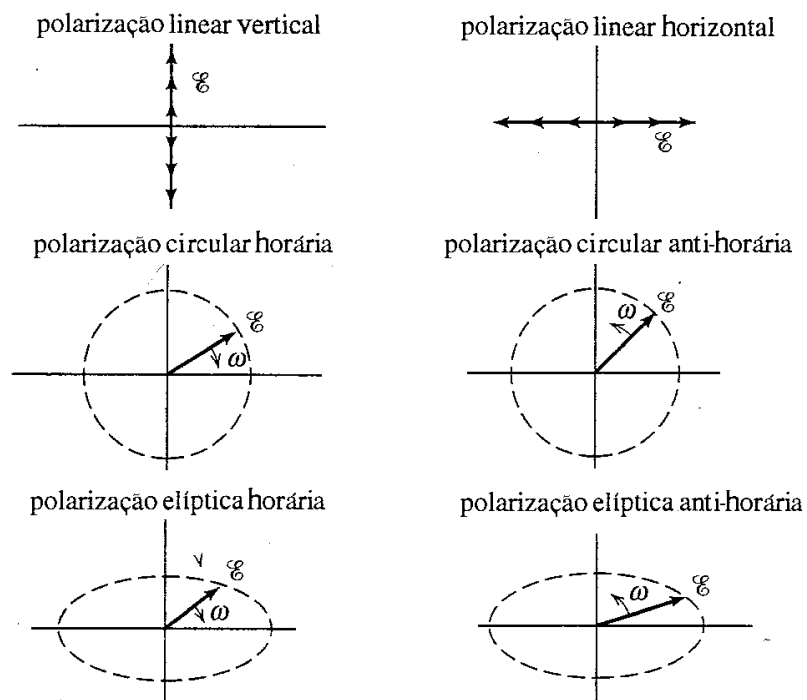


Fig 5.8 – Alguns tipos de polarização.

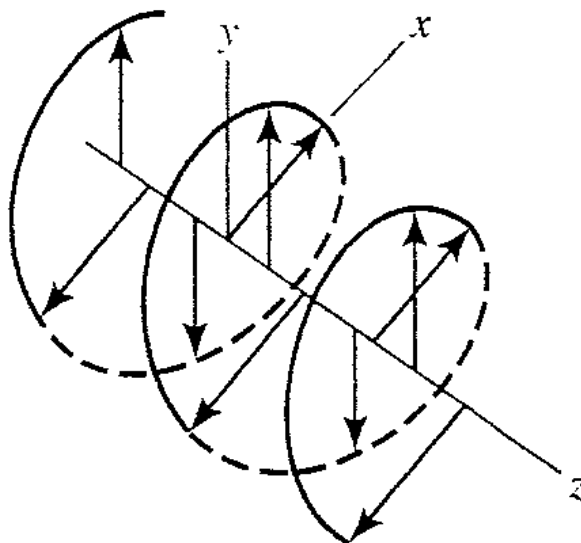


Fig 5.9 – Onda polarizada em propagação no sentido positivo do eixo z.

5.2. Tipos de antenas

Os valores dos parâmetros de uma antena obedecem a uma relação de compromisso. Geralmente, o desempenho não pode ser melhorado significativamente para um parâmetro sem comprometer os valores de um ou mais parâmetros. Este é um grande desafio em projeto de antenas [3].

As antenas podem ser divididas em quatro tipos básicos, no que diz respeito ao seu desempenho em função da frequência, conforme descrito a seguir.

5.2.1. Antenas eletricamente curtas

Chamada simplesmente de curtas, são antenas que possuem dimensões muito menores que um comprimento de onda. São utilizadas para transmissão na faixa VHF ou abaixo desta. Eletricamente, são estruturas de fácil implementação e suas propriedades não respondem de forma sensível a detalhes de construção. Um bom exemplo de aplicação para este tipo de antena é o monopolo vertical, que possui a extensão $0,003\lambda$, utilizado para recepção AM em veículos. A figura 5.10 mostra exemplos de antenas eletricamente curtas.

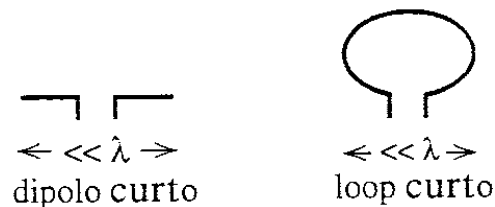


Fig 5.10 – Antenas eletricamente curtas.

5.2.2. Antenas ressonantes

São as recomendadas quando o desejado é uma estrutura simples com uma boa impedância de entrada em uma banda estreita de frequências. Essas antenas encontram aplicações são dadas fundamentalmente desde a faixa de HF até frequências no início da faixa de GHz. Elas possuem um ganho considerado pequeno ou moderado e têm um amplo lóbulo principal. O dipolo de meia onda é um exemplo de uma estrutura ressonante. Além da antena citada, outros exemplos podem ser observados na figura 5.11.

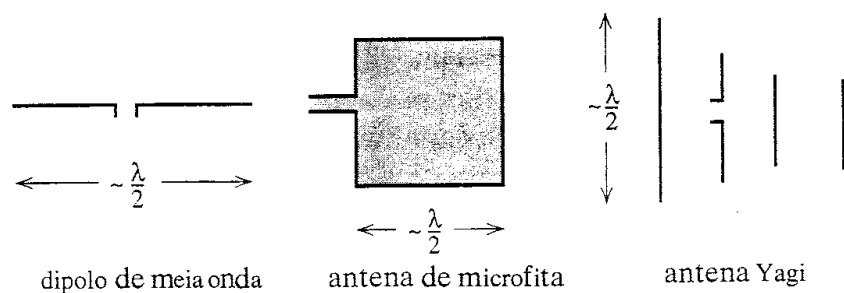


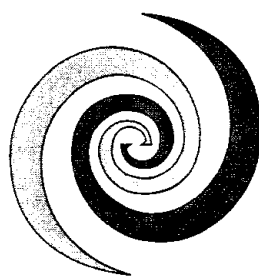
Fig 5.11 – Antenas ressonantes.

5.2.3. Antenas de banda larga

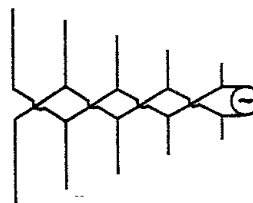
Em muitas aplicações, faz-se necessária a existência de antenas com largura de banda elevada. As antenas de banda larga possuem desempenho aceitável, para um ou mais parâmetros (diagrama, ganho, impedância, por exemplo) em uma proporção entre frequência de operação superior e inferior de, no mínimo, 2:1. Sua utilização se dá principalmente numa região de frequências que se iniciam no VHF e atinge valores intermediários na ordem dos GHz. Estas são antenas caracterizadas por uma região ativa. As ondas propagantes originam-se no ponto de alimentação e viajam sem radiação até a região ativa, onde a maioria da potência é radiada.

Uma antena de banda larga com geometria circular possui uma região ativa na qual a circunferência é de um comprimento de onda e produz uma polarização circular. Um exemplo é a antena em espiral que chega a atingir uma proporção de largura de banda da ordem de 20:1. Já uma estrutura de banda larga construída com elementos lineares ou bordas retas tem uma região ativa onde os elementos possuem uma extensão de aproximadamente meio comprimento de onda e produzem uma radiação com polarização linear e paralela aos elementos retilíneos.

Uma vez que apenas uma porção da antena de banda larga é responsável pela radiação numa frequência específica, o ganho é baixo. Contudo, é uma vantagem obter um ganho aproximadamente constante para variações de frequência, mesmo que seu valor seja pequeno. Outro fato importante é que a natureza observada para onda viajante de uma antena de banda larga implica em uma estrutura que possui um valor de impedância puramente real. Exemplos deste tipo de antenas estão ilustrados na figura 5.12.



antena em espiral



antena Log-periódica

Fig 5.12 – Antenas de banda larga.

5.2.4. Antenas de abertura

A característica principal neste tipo de estrutura é a existência da cavidade pela qual flui a onda eletromagnética em propagação. Estas estruturas são utilizadas principalmente para casos em que a frequência de operação é igual ou maior que as da faixa UHF. Um bom exemplo de antena de abertura é a antena corneta, que age como um funil, a fim de direcionar as ondas presentes no interior do guia de onda conectado a ela. A abertura, normalmente, possui uma extensão muito maior que um comprimento de onda em uma ou mais dimensões. Geralmente, o diagrama destas antenas possui o lóbulo principal estreito, portanto, é característica deste tipo de estrutura um bom ganho e, conseqüentemente, uma alta diretividade. Ainda com respeito ao diagrama de radiação, uma peculiaridade que merece ser ressaltada acerca das antenas de abertura é que, se as dimensões físicas da abertura forem fixas, o lóbulo principal se torna cada vez mais estreito à medida que a frequência aumenta. A largura de banda desta categoria de antenas é classificada como moderada, proporção na ordem de 2:1. A figura 5.13 ilustra exemplos de antenas de abertura.

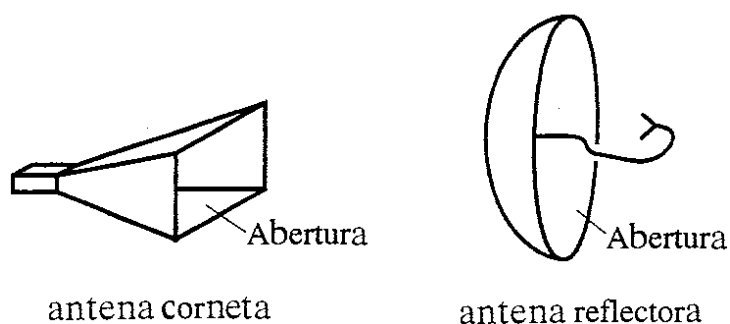


Fig 5.13 – Antenas de abertura.

A fim de consolidar as características mais importantes acerca das quatro categorias de antenas abordadas, esta seção é finalizada com a Tabela 5.1, que lista, de forma resumida, as propriedades mais relevantes para cada tipo de estrutura.

Tabela 5.1 – Categorias de antenas e suas propriedades.

Categoria	Propriedades
Antenas eletricamente curtas	<ul style="list-style-type: none">• Diretividade muito baixa• Baixa resistência de entrada• Alta reatância de entrada• Baixa eficiência de radiação
Antenas ressonantes	<ul style="list-style-type: none">• Valores de ganho baixo ou moderado• Impedância de entrada puramente real• Largura de banda estreita
Antenas de banda larga	<ul style="list-style-type: none">• Valores de ganho baixo ou moderado• Ganho constante em função da frequência• Impedância de entrada real• Largura de banda elevada
Antenas de abertura	<ul style="list-style-type: none">• Alto ganho• O ganho é função crescente da frequência• Largura de banda moderada

5.3. Antenas para UWB

5.3.1. Desempenho de antenas para UWB

Para aplicações UWB, é necessário avaliar a antena em função do tipo de modulação utilizado. Tanto sistemas I-UWB quanto sistemas MC-UWB devem ser analisados. Para sistemas baseados em pulsos, um bom desempenho em banda larga é requerido, com resposta de fase linear. Tal resposta de fase é necessária a fim de evitar dispersão, que é responsável por criar a distorção do pulso a um atraso da ordem de nanosegundos. Para sistemas MC-UWB, quando comparado com a banda do UWB, cada canal pode ser considerado como de banda estreita e, com isso, a dispersão relativa ao formato de pulso não configura mais uma situação crítica, logo, apenas o ganho e os

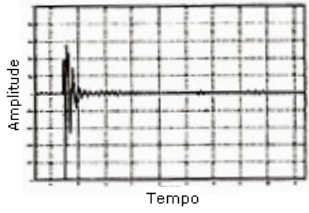
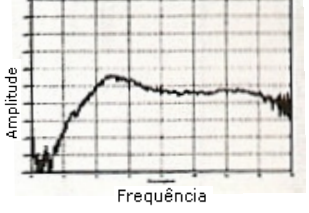
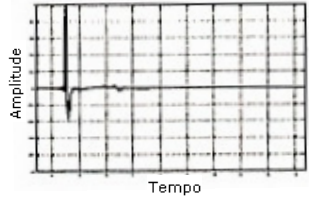
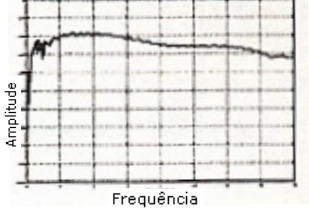
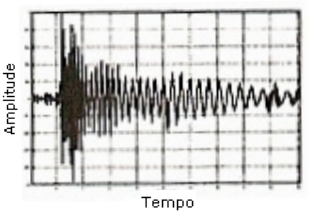
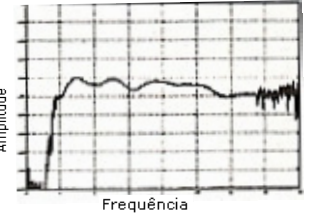
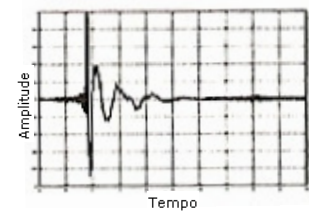
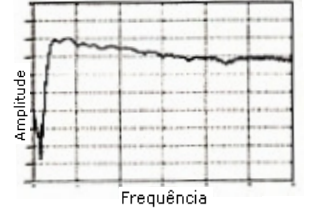
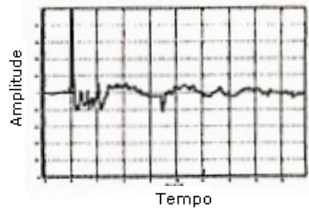
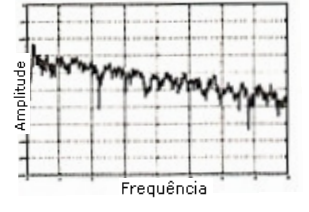
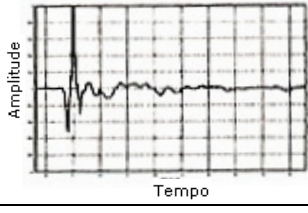
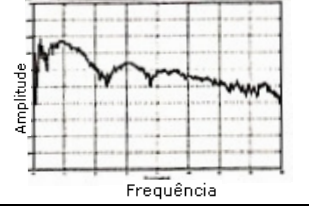
parâmetros relacionados são considerados (como na análise clássica). A sincronização, que é importante para sistemas MC-UWB, é obtida simplesmente pela incorporação da técnica de portadora piloto para cada canal. Para a última situação, é necessário considerar apenas a resposta de amplitude em frequência dos canais básicos. Para o sistema de pulsos, a amplitude e o formato da forma de onda de transmissão, além das propriedades de reflexão da antena constituem as representações básicas para a resposta da antena. Estes termos possuem a informação necessária para o sistema MC-UWB, assim como para o sistema transiente. Também se consegue um entendimento da operação da antena e do canal, que geralmente é perdido na representação no domínio da frequência.

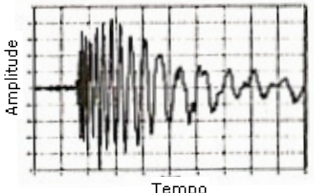
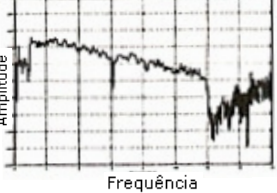
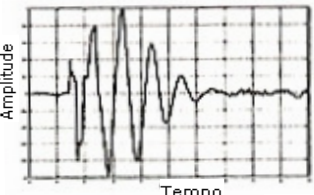
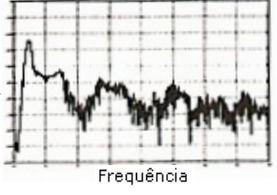
5.3.2. Estruturas radiantes com potencial para UWB

Experimentos realizados expressam o potencial de alguns tipos de estruturas radiantes, no que diz respeito à sua utilização em sistemas de comunicação UWB [2]. Os testes em si não serão aqui abordados, pois essa seção se restringirá apenas à exposição dos tipos de antenas de interesse para UWB. A Tabela 5.2 apresenta algumas dessas antenas. A resposta transiente ao impulso e a resposta em frequência são mostradas para cada antena. O Archimedean spiral é um modelo AST-1492 dos laboratórios American Eletronic e possui uma largura de banda de 2,0 GHz a 18,0 GHz; a corneta TEM rugosa é uma Antenna Research Associates, modelo DRG-118/A, e possui uma faixa de frequência de 1,0 GHz a 18,0 GHz; a antena log-periódica dentada é um modelo APN-101B, dos laboratórios American Eletronic, que possui largura de banda de 1,0 GHz a 12,4 GHz. As outras antenas não são comerciais.

Nota-se que, pela Tabela 5.2, devido ao fato de a banda ocupada pelo sinal UWB ser grande, todas as antenas possuem uma largura de banda elevada. Outro ponto a ser comentado é que uma característica de interesse para uma antena de banda larga é uma resposta aproximadamente constante ao longo de sua faixa de operação. Todas as antenas da tabela possuem uma boa resposta, porém a estrutura que apresenta menor oscilação é a corneta TEM. Porém, isso não significa que esta antena seja a mais adequada para todos os tipos de aplicações em UWB, uma vez que o formato dos pulsos utilizados na comunicação interfere na resposta da antena analisada.

Tabela 5.2 – Antenas com potencial para UWB.

Antena	Resposta ao impulso normalizada	Resposta em frequência (dB)
Monopolo (5 GHz)		
Corneta TEM		
<i>Archimedean spiral</i>		
TEM rugosa		
Bicônica		
Vivaldi		

Log-periódica	 <p>Amplitude</p> <p>Tempo</p>	 <p>Amplitude</p> <p>Frequência</p>
Monopolo (1 GHz a 1,1 GHz)	 <p>Amplitude</p> <p>Tempo</p>	 <p>Amplitude</p> <p>Frequência</p>

6. ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

6.1. Simulação

Este capítulo é destinado à observação prática do que foi estudado acerca das antenas para UWB [14]. Para isso, será utilizada, através de simulação, construção e medida, em uma faixa de frequência de interesse, antena do tipo monopolo, fazendo-se os ajustes necessários na sua estrutura para aplicação em banda larga. Para as simulações, foi utilizado o programa computacional para análise de antenas FDTD Studio [11].

O método FDTD oferece várias vantagens em projetos de antenas. A partir das condições de contorno aplicadas às Equações de Maxwell, pode-se verificar o comportamento de determinados parâmetros no sentido de se obter um modelo mais adequado, no que tange ao comportamento real da antena. Esses parâmetros são ajustados por meio de modificações aplicadas à estrutura que é validada pelo programa. Dessa forma, o procedimento faz com que o trabalho de construção do modelo real seja simplificado, fato que evita o gasto elevado de tempo e uso excessivo de material.

A fim de iniciar as análises, estabeleceram-se algumas comparações entre antenas do tipo monopolo, para se observar o comportamento da largura de banda de cada uma das estruturas quando as mesmas são excitadas com um pulso gaussiano. Tais comportamentos são apresentados através de gráficos de perda de retorno. O pulso gaussiano utilizado na excitação de todas as antenas possui frequências de 0 a 10 GHz.

A figura 6.1 ilustra o monopolo básico, cujo comprimento referente a um quarto de λ é de 2,65 cm, e perda de retorno. Um monopolo com esse comprimento ressona aproximadamente na frequência de 2,8 GHz, que está dentro da faixa de interesse, de 2 GHz a 10 GHz. Além disso, todas as perdas de retorno calculadas têm como referência uma impedância de 50 Ohms.

Conforme esperado, observa-se que a antena não é apropriada para transmissão UWB, pois possui características mais adequadas para sistemas de comunicação em banda estreita. Com isso, optou-se por alterar a largura física do monopolo, e observar os reflexos dessa variação na largura de banda. A figura 6.2 (a) ilustra uma fita retangular de largura 0,4 cm e a (b) mostra uma fita de 1,2 cm de largura. A perda de retorno referente às estruturas da figura 6.1 e 6.2 encontra-se expresso na figura 6.3. Nota-se, pelo resultado

das simulações, um aumento da largura de banda da antena com o aumento da largura física da estrutura.

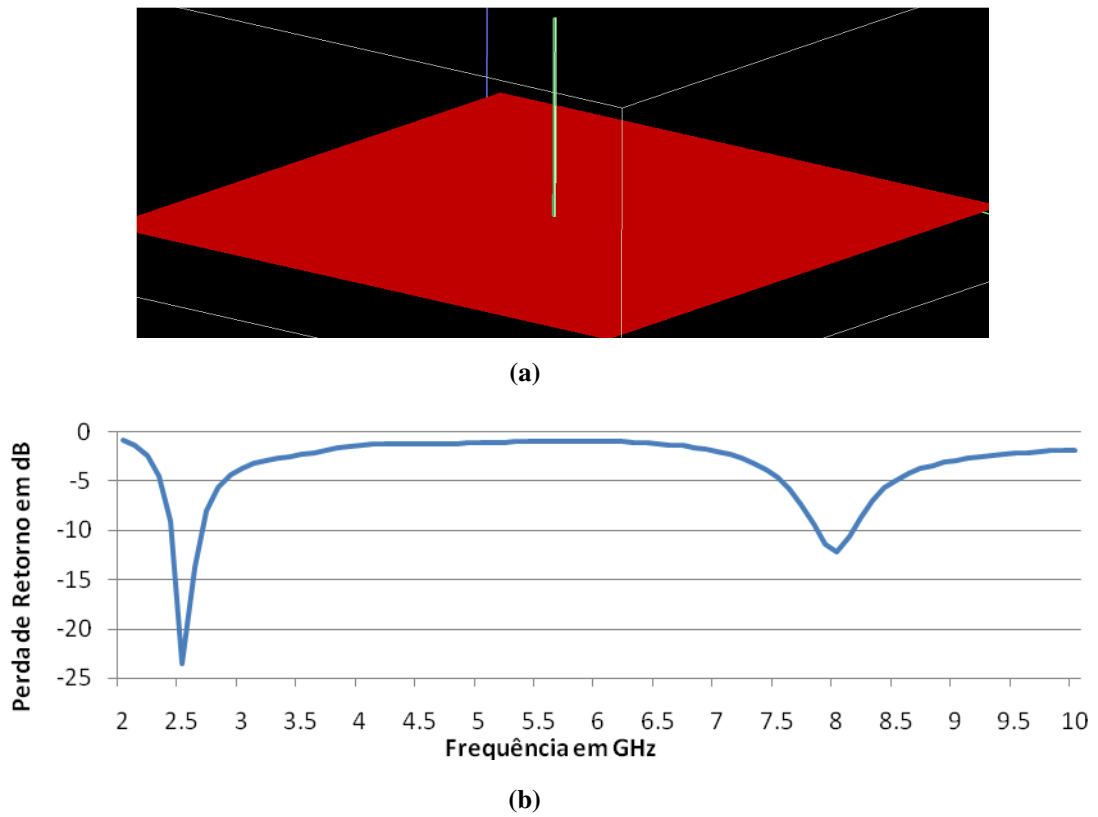


Fig 6.1 – (a) Monopolo padrão e (b) perda de retorno.

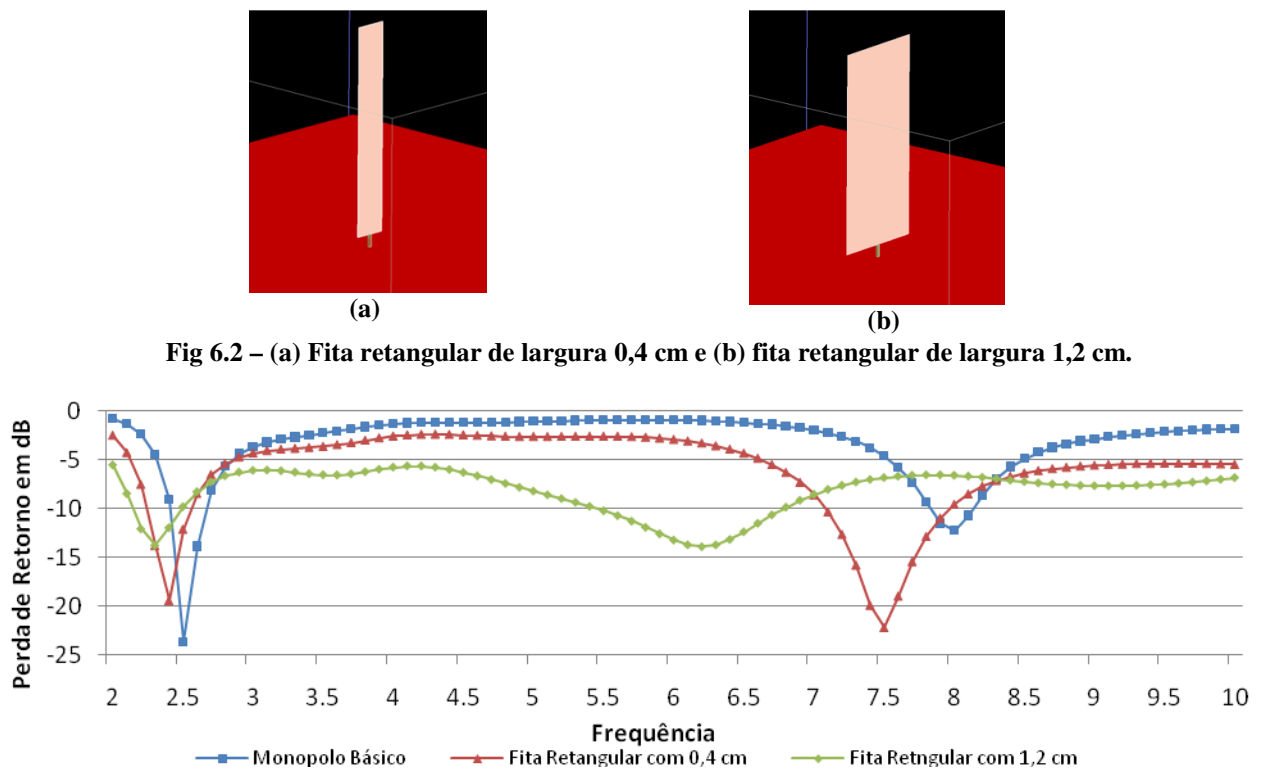


Fig 6.2 – (a) Fita retangular de largura 0,4 cm e (b) fita retangular de largura 1,2 cm.

Fig 6.3 – Perda de retorno para o monopolos.

Com a intenção de aprimorar ainda mais as estruturas para transmissão UWB, analisou-se uma nova antena com uma modificação estrutural: o plano terra da antena foi deslocado de posição [12], de modo a gerar a estrutura ilustrada na figura 6.4 (a), a fita retangular possui 0,2 cm de largura e 2,5 cm de altura e o plano terra tem 1,15 cm em altura e 3,0 cm de comprimento. O gráfico da perda de retorno dessa estrutura encontra-se na figura 6.4 (b).

Como pode ser visto na figura 6.4, a estrutura simulada não possui uma boa perda de retorno para transmissões em banda larga. Dessa forma, a largura física do condutor da antena foi variada de 0,2 cm para 0,4 cm, como ilustra a figura 6.5 (a). O gráfico com as perdas de retorno das duas antenas citadas podem ser vistos na figura 6.5 (b).

Pode-se notar que, a com fita retangular de 0,4 cm, obteve-se um resultado melhor para uma transmissão em banda larga quando comparada à antena com 0,2 cm de largura

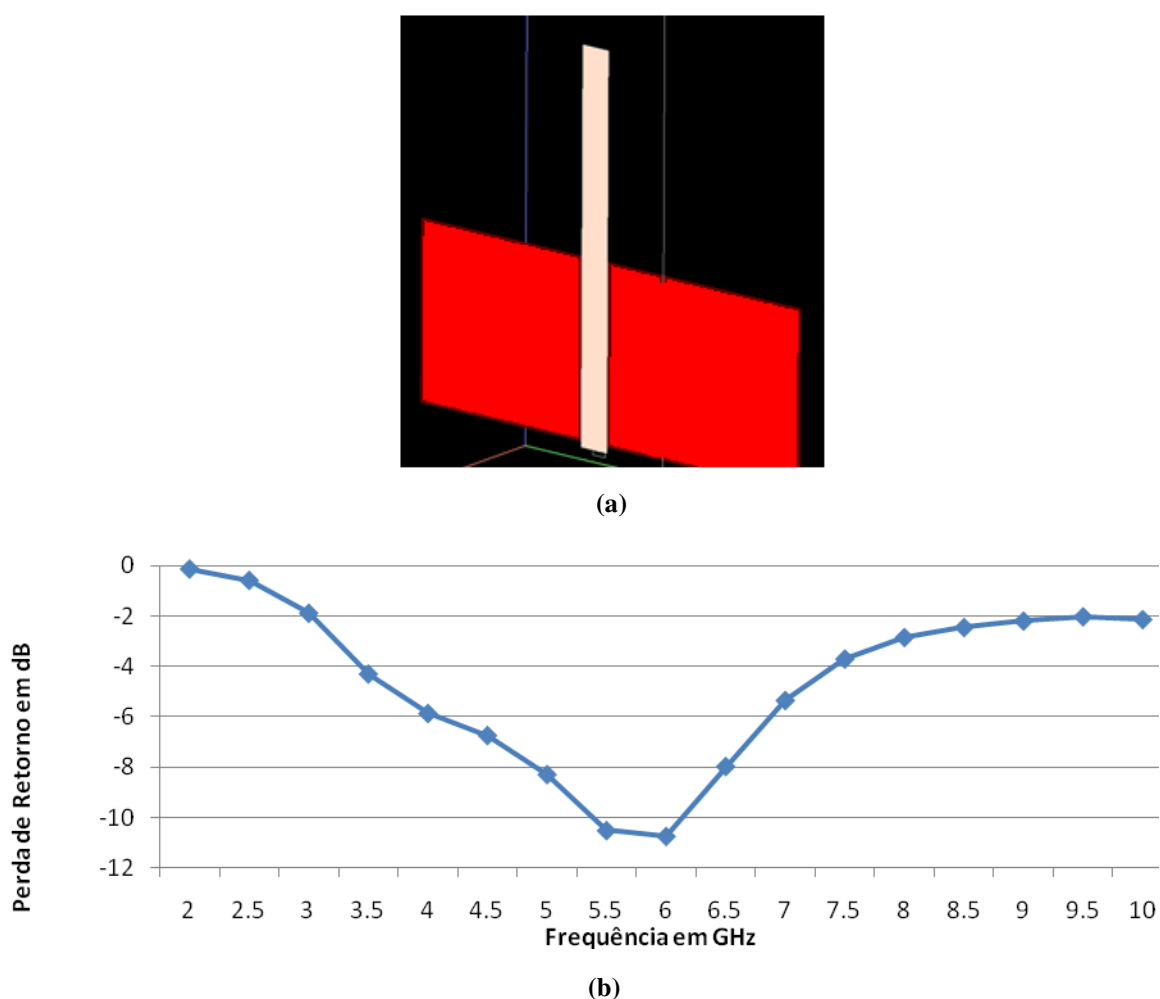
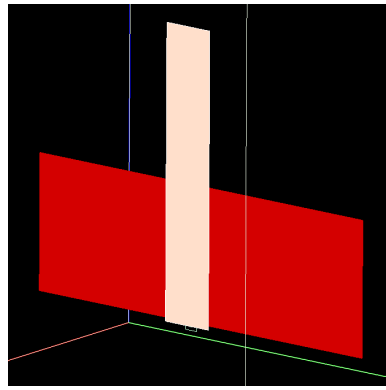
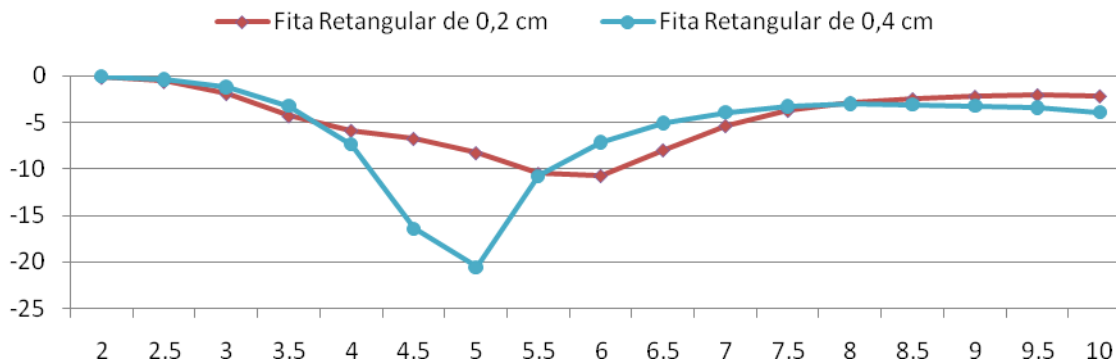


Fig 6.4 – (a)Monopolo com plano terra modificado e (b) sua perda de retorno.



(a)



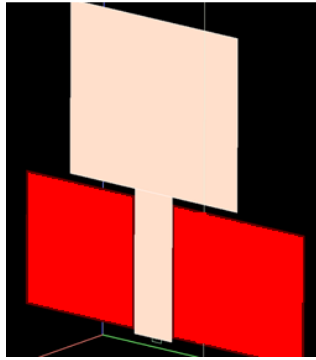
(b)

Fig 6.5 – (a) Monopolo modificado de largura 0,4 cm e (b) perdas de retorno.

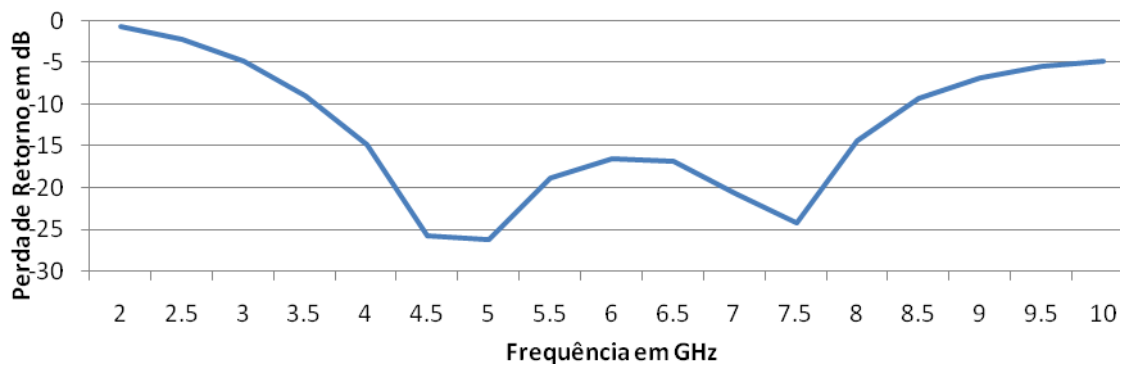
Outra modificação estrutural foi feita de modo que a nova antena fosse formada por uma chapa condutora retangular (com 1,5 cm de altura e 1,8 cm de largura), na extremidade superior da fita condutora, com 1,25 cm de altura e 0,4 cm de largura. A ilustração dessa antena e a perda de retorno correspondente encontram-se nas figuras 6.6 (a) e 6.6 (b), respectivamente.

Esse tipo de antena já poderia ser utilizada em algumas aplicações UWB e, portanto, foi uma antena escolhida para ser implementada na prática, devido ao fato de possuir uma boa perda de retorno na faixa de frequência que começa em 3,5 GHz e termina em 8,5 GHz, o que significa uma largura de banda com cerca de 5 GHz.

Apesar dos bons resultados observados para a antena anterior, algumas variações feitas nessa estrutura foram simuladas. A geometria que apresentou o melhor resultado pode ser vista na figura 6.7 (a) e sua perda de retorno na figura 6.7 (b).

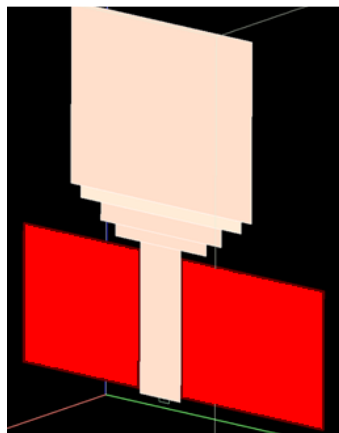


(a)

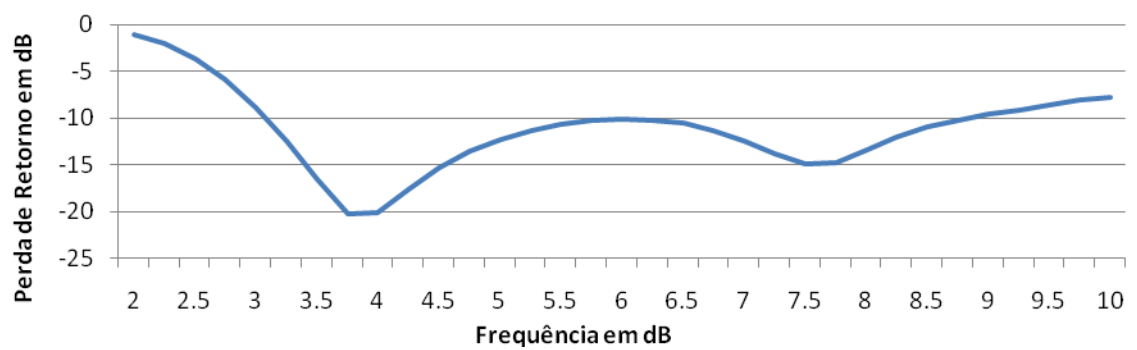


(b)

Fig 6.6 – (a) Monopolo com chapa condutora e (b) perda de retorno.



(a)



(b)

Fig 6.7– (a) Variação do monopolo com chapa e (b) perda de retorno.

Outra modificação estrutural possível é inserir uma cavidade no plano condutor de formato retangular e variar o tamanho dessa fenda [12]. Como resultado, observa-se uma diminuição da perda de retorno da antena para frequências acima de 10 GHz. Pelo fato desses valores de frequência não pertencerem à faixa de interesse, não foram construídos protótipos dessa geometria. A Figura 6.8 mostra a comparação entre as perdas de retorno do monopolo com chapa e com degrau. Na Tabela 6.1, ilustra-se alguns diagramas de radiação para 4 GHz, a frequência na qual a antena apresenta uma boa perda de retorno.

Nota-se, pelo gráfico da perda de retorno, que o monopolo com chapa quadrada possui uma melhor resposta para a perda de retorno que a estrutura com degrau. Entretanto, a largura de banda do monopolo em degrau é maior que a da estrutura com chapa quadrada.

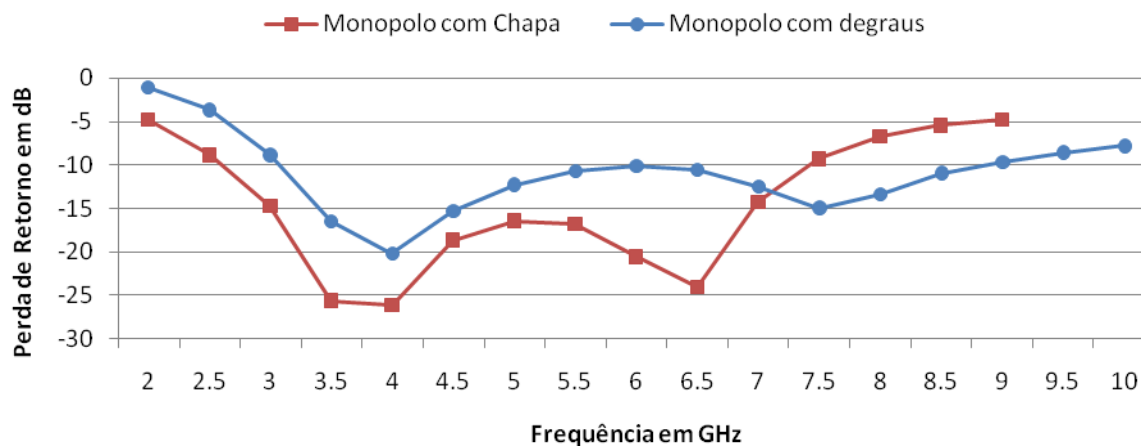
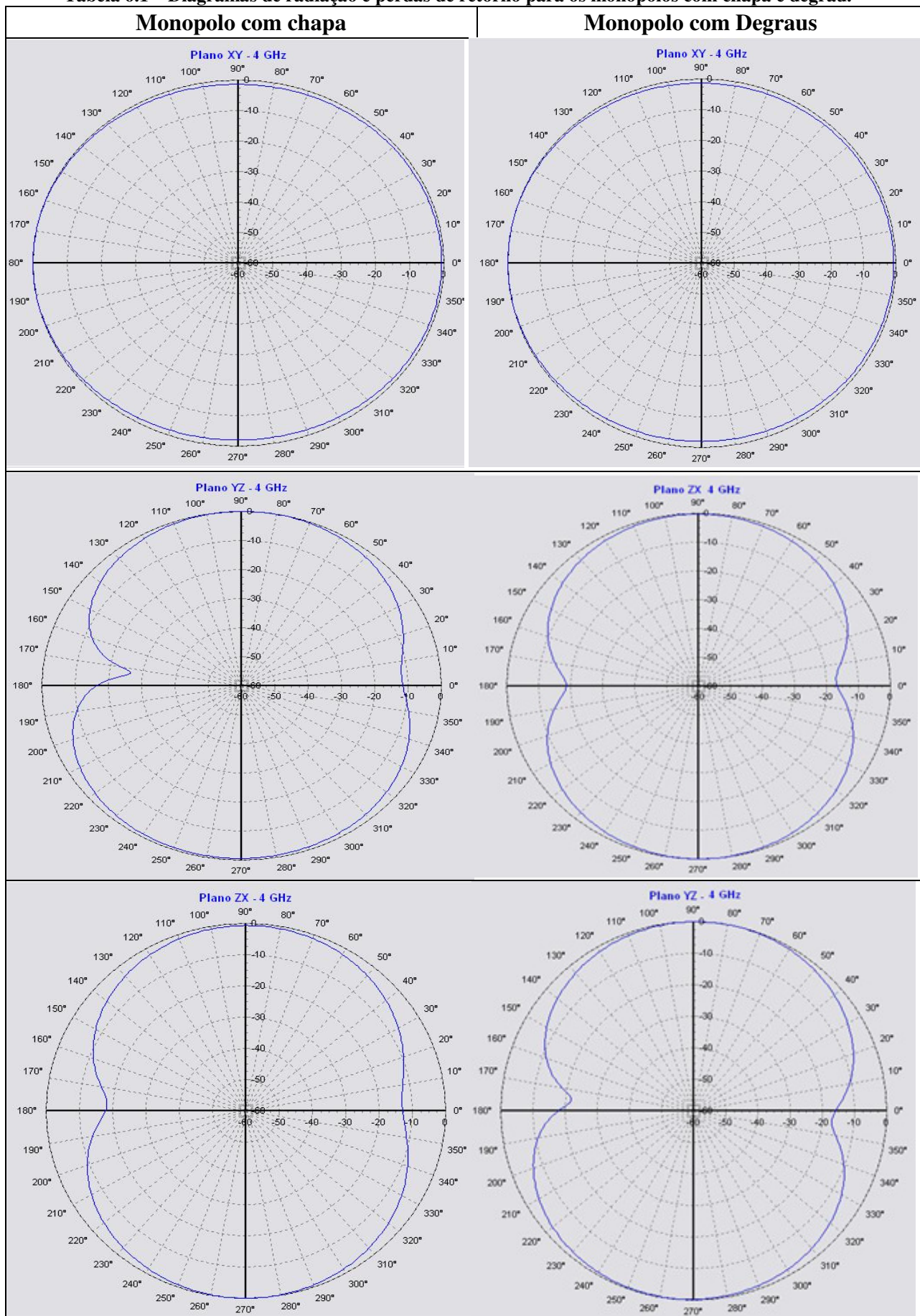


Fig 6.8 – Comparação da perda de retorno para o monopolo modificado.

Tabela 6.1 – Diagramas de radiação e perdas de retorno para os monopolos com chapa e degrau.



6.2. Construção

Uma vez simulada e escolhida as estruturas a serem construídas, chega-se à etapa de construção. As antenas escolhidas para avaliação na prática foram aquelas cujos resultados estão apresentados nas figuras 6.6 e 6.7. Além destas, outra antena foi construída, representada pela Figura 6.9 (c) [13], porém ela não foi simulada no programa computacional, devido ao fato de o programa não permitir a análise de tal tipo de estrutura, que foi chamada de monopolo com rampa neste projeto. A construção se deu em placas de circuito impresso, usando-se o método de corrosão do cobre. As antenas construídas estão mostradas na figura 6.9.

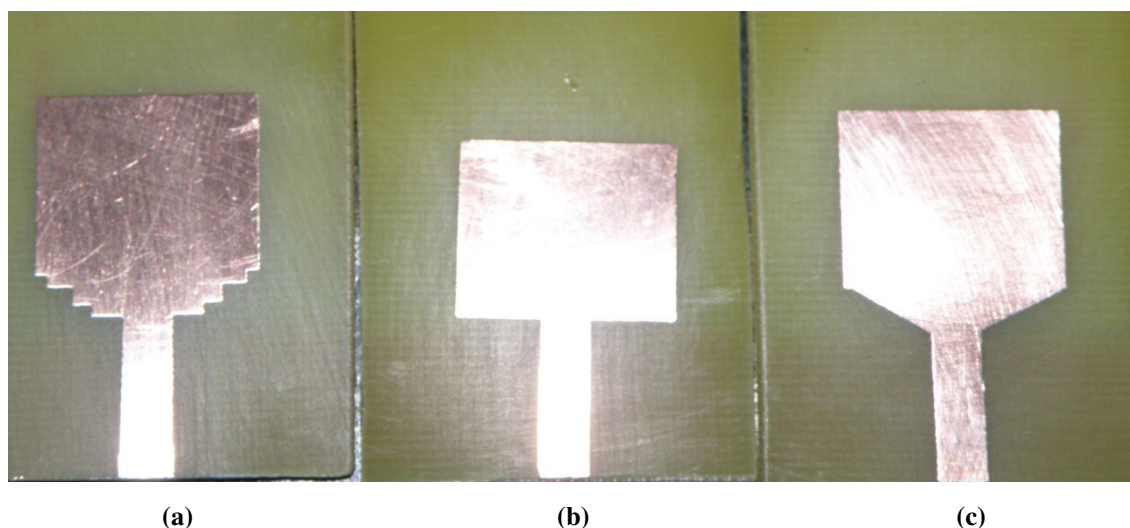
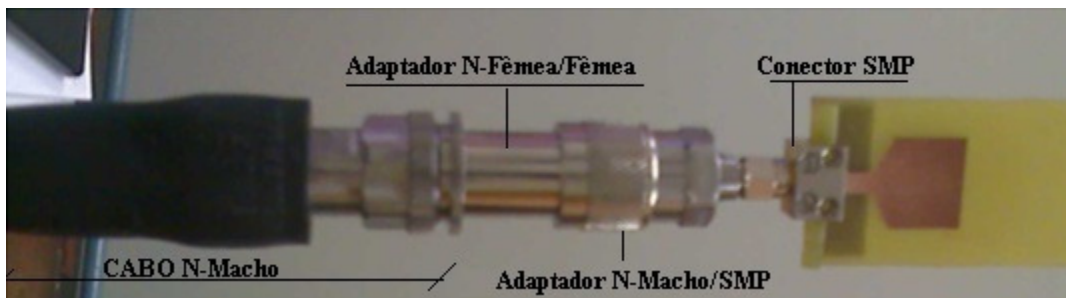


Fig 6.9 – Antenas construídas (a) monopolo com degrau (b) monopolo com chapa (c) monopolo com rampa.

A perda de retorno para as antenas construídas foi medida com o equipamento, *Agilent FieldFox RF Analyser N9912A 6 GHz*, cuja ilustração se encontra na figura 6.10 (a). Os resultados obtidos estão exibidos e analisados na seção 6.3. Para conectar as estruturas ao equipamento de medida, foram utilizados um adaptador SMP/conector tipo N macho e um adaptador tipo N fêmea/N fêmea e um cabo apropriado para o equipamento de medida. A montagem efetuada para as medições é mostrada na figura 6.10 (b).



(a)



(b)

Fig 6.10 – (a) Equipamento de medidas e (b) Montagem para efetuar as medições.

6.3. Análise dos Resultados

Após realizadas as medições, foram plotadas as perdas de retorno encontradas na prática para cada estrutura construída. É importante destacar que, pelo fato de a frequência máxima de análise do equipamento ser de 6 GHz, todas as medições foram feitas na banda de 1 GHz a 6 GHz. Além disso, o gráfico da perda de retorno simulada para cada estrutura foi alocado juntamente com o resultado prático, para fins de comparação e análise. No caso do monopolo com chapa, os gráficos encontram-se na figura 6.11.

A figura 6.11 mostra que os resultados encontrados na prática não são adequados para antenas que operam em banda larga. É importante salientar que, apesar de os resultados de medidas terem sido diferentes daqueles obtidos na simulação, a curva da perda de retorno medida segue a forma da curva simulada.

Para a antena com chapa e degraus, os gráficos simulado e prático obtidos para a perda de retorno são ilustrados na figura 6.12.

Nesse caso, a perda de retorno permanece abaixo de -10 dB em uma faixa de frequência grande o suficiente para a operação em banda larga (faixa que começa em aproximadamente 2,9 GHz e termina por volta de 4,8 GHz). Portanto, o monopolo com degrau pode ser considerada como uma antena de banda larga, pois possui uma largura de banda de aproximadamente 2 GHz.

Os gráficos simulado e encontrado na prática para o monopolo com rampa encontram-se na figura 6.13. Conforme era esperado ao se observar as simulações, o comportamento da perda de retorno para esta estrutura é melhor que a da antena monopolo com degrau. Porém essa melhora não é tão significativa e o comportamento para a perda de retorno das antenas pode ser considerado como equivalente. Outro ponto a ser comentado é que as curvas práticas obtidas seguem, de forma satisfatória, as respectivas curvas simuladas, fato que torna os resultados encontrados mais confiáveis.

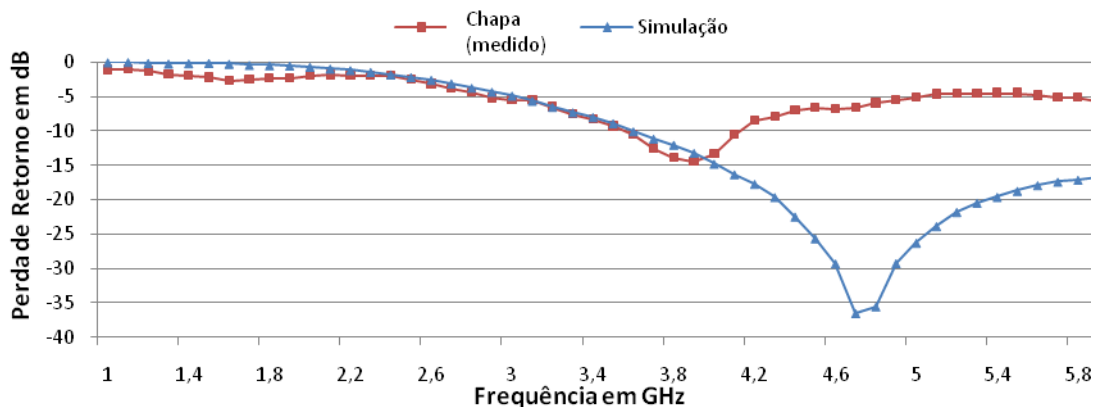


Fig 6.11 – Perda de retorno para o monopolo com chapa.

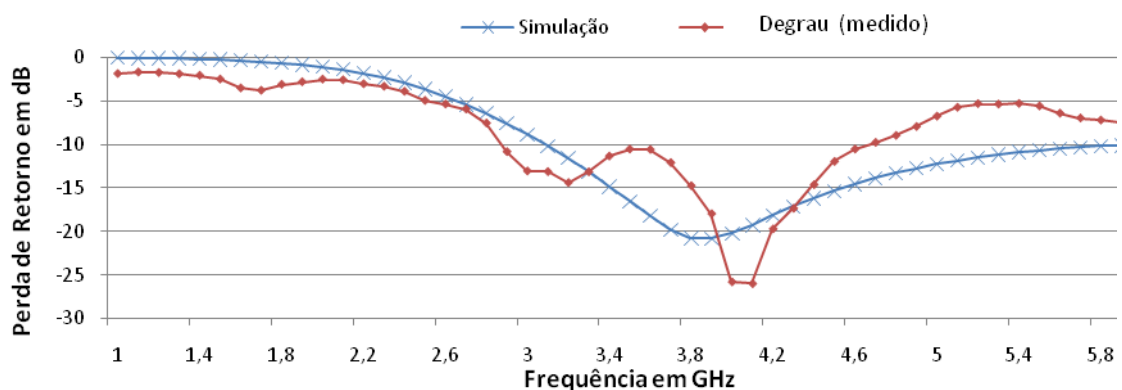


Fig 6.12 – Perda de retorno para o monopolo com chapa e degraus.

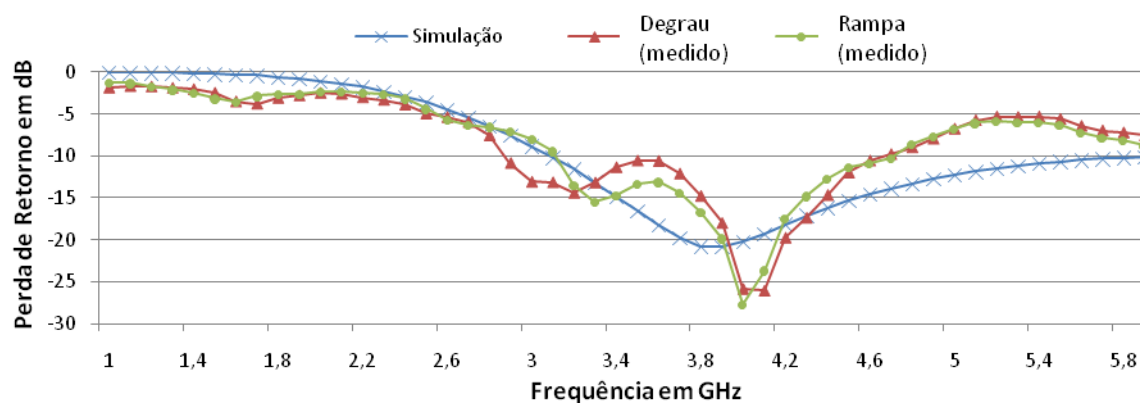


Fig 6.13 – Comparação entre as perdas de retorno dos monopolos com degrau e com rampa.

Diante dos resultados observados, a antena monopolo com chapa foi a única que não seguiu de forma satisfatória os valores simulados, apesar de seguir a forma de onda esperada. De qualquer modo, os resultados foram satisfatórios, até para o caso da antena com chapa, devido ao fato de que as divergências provavelmente são fruto do excesso de conectores utilizados e adaptadores necessários para conectar a antena ao equipamento de medida, além do fato da antena simulada possuir o ar como dielétrico e a estrutura equivalente construída possuir a fibra de vidro como dielétrico.

7. CONCLUSÕES

A tecnologia UWB possui um grande potencial para aplicações em sistemas de comunicação. Neste trabalho, foi possível ter uma noção de possíveis aplicações, além de ter conhecimento dos desafios encontrados para a implementação dessa tecnologia e da legislação atual para sua utilização prática.

Foi possível notar ainda que um estudo diferenciado deve ser feito acerca da geração do pulso, devido ao fato de serem utilizados pulsos de curta duração e não portadoras senoidais. Deve-se considerar alguns conceitos de eletrônica e de junções semicondutoras, pois são necessários circuitos não-lineares para gerar formas de onda com tempo de subida reduzido e boa amplitude de pico. Pode-se notar também como UWB é uma tecnologia peculiar ao se analisar a modelagem do canal. Vários conceitos devem ser revistos para se implementar um sistema de comunicação UWB, devido à sua elevada largura de banda, entre os quais, a dependência com a frequência deve ser avaliada com bastante cuidado.

As antenas utilizadas em UWB devem possuir uma largura de banda elevada, para que seja possível a transmissão de sinal com conteúdo de frequência da ordem de gigahertz. Das estruturas consideradas, a antena monopolo pode ter um bom rendimento para sistemas de comunicação que utilizam a tecnologia UWB. Os resultados das simulações e das medidas realizadas, para os protótipos construídos permitem concluir que é possível obter valores de perda de retorno satisfatórios em uma faixa de frequência grande, tal que as antenas possam ser consideradas como estruturas de banda larga.

A tendência é que o número de redes sem fio cresça cada vez em ritmo mais acelerado, em virtude da grande quantidade de equipamentos que surgirão, exigindo mais facilidade e maior velocidade na comunicação de banda larga. Alguns desses equipamentos já podem ser citados, como máquinas de filmar e fotográficas digitais, televisores de alta definição (HDTV) e computadores e, no que diz respeito à capacidade de suprir as necessidades, o UWB possui grandes perspectivas, estimulando as redes pessoais ou WPANs.

Quanto ao potencial de comercialização do UWB, ainda há a dependência de regras que promovam um padrão único para que todas as aplicações possam se falar. As empresas existentes no mercado estão procurando o desenvolvimento de redes móveis *ad hoc*, além de uma maior precisão na localização geográfica, etiquetas eletrônicas de baixa potência para produtos e radares de curto alcance.

Na área de definições técnicas relacionadas ao *Ultra Wideband*, um ponto importante a mencionar é que ainda há uma discussão acerca dos protocolos de camadas acima da camada física com o intuito de aproveitar mais o potencial do UWB.

Nos Estados Unidos, há o interesse dos militares no que tange às aplicações do UWB. A Agência Americana de Pesquisas Avançadas em Projetos de Defesa (DARPA) está financiando estudos sobre as propriedades de canais UWB e o efeito da sua utilização sobre a transmissão em outros espectros de frequência. Estima-se que aproximadamente quarenta projetos de pesquisa sejam financiados pelo governo ou por áreas militares dos EUA.

Tudo isso demonstra que um conhecimento de todos os tópicos abordados neste trabalho não tem interesse somente acadêmico, mas é também uma necessidade do mercado que busca novas tecnologias capazes de atender as suas necessidades de forma mais eficaz.

Portanto, os objetivos do trabalho foram alcançados, uma vez que foram expostos os conceitos principais da tecnologia UWB, além de terem sido ressaltados os cuidados necessários ao se analisar essa tecnologia no que diz respeito às reconsiderações dos conceitos convencionais e, principalmente, devido ao fato de servir como acervo para profissionais interessados em explorar o grande potencial do UWB.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Foerster, E. Green, S. Somayazulu, D. Leeper. "Ultra-Wideband Technology for Short- or Medium-Range Wireless Communications," *Intel Technology Journal Q2*, 2001
- [2] J. H. Reed. *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*, 2005.
- [3] W. L. Stutzman, G. A. Thiele. *Antenna Theory*, second edition, 1998.
- [4] T. Kaiser. Maria-Gabriella Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano, and Domenico Porcino. *UWB Communication Systems a Comprehensive Overview*, 2006.
- [5] F. Guangyou & M. Pipan. "Designing of A Low Frequency Ultra-WideBand (UWB) Antenna And Its Application In Ground Penetrating Radar (GPR) System," *Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar*; 21-24 Junho, 2004, Deljt, Holanda.
- [6] A.A. Lestari, A.G. Yarovoy, L.P. Ligthart. "An efficient ultra-wideband bow-tie antenna," *International Research Centre for Telecommunications-transmission and Radar (IRCTR) Delft University of Technology Mekelweg 4, 2628 CD Delft*, Holanda.
- [7] [HTTP://www.gta.ufrrj.br/grad/04_2/uwb/index.html](http://www.gta.ufrrj.br/grad/04_2/uwb/index.html) - Site acessado em 24/6/2009.
- [8] J. T. Conroy, J. L. LoCicero, D. R. Ucci. "Communication Techniques Using Monopulse Waveforms," *IEEE Illinois Institute of Technology Electrical and Computer Engineering Department Chicago*, Illinois 606 16 USA, 1999
- [9] A ZHANG Jian, HU Han-ying, ZHANG Zhi-yuan "Timing Acquisition for Code-Orthogonalized Transmitted-Reference Ultra-Wideband (UWB) Wireless Communication System" *RFIT2007-IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology*, Dez. 9-11, 2007, Singapura
- [10] Wilaiporn Lee and Somchai Jitapunkul "orthogonal pulse design for uwb systems with timing jitter," *ICACT 2009*, Fev. 15-18, 2009
- [11] Renato P. Picanço. "Desenvolvimento de uma interface integrada para o projeto e análise de antenas utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)." Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, UnB, março/2006.
- [12] Seok H. Choi, Jong K. Park, Sun K. Kim e Jae Y. Park "A new ultra-wideband antenna for uwb applications," *Microwave and optical technology letters* vol. 40, no. 5, 5 de março 2004.
- [13] Masahiro Yanagi, Shigemi Kurashima, Takashi Arita, Takehiko Kobayashi "A Planar UWB Monopole Antenna Formed on a Printed Circuit Board" *Fujitsu Component Limited*, Tokyo Denki University.
- [14] Hans Gregory Schantz "Introduction to ultra-wideband antennas" *IEEE UWBST Conference*, 2003.