

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA PARA
DIVERSOS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO**

RAFAEL RABELO NUNES

ORIENTADOR: MARCO ANTONIO BRASIL TERADA

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM – 387/09

BRASÍLIA / DF: JULHO / 2009

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA PARA DIVERSOS
ESQUEMAS DE MODULAÇÃO**

RAFAEL RABELO NUNES

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE
ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.**

APROVADA POR:

**MARCO ANTONIO BRASIL TERADA, PhD, Virginia Tech – EUA
(ORIENTADOR)**

**PAULO ROBERTO DE LIRA GONDIM, PhD, PUC-RJ
(EXAMINADOR INTERNO)**

**GEORGES AMVAME NZE, PhD, ENE - UnB
(EXAMINADOR EXTERNO)**

DATA: BRASÍLIA / DF, 10 de julho de 2009

FICHA CATALOGRÁFICA

NUNES, RAFAEL RABELO

Análise da Taxa de Rejeição Sistêmica para diversos esquemas de modulação

xiv, 75p., 210 mm x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2009).

Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Antenas 2. Taxa de Rejeição Sistêmica 3. Modulação

I. ENE/FT/UnB. II. Título (Série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

NUNES, R. R. (2009). Análise da Taxa de Rejeição Sistêmica para diversos esquemas de modulação. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-387/2009, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 75p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: RAFAEL RABELO NUNES

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Análise da Taxa de Rejeição Sistêmica para diversos esquemas de modulação.

GRAU/ANO: Mestre/2009.

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

Dedico este trabalho a todos que me ajudaram neste período
Em especial a minha esposa Viviane a qual conheci durante esse curso
Dedico também a minha família Marcos, Tânia, Tayse, Andre,
Maria Aparecida, Waldison e Ladyane
Obrigado por serem meu apoio

Também não posso esquecer-me de dedicar esse trabalho ao meu violão
que andou encostado nos últimos tempos

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, a todas oportunidades que ele têm me concedido, e por sua presença em nossas vidas.

Agradeço ao apoio do professor Marco Terada durante esse período que estivemos trabalhando em conjunto em diversos temas.

Agradeço a minha esposa Viviane pelo apoio, carinho e pelo constante incentivo pelo desenvolvimento de minhas tarefas. Espero sempre poder ser o seu apoio, assim como você é o meu.

RESUMO

ANÁLISE DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA PARA DIVERSOS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO

Autor: Rafael Rabelo Nunes

Orientador: Marco Antônio Brasil Terada

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, Julho de 2009

Com o incremento do número de usuários nos sistemas de comunicações, há uma busca incessante de aproveitar ao máximo o espectro de frequências. A cada novo padrão que surge, algo é otimizado dentro do sistema. Esse presente trabalho introduz um novo parâmetro na busca de desempenho dos sistemas de comunicações, a Taxa de Rejeição Sistêmica. Por meio da análise da modulação na influência desse parâmetro, mostra-se como a análise da taxa de rejeição pode implicar em melhorias para os sistemas de comunicações atuais.

Além disso, esse texto descreve dois softwares que foram traduzidos para a linguagem Java: o PRAC (*Parabolic Reflector Analysis Code*) e o GRADMAX for Web. Esses softwares poderão ser utilizados no futuro para se projetar novas geometrias de antenas baseando-se nos resultados obtidos da taxa de rejeição sistêmica em conjunto com algoritmos inteligentes.

ABSTRACT

ASSESSMENT OF THE INFLUENCE OF MODULATION SCHEMES IN SYSTEM ISOLATION

Author: Rafael Rabelo Nunes

Supervisor: Marco Antônio Brasil Terada

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, June 2009

During the last years, the number of users of the communications systems has boomed causing a search for an effective use of the frequency spectrum. In each new standard, something has being optimized. This work introduces a new parameter in the search of improved communication system performances, the “System Isolation Rate”. By analyzing the modulation influence in this parameter, this work shows how the system isolation can bring improvements to the modern communication systems.

In addition, this text describes two computer codes that has been translated to Java Language during the work: PRAC (Parabolic Reflector Analysis Code), and GRADMAX for Web. Those computer codes could be used in the future to design new antennas geometries based on the System Isolation Rate results using intelligent algorithms.

ÍNDICE

1.	INTRODUÇÃO	1
1.1.	OBJETIVOS.....	1
1.2.	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	1
2.	SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM-FIO	3
2.1.	PRINCÍPIOS BÁSICOS DE RF	3
2.2.	GERAÇÃO E TRANSMISSÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS	5
2.3.	RECEPÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS.....	6
2.4.	ANTENAS	7
2.5.	MODULAÇÃO E SINAIS DE BANDA BASE	10
2.5.1.	Modulação Analógica	10
2.5.2.	Modulação Digital.....	11
2.5.3.	Comunicação M-Ária	14
2.5.4.	Probabilidade de Erro em Modulação Digital	17
2.6.	MULTIPLEXAÇÃO	21
2.7.	MÚLTIPLO ACESSO.....	22
2.7.1.	FDMA	22
2.7.2.	TDMA	23
2.7.3.	CDMA	23

2.7.4. SDMA.....	24
2.7.5. OFDMA	25
2.8. CODIFICAÇÃO DE CANAL	27
2.8.1. Código de Gray	28
3. TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA.....	30
3.1. COMPONENTE DE TRANSMISSÃO DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA	30
3.2. COMPONENTE DA RECEPÇÃO DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA.....	31
3.3. TAXA DE REJEIÇÃO E OUTROS PARÂMETROS SISTÊMICOS	32
4. SOFTWARES DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS.....	33
4.1. PTOLEMY.....	33
4.2. NS2	35
4.3. MATLAB E SIMULINK.....	35
4.3.1. CML (<i>Coded Modulation Library</i>)	36
5. SOFTWARES DE ANÁLISE E OTIMIZAÇÃO DE ANTENAS.....	38
5.1. WEBPRAC	38
5.2. GRADMAX FOR WEB	42
5.2.1. Incluindo uma nova antena no GRADMAX for Web	45
5.2.2. Dicas e Erros comuns de utilização	47
5.2.3. Otimização.....	47

5.2.4. Importar e Exportar Antenas.....	49
6. SIMULAÇÕES	51
6.1. AVALIAÇÃO DO 16-QAM NO CML.....	51
6.2. AVALIAÇÃO DO 64-QAM NO CML.....	52
6.3. AVALIAÇÃO DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA PARA DIVERSOS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO	54
7. CONCLUSÕES	58
8. REFERÊNCIAS	59

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela	Página
TABELA 2.1 – CLASSIFICAÇÃO DAS ONDAS ELETROMAGNÉTICAS PELA FREQUÊNCIA.	4
TABELA 2.2 – PROBABILIDADE DE ERRO DE SÍMBOLO PARA CADA MODULAÇÃO DIGITAL	20
TABELA 2.3 – CÓDIGOS DE GRAY DE 2-BITS.....	29
TABELA 2.4 – CÓDIGOS DE GRAY DE 3-BITS.....	29
TABELA 3.1 – DEFINIÇÃO DOS VALORES DA TAXA DE REJEIÇÃO NA TRANSMISSÃO	31
TABELA 3.2 – DEFINIÇÃO DOS VALORES DA TAXA DE REJEIÇÃO NA RECEPÇÃO.....	31
TABELA 4.1 – COMPARAÇÃO ENTRE ALGUNS SOFTWARES DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DISPONÍVEIS	34
TABELA 5.1 – DESCRIÇÃO DOS PARÂMETROS DO REFLETOR PARABÓLICO OFFSET	41
TABELA 6.1- COMPARATIVO ENTRE OS RESULTADOS DO CML E DA BIBLIOGRAFIA	53

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura	Página
FIG. 2.1 – PROPAGAÇÃO DE UMA ONDA ELETROMAGNÉTICA	3
FIG. 2.2 – COMPRIMENTO DE ONDA DE UMA ONDA ELETROMAGNÉTICA	4
FIG. 2.3 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM TRANSMISSOR.....	5
FIG. 2.4 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM RECEPTOR.....	7
FIG. 2.5 – GANHO E DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DE UM DIPOLO COM 0,5M EM 300 MHz. GRÁFICO OBTIDO COM O GRADMAX FOR WEB.....	8
FIG. 2.6 - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DE UMA ANTENA REFLETORA ONDE É POSSÍVEL VERIFICAR O LÓBULO PRINCIPAL E OS LÓBULOS SECUNDÁRIOS	9
FIG. 2.7 – TIPOS DE MODULAÇÃO DIGITAL. (A) ASK – (B) FSK – (C) PSK	11
FIG. 2.8 – CONSTELAÇÃO DO PSK COM $D_p = 90^\circ$	13
FIG. 2.9 – CONSTELAÇÃO PSK COM $D_p = 0^\circ$	14
FIG. 2.10 – CONSTELAÇÃO DO 4-PSK OU QPSK.....	15
FIG. 2.11 – CONSTELAÇÃO DO $\pi/4$ QPSK	15
FIG. 2.12 – CONSTELAÇÃO DO M-ASK	16
FIG. 2.13 – CONSTELAÇÃO DO 16-QAM	17
FIG. 2.14 – FUNÇÃO DENSIDADE DE PROBABILIDADE PARA O RUÍDO GAUSSIANO	18
FIG. 2.15 – GRÁFICO DA FUNÇÃO $Q(y)$	19
FIG. 2.16 – PROBABILIDADE DE ERRO DE SÍMBOLO PARA O M-QAM [10].....	20
FIG. 2.17 – TIPOS DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO. (A) SIMPLEX, (B) HALF-DUPLEX, (C)	

DUPLEX.....	21
FIG. 2.18 – DISPOSIÇÃO DOS CANAIS NO FDMA.....	23
FIG. 2.19 – DISPOSIÇÃO DOS CANAIS NO TDMA.....	24
FIG. 2.20 – ESQUEMÁTICO DE UTILIZAÇÃO DO SDMA.....	25
FIG. 2.21 – (A) PORTADORAS OFDM – (B) PORTADORAS FDM.....	26
FIG. 2.22 – DIVISÃO DOS BITS EM BLOCOS.....	26
FIG. 2.23 – PRINCÍPIO BÁSICO DO OFDM.....	27
FIG. 2.24 – SINAL MODULADO COM APENAS UMA PORTADORA.....	27
FIG. 4.1 – VERGIL – INTERFACE GRÁFICA DO PTOLEMY.....	33
FIG. 5.1 – TELA INICIAL DO WEBPRAC.....	40
FIG. 5.2 – PARÂMETROS GEOMÉTRICOS DO REFLETOR PARABÓLICO OFFSET.....	41
FIG. 5.3 – DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA PADRÃO DO WEBPRAC.....	42
FIG. 5.4 – TELA INICIAL DO GRADMAX PARA WEB.....	44
FIG. 5.5 – DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DE UM DIPOLO.....	44
FIG. 5.6 – EXEMPLOS DE CONEXÃO DOS FIOS DA ANTENA.....	46
FIG. 5.7 – TELA DE OTIMIZAÇÃO NO <i>GRADMAX FOR WEB</i>	48
FIG. 5.8 – CAIXA CONTENDO OPÇÕES DE CONTINUAR OU INTERROMPER A OTIMIZAÇÃO.....	49
FIG. 5.9 – STRING PARA ARMAZENAMENTO DOS DADOS INCLUSOS.....	49
FIG. 5.10 – TELA PARA INCLUSÃO DE UMA STRING ANTERIORMENTE ARMAZENADA.....	50
FIG. 6.1 - DADOS DE ENTRADA PARA SIMULAÇÃO DO CML – 16-QAM.....	51

FIG. 6.2 - DADOS DE ENTRADA PARA SIMULAÇÃO DO CML – 64-QAM	52
FIG. 6.3 – TAXA DE ERROS DE SÍMBOLOS DO 16-QAM E 64-QAM CALCULADOS PELO CML....	53
FIG. 6.4 – ILUSTRATIVO COM OS ENLACES PROPOSTOS	54
FIG. 6.5 – CONSTELAÇÃO QPSK INTERFERENTE	55
FIG. 6.6 - CÓDIGO INCLUÍDO PARA INJEÇÃO DE UM SINAL QPSK	55
FIG. 6.7 – 16-QAM RECEBENDO INTERFERÊNCIA DE UMA FONTE QPSK E COM RUÍDO BRANCO ADITIVO GAUSSIANO.....	56
FIG. 6.8 – 64-QAM RECEBENDO INTERFERÊNCIA DE UM LÓBULO DE UMA TRANSMISSÃO QPSK E COM RUÍDO BRANCO ADITIVO GAUSSIANO.....	57

ACRÔNIMOS

AM – Amplitude Modulation

ASK – Amplitude Shift Key

AWGN – Additive White Gaussian Noise

CDMA – Code Division Multiple Access

CML – Coded Modulation Library

EIRP – Equivalent Isotropic Radiated Power

FDMA – Frequency Division Multiple Access

FEC – Forward Error Code

FM – Frequency Modulation

FSK – Frequency Shift Key

LTE – Long Term Evolution

MP3 – Mpeg Layer 3

GRADMAX – Software para análise de antenas de fio

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiple Access

OOK – On-off key

QPSK – Quadrature Phase Shift Key

PCM – Pulse Code Modulation

PM – Phase Modulation

PSK – Phase Shift Modulation

SDMA – Space Division Multiple Access

TCP – Transport Control Protocol

TDMA – Time Division Multiple Access

WAV – Wave File

WebPRAC – Parabolic Reflector Analysis Code for Web

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

1. INTRODUÇÃO

O explosivo desenvolvimento da indústria sem-fio tem demandado cada vez mais um melhor aproveitamento de frequências. As últimas grandes tecnologias em ascensão como o WiMax e o LTE demonstram essa tendência com a utilização da técnica OFDM que permite atingir taxas de 5 bits/Hz de aproveitamento espectral [1]. Nesse sentido, o desenvolvimento de novas configurações físicas alinhadas com as diversas camadas dos sistemas de comunicação permite idealizar um aumento ainda maior dessas taxas de aproveitamento.

A taxa de rejeição sistêmica é incluída como uma figura de mérito na análise do desempenho das redes de comunicação sem fio. Na indústria, esse parâmetro é utilizado na otimização do sistema com relação à antena sendo que os demais parâmetros sistêmicos são desconsiderados. Uma taxa de rejeição maior reflete um ganho maior na relação S/N o que influi diretamente nas taxas de bits e nas taxas de aproveitamento espectral. Ela reflete o grau de isolamento e o quão o sistema é suscetível a interferências.

No presente trabalho, realizou-se um estudo da influência de diversos esquemas de modulação na taxa de rejeição sistêmica indicando que os parâmetros comumente desconsiderados têm influência.

1.1. OBJETIVOS

Como objetivo principal desse trabalho, pretende-se avaliar a influência da alteração dos esquemas de modulação 16-QAM e 64-QAM na taxa de rejeição sistêmica. Para isso, será modelado um enlace de um sistema de comunicação em um software de simulação computacional e os resultados serão apresentados. O presente trabalho também validará o modelo utilizado com bibliografia vastamente publicada.

1.2. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado da seguinte forma. No Capítulo 2, será apresentado o modelo de um sistema de comunicação genérico com os seus parâmetros sistêmicos.

Cada um desses parâmetros será brevemente detalhado com exceção da modulação que terá um grau de detalhamento maior.

Já no Capítulo 3, será apresentado o termo “Taxa de Rejeição Sistêmica” e como ela é atualmente calculada. Além disso, será feito um maior detalhamento da Taxa de Rejeição Sistêmica relacionada a outros parâmetros.

No Capítulo 4 serão apresentados três softwares de simulação computacional estudados para receberem o modelo simulado. Os prós e contras de cada software será levantado de forma a eleger um deles a ser aplicado.

No Capítulo 5 serão apresentados dois softwares traduzidos para linguagens recentes pelo autor. Esses softwares poderão ser integrados em um futuro próximo com modelos de análise de taxas de rejeição sistêmica com o intuito de se projetar antenas sem desprezar a influência dos parâmetros sistêmicos.

No Capítulo 6 será realizada a simulação proposta para análise da influencia dos esquemas de modulação 16-QAM e 64-QAM na taxa de rejeição sistêmica. Nesse capítulo também será avaliada a confiabilidade da biblioteca e do software escolhido em relação a resultados obtidos em bibliografias conhecidas.

Para finalizar, o Capítulo 7 descreve a conclusão em que se chegou com esse trabalho.

2. SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM-FIO

Nesse capítulo serão apresentados os principais componentes de um sistema de comunicação. Assuntos como RF (Radiofrequência), Antenas, Modulação, Multiplexação e Múltiplo-Acesso serão abordados. Cada um desses componentes será apresentado de forma simplificada apenas com o intuito de contextualizar o trabalho apresentado.

2.1. PRINCÍPIOS BÁSICOS DE RF

Uma onda eletromagnética é combinação de uma perturbação dos campos elétrico e magnético que transmitem energia. A Fig. 2.1 mostra uma onda eletromagnética com os campos elétrico e magnético propagando em uma direção qualquer. Tanto o campo elétrico quanto o magnético podem ser representados por uma senoide, com amplitude, frequência e fase. É a variação de um ou mais desses parâmetros de uma onda eletromagnética permitem o envio de informação entre pontos distantes.

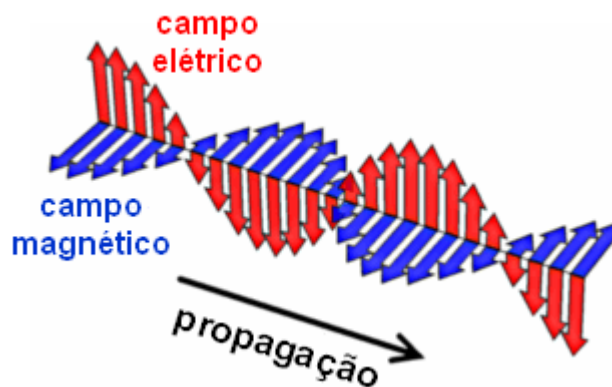


Fig. 2.1 – Propagação de uma onda eletromagnética

A frequência de oscilação “ f ”, em Hertz, da onda pode ser calculada por meio da equação (2-1), onde “ c ” é a velocidade da luz em metros por segundo e “ λ ” é o comprimento de onda em metros (distância entre dois picos ou dois vales). A Fig. 2.2 mostra alguns ciclos de uma onda onde se pode verificar a determinação do comprimento de onda.

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (2-1)$$

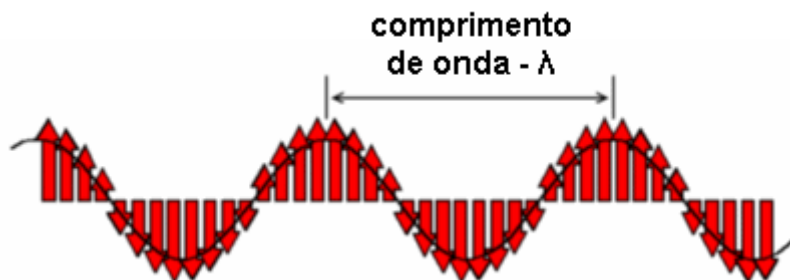


Fig. 2.2 – Comprimento de onda de uma onda eletromagnética

Da mesma forma que a luz tem a sua classificação em cores, as ondas eletromagnéticas são classificadas de acordo com a sua frequência e variam desde a VLF (*Very Low Frequency*) até a EHF (*Extremely High Frequency*). A Tabela 2.1, mostra essas classificações e estão listadas as frequências de 9 kHz até 300 GHz. Acima dessas frequências, a onda começa a tomar forma de luz infravermelha, luz visível, luz ultravioleta, raios X e raios gama.

Tabela 2.1 – Classificação das ondas eletromagnéticas pela frequência.

Nome	Abreviação	Frequências	Comprimento de Onda
Very Low Frequency	VLF	9 kHz – 30 kHz	33 km – 10 km
Low Frequency	LF	30 kHz – 300 kHz	10 km – 1 km
Médium Frequency	MF	300 kHz – 3 MHz	1 km – 100 m
High Frequency	HF	3 MHz – 30 MHz	100 m – 10 m
Very High Frequency	VHF	30 MHz – 300 MHz	10 m – 1 m
Ultra High Frequency	UHF	300 MHz – 3 GHz	1 m – 100 mm
Super High Frequency	SHF	3 GHz – 30 GHz	100 mm – 10 mm
Extremely High Frequency	EHF	30 GHz – 300 GHz	10 mm – 1 mm

Essas bandas de frequências são divididas em canais individuais que nada mais são do que pequenas fatias do espectro designados ao transmissor e ao receptor. Esses canais variam de acordo com a quantidade e o tamanho do espectro. Essas características são ditadas pelo tipo da banda e o tipo de sistemas de comunicação que serão oferecidos.

2.2. GERAÇÃO E TRANSMISSÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS

A geração das ondas eletromagnéticas é uma responsabilidade do transmissor. Ele possui diversos subsistemas que podem ser representados de uma forma simples pelo diagrama de blocos da Fig. 2.3.

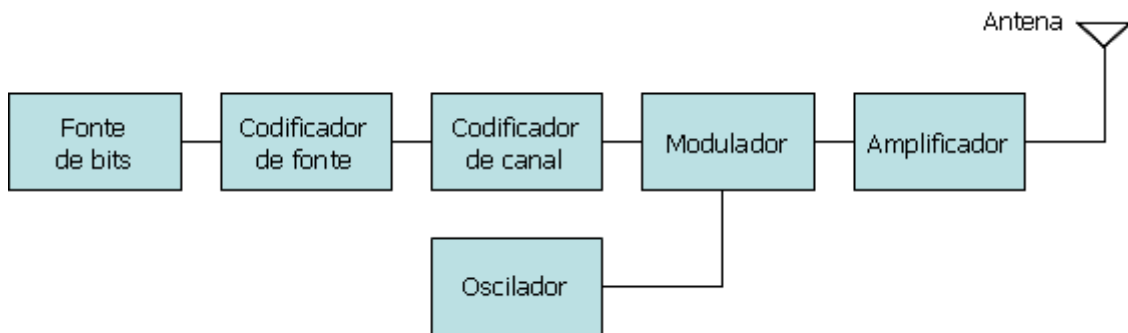


Fig. 2.3 – Diagrama de blocos de um transmissor

Cada um desses blocos tem uma função bem específica. O bloco “fonte de bits” representa a informação que se deseja transmitir que pode ser um e-mail, uma imagem, uma música, ou seja, qualquer informação.

O codificador de fonte é responsável por reduzir a redundância da fonte de bits. Na maioria das vezes, uma informação gerada tem alguma redundância que pode ser reduzida. Um dos maiores exemplos desse fato é um texto escrito. Como exemplo, pode-se exemplificar o arquivo dessa dissertação. Se ele for submetido a um algoritmo de compactação de dados como o ZIP ou o RAR, o número de bits após esse processo será bem menor. Existem diversos codificadores de fonte e eles atingem a sua maior eficiência quando são desenvolvidos especificamente para um tipo de informação. O algoritmo ZIP por exemplo, que pode ser muito eficiente ao reduzir as redundâncias desse texto não é eficiente para reduzir as redundâncias existentes em um arquivo de música .WAV. Neste caso, realizar a codificação pelo algoritmo MP3 é mais eficiente.

Seguindo os blocos, tem-se um codificador de canal. Os codificadores de canal são responsáveis adicionar redundância de forma a detectar e corrigir erros oriundos de interferências, multi-percursos e ruído. Pode parecer um pouco incoerente colocar redundância em um estágio após uma redundância ter sido removida pelo codificador de

fonte, entretanto, a redundância retirada pelo codificador de fonte não permite corrigir erros gerados por distorções no canal. Os codificadores de canal mais conhecidos são o FEC (*Forward Error Correction*) e o *Bit-interleaving*.

Após ter passado pelo codificador de canal, os bits estão prontos para serem transmitidos. O modulador tem o papel de combinar uma onda em uma frequência específica gerada pelo oscilador com os bits recebidos do codificador de canal. Existem basicamente dois tipos de modulação: a analógica e a digital, mas para esse trabalho, apenas a modulação digital é de interesse. Dentre a modulação digital, pode-se citar o QPSK, M-QAM, ASK, PSK, FSK.

Depois de modulado, o sinal é amplificado e entregue a antena que tem o papel de irradiar e transmitir-lo pelo meio eletromagnético.

2.3. RECEPÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS

A Fig. 2.4 mostra um diagrama de blocos simplificado de um receptor. A onda eletromagnética transmitida é transformada em um sinal AC pela antena e passa por um amplificador de RF. Ao chegar na antena, o sinal transmitido foi atenuado e a antena recebeu sinal de um universo infinito de outras fontes de RF, inclusive, do mesmo sinal transmitido que percorreu um outro caminho e que acabou chegando em uma fase distinta.

O amplificador de RF é utilizado para trabalhar com potências extremamente baixas. Tem como objetivo aumentar a potência do sinal recebido, após ele ter sido filtrado. Esse estágio torna-se necessário, pois, a potência do sinal recebida é extremamente baixa para que possa ser detectada pelos demais estágios.

O sinal é combinado em um mixer com o oscilador local para selecionar a frequência desejada. O sinal é filtrado para retirar as frequências não desejadas produzidas pela combinação do sinal no mixer e depois o detector traduz o sinal recebido.

Esse diagrama de blocos foi bastante simplificado. Dependendo do sistema de comunicação e do fabricante do equipamento do receptor, diversos outros estágios são introduzidos de forma a obter eficiência ainda maior na recepção.

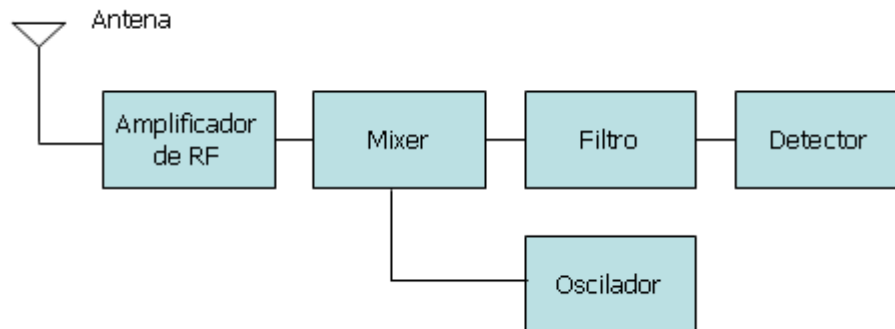


Fig. 2.4 – Diagrama de blocos de um receptor

2.4. ANTENAS

Antenas são dispositivos utilizados para transformar a energia eletromagnética existente em uma linha de transmissão em energia eletromagnética irradiada e vice-versa. Sendo assim, qualquer sistema de comunicação sem-fios requer uma antena para a onda eletromagnética seja transmitida para pontos diversos. Existem antenas de diversos tipos, formas e tamanhos. Cada antena possui diversos parâmetros que a fará útil para propósitos específicos. Pode-se dizer então, que a escolha da antena é uma das mais importantes escolhas ao se projetar um sistema de comunicação sem-fio.

Para começar entender uma antena, leve em consideração uma antena chamada isotrópica, ou seja, uma que irradia energia eletromagnética uniformemente em todas as direções. Na verdade, esse tipo de antena só existe na teoria. Na natureza, é muito difícil irradiar energia eletromagnética uniformemente em todas as direções. Por analogia, uma antena isotrópica poderia ser o sol.

Assumindo toda a energia emitida por essa antena isotrópica, pode-se levar em consideração que a densidade de potência em W/m^2 no limite dessa esfera será a potência total irradiada dividida pela área dessa esfera.

A antena do mundo real mais simples é o dipolo. O dipolo nada mais é do que duas partes de iguais tamanhos de um fio que tem o comprimento ressonante a frequência desejada. A Fig. 2.5 mostra como o dipolo irradia. Esse padrão, parecido como o formato do símbolo de infinito “∞”, irradia mais em uma direção e em dois sentidos. Sendo assim, essa antena concentra energia eletromagnética mais em alguns

pontos do que em outros. Por esse motivo, essa antena tem um ganho em relação a antena isotrópica que nesse caso é de 2,16 dBi, ou seja, ela irradia em seu máximo 2,16 dB em relação a antena isotrópica. Leva-se então a conclusão que a antena está agindo como um amplificador.

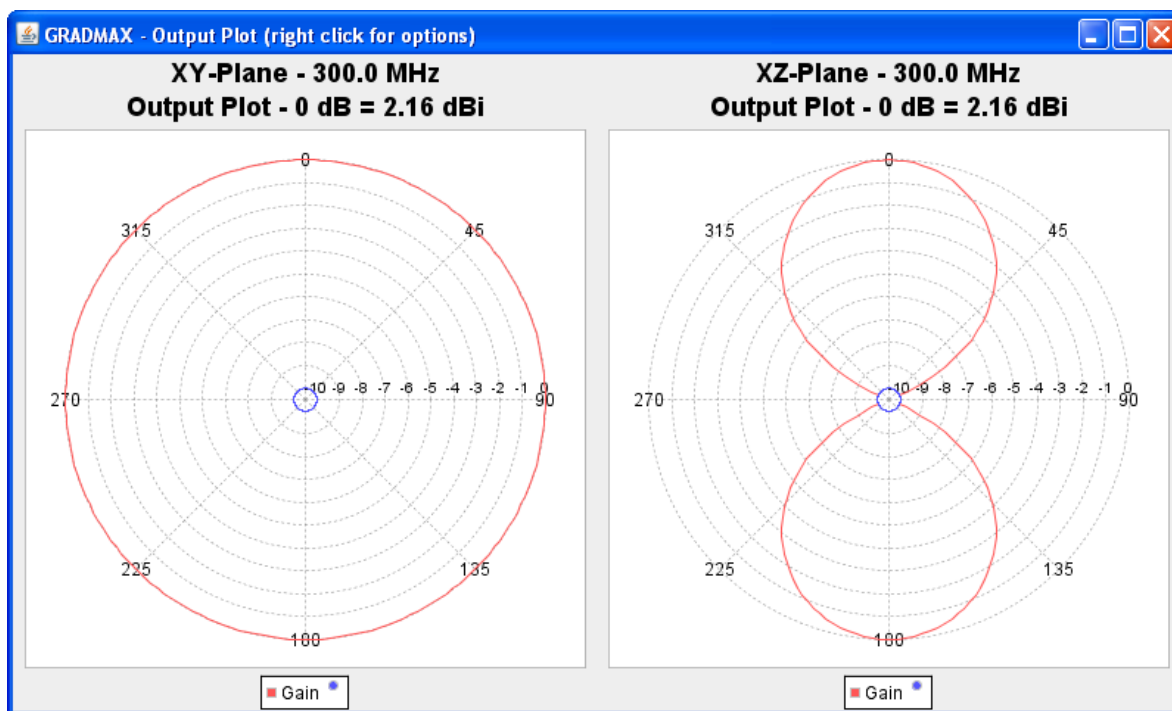


Fig. 2.5 – Ganho e diagrama de radiação de um dipolo com 0,5m em 300 MHz. Gráfico obtido com o GRADMAX for Web.

Em geral, o ganho de uma antena é comparado com a irradiação da antena isotrópica. No caso do dipolo, o ganho então é de 2,16 dBi. Entretanto, alguns fabricantes de antenas comparam o padrão de irradiação com o dipolo e expressam o ganho em dBd. No caso do dipolo, o ganho dele é então de 0 dBd. É muito importante ter atenção em qual unidade uma antena o ganho da antena está sendo medida, pois essa diferença de aproximadamente 2,1 dB influi bastante no cálculo de um enlace.

Os dipolos e as antenas isotrópicas são antenas omnidirecionais, pois irradiam energia em um campo de 360 graus em torno delas. Um terceiro tipo de antenas são as antenas direcionais que possuem o padrão de radiação como um cone. Como analogia, pode-se levar em conta que ela irradiaria como se fosse uma lanterna. Como essas antenas estão concentrando a energia em um espaço ainda menor, pode-se dizer que elas possuem um ganho ainda maior.

Existem diversos tipos de antenas direcionais, cada uma com a sua aplicação. Dentre elas, podem-se citar as antenas de fio [2], antenas de *patch*, antenas refletoras [2] [3], cornetas, setoriais, entre outras. Essas antenas direcionais concentram a energia eletromagnética em uma região e essa região é chamada de lóbulo principal.

A Fig. 2.6 mostra o diagrama de radiação na polarização em uso (Copol) e na polarização cruzada (Xpol) de uma antena refletora com 4 m de diâmetro operando na frequência de 11.25 Ghz.

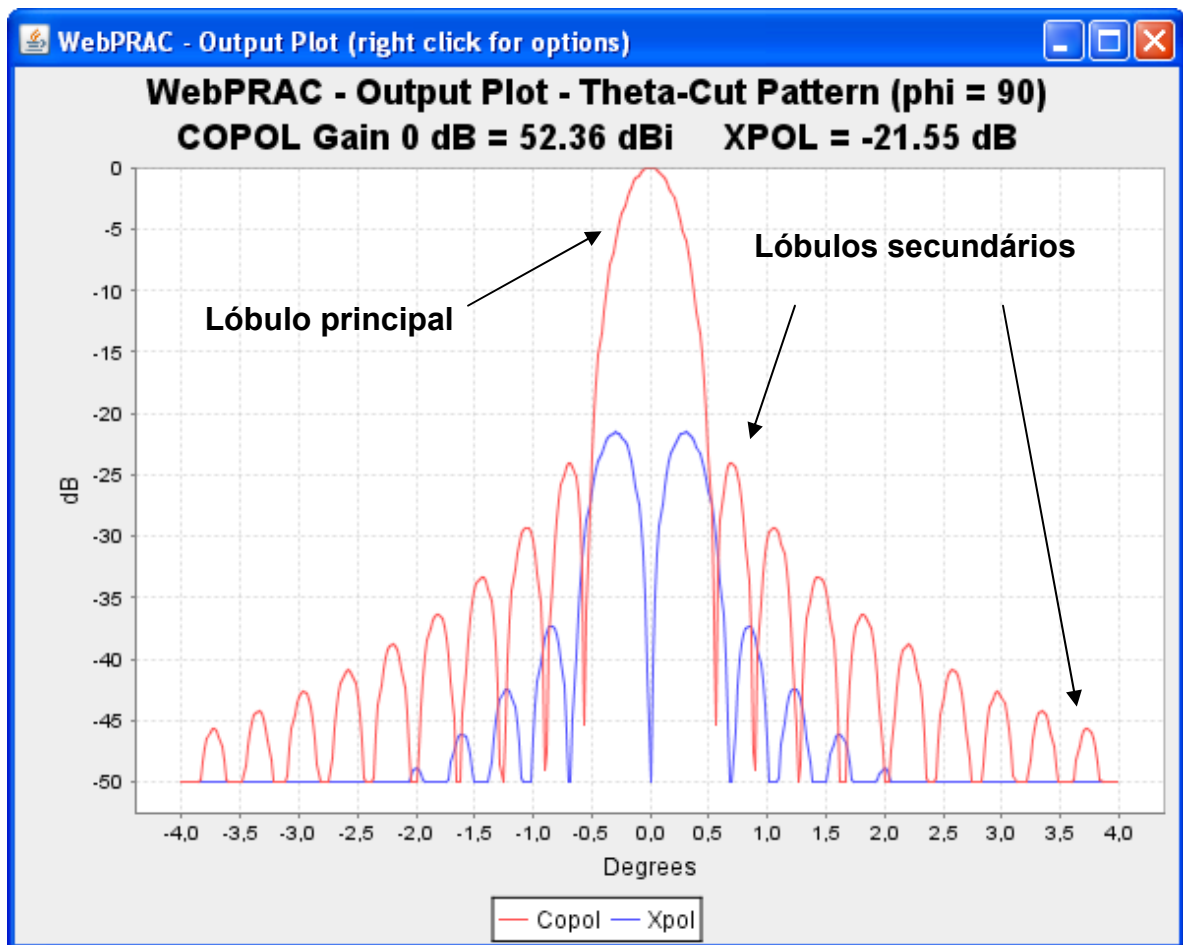


Fig. 2.6 - Diagrama de radiação de uma antena refletora onde é possível verificar o lóbulo principal e os lóbulos secundários

Para essa antena, o lóbulo principal é bem estreito sendo que ele decai 3 dB com apenas 0,25 graus. Isso significa que a energia irradiada reduz-se a metade ao se mover apenas 0,25 graus. Essa concentração da energia eletromagnética em uma direção leva com que o ganho dessa antena na direção do lóbulo principal seja de 52.36 dBi, isso é, ela concentra a energia 52.36 dB em relação ao ganho de uma antena isotrópica.

Os lóbulos secundários também estão em destaque na Fig. 2.6. Apesar dos valores desses lóbulos serem bem menores do que o ganho do lóbulo principal, -21.55 dB no caso do primeiro lóbulo secundário, eles podem interferir os sistemas de comunicação que operam na mesma frequência de forma significativa. Em geral, os fabricantes de antenas procuram realizar projetos de forma a diminuir esses lóbulos secundários.

2.5. MODULAÇÃO E SINAIS DE BANDA BASE

Banda base é o termo a que se designa a banda de frequências de um sinal entregue por uma fonte qualquer, como por exemplo, o sinal entregue após o codificador de canal na Fig. 2.3. Na rede de telefonia, o sinal em banda base é o sinal de voz que varia de 0 até 4 KHz. Já para a imagem, o sinal em banda base de um sinal de vídeo ocupa entre 0 e 4.3 Mhz. Para sinais digitais, esse cálculo varia de caso a caso. Para um sinal do tipo PCM (*Pulse Code Modulation*), um sinal com R_b pulsos por segundo ocupa uma banda de 0 até R_b Hz.

Nem sempre é possível trabalhar em banda base. Em comunicações sem fio, é necessário modificar o sinal da sua banda para outra faixa de frequências para que possa ser transmitida. A esse processo se dá o nome de Modulação.

Modulação, então, pode ser definida como o processo de combinar um sinal de entrada $m(t)$ e uma portadora de frequência qualquer f_c , para produzir um sinal $s(t)$ que tem sua banda de frequências deslocada para uma frequência central f_c . Isso na prática é transmitir sinais em frequências diferentes da banda base. Existem dois tipos de modulação: a analógica, em que o sinal de entrada é analógico, e a modulação digital, em que o sinal de entrada é digital.

2.5.1. Modulação Analógica

A modulação analógica é a mais simples e é utilizada nas primeiras gerações dos sistemas de comunicações. Existem basicamente dois tipos de modulação analógica: a modulação de amplitude, AM (*Amplitude Modulation*) equação (2-2), e a modulação em fase que possui duas possibilidades: FM (*Frequency Modulation*) equação (2-3) e PM (*Phase Modulation*) equação (2-4).

Considerando um sinal $m(t)$ qualquer e que $\cos(\omega_0 t)$ seja uma portadora, a equação que define cada uma das modulações analógicas pode ser representada por:

$$s(t)_{AM} = m(t) \cos(\omega_0 t) \quad (2-2)$$

$$s(t)_{FM} = A \cos \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \right] \quad (2-3)$$

$$s(t)_{PM} = A \cos[\omega_c t + k_p m(t)] \quad (2-4)$$

2.5.2. Modulação Digital

Da mesma forma que na modulação analógica, a modulação digital utiliza-se dos mesmos parâmetros da portadora para enviar a informação. A Fig. 2.7, mostra os três tipos básicos de modulação de um sistema digital: ASK (*Amplitude Shift Keying*), FSK (*Frequency Shift Keying*) e PSK (*Phase Shift Keying*). Na figura, é possível verificar a forma de cada uma das ondas do sinal modulado de acordo com o sinal em banda base.

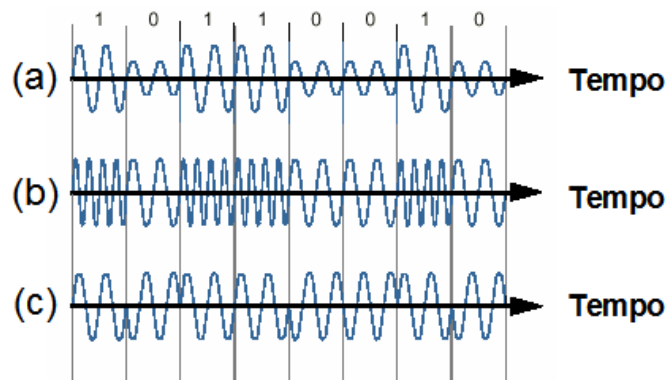


Fig. 2.7 – Tipos de modulação digital. (a) ASK – (b) FSK – (c) PSK

A forma de representação matemática de cada uma dessas modulações será descrita a seguir de forma sucinta. Para o ASK, também chamado de OOK (*On-off key*), o sinal modulado pode ser representado pela equação (2-5) onde A_c é uma constante, $m(t)$ é o sinal e $\cos(\omega_c t)$ é a portadora. Na equação (2-6), B_T é a banda ocupada por esse sinal caso seja utilizado uma filtragem de cosseno levantado onde r é o fator de *roll-off* do filtro e R é a taxa de bits em bps [6].

$$s(t) = A_c m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2-5)$$

$$B_T = (1+r)R \quad (2-6)$$

No caso do FSK, o sinal modulado pode ser descrito pela equação (2-7). E a banda desse sinal B_T , pode ser dada pela regra de Carson, dada pela equação descrita em (2-8), onde ΔF é o desvio de frequência e R é a taxa em bps. Caso tenha sido utilizada filtragem do tipo cosseno levantado, a equação que descreve a banda utilizada pelo sinal FSK é a equação (2-9), onde r é o fator de *roll-off* do filtro [6].

$$s(t) = A_c \cos[\omega_c + \theta(t)] = \begin{cases} A_c \cos(\omega_1 + \theta_1) - bit.1 \\ A_c \cos(\omega_2 + \theta_1) - bit.0 \end{cases} \quad (2-7)$$

$$B_T = 2(\Delta F + R) \quad (2-8)$$

$$B_T = 2\Delta F + (1+r)R \quad (2-9)$$

Já no PSK, o sinal pode ser representado pela equação (2-10), onde A_c é uma constante, w_c é o comprimento de onda da portadora, D_p é uma constante e $m(t)$ é o sinal. Levando em consideração que $m(t)$ assume os valores -1 e 1, a equação anterior também pode ser escrita como (2-11), sabendo que $\cos(x)$ e $\sin(x)$ são funções pares e ímpares de x [6].

$$s(t) = A_c \cos[\omega_c t + D_p m(t)] \quad (2-10)$$

$$s(t) = (A_c \cos D_p m(t)) \cos(\omega_c t) - (A_c \sin D_p m(t)) \sin(\omega_c t) \quad (2-11)$$

A equação (2-11), permite uma visualização mais rápida para diferentes valores de D_p quando comparada com (2-10). Caso $D_p = 90^\circ$, a equação (2-11) pode ser simplificada e escrita por (2-12), ou então, levando em consideração a forma complexa, pode ser escrita por (2-13).

$$s(t) = -A_c m(t) \sin(\omega_c t) \quad (2-12)$$

$$s(t) = jA_c m(t) \quad (2-13)$$

A representação complexa do sinal PSK permite introduzir o conceito de constelação. Muitas vezes, o sinal digital é representado por meio de uma constelação que nada mais são pontos em um plano cartesiano real versus imaginário. Para o sinal PSK com $m(t)$ assumindo os valores -1 e 1, a constelação, descrita anteriormente pela equação (2-13) é representada pelos pontos da Fig. 2.8.

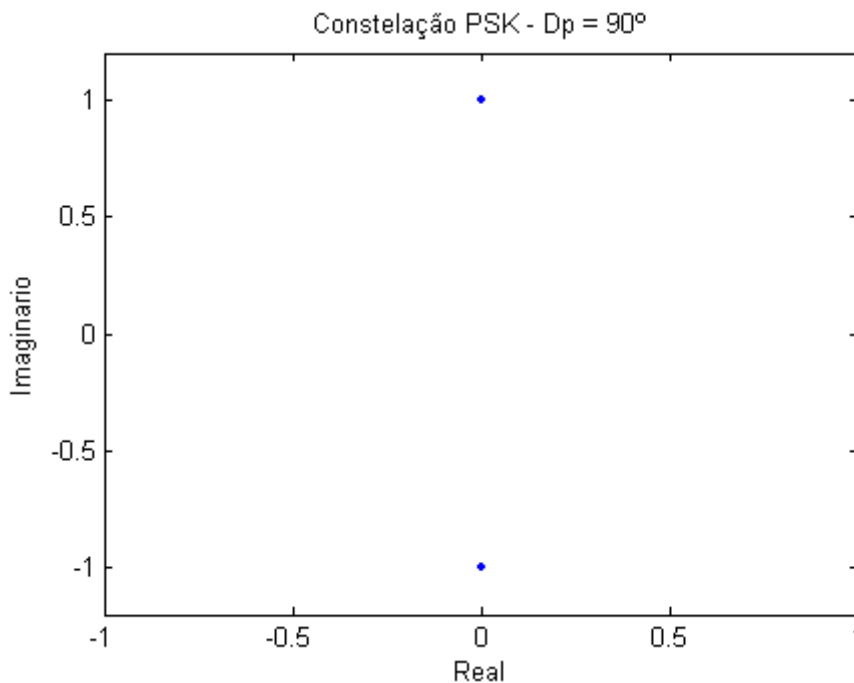


Fig. 2.8 – Constelação do PSK com $D_p = 90^\circ$

Para $D_p = 0$, o sinal PSK assume a forma:

$$S(t) = A_c m(t) \cos w_c t \quad (2-14)$$

Que no plano imaginário se torna:

$$S(t) = A_c m(t) \quad (2-15)$$

O que leva a constelação da Fig. 2.9.

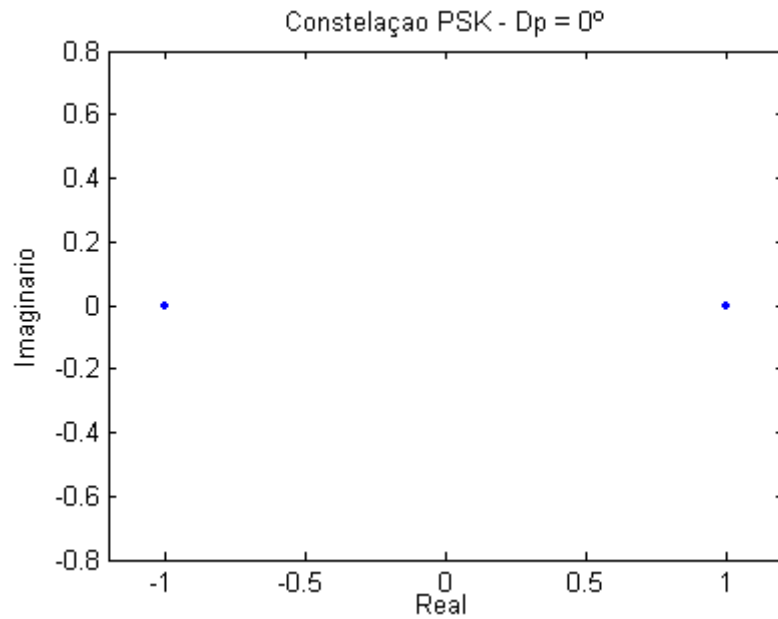


Fig. 2.9 – Constelação PSK com $D_p = 0^\circ$

2.5.3. Comunicação M-Ária

Nas técnicas ASK, FSK e PSK, $m(t)$ assume apenas dois níveis e cada um desses níveis representa os bits 0 e 1. Nas técnicas de modulação digital M-Árias, $m(t)$ assume uma maior quantidade de níveis.

Como exemplo, considere uma fonte que gere quatro níveis de sinais, define-se a modulação 4-PSK como sendo a representada pela equação

$$g(t) = A_c e^{j\theta(t)} \quad (2-16)$$

em que $\theta(t)$ são os quatro possíveis níveis, ou no caso do PSK, as quatro possíveis fases. A constelação do 4-PSK, que também é chamado de QPSK, é descrita pela Fig. 2.10 em que os quatro níveis são as fases de 0° , 90° , 180° e 270° . Também há outra possibilidade em que as quatro fases estão deslocadas para 45° , 135° , 225° e 315° , mostrada pela Fig. 2.11.

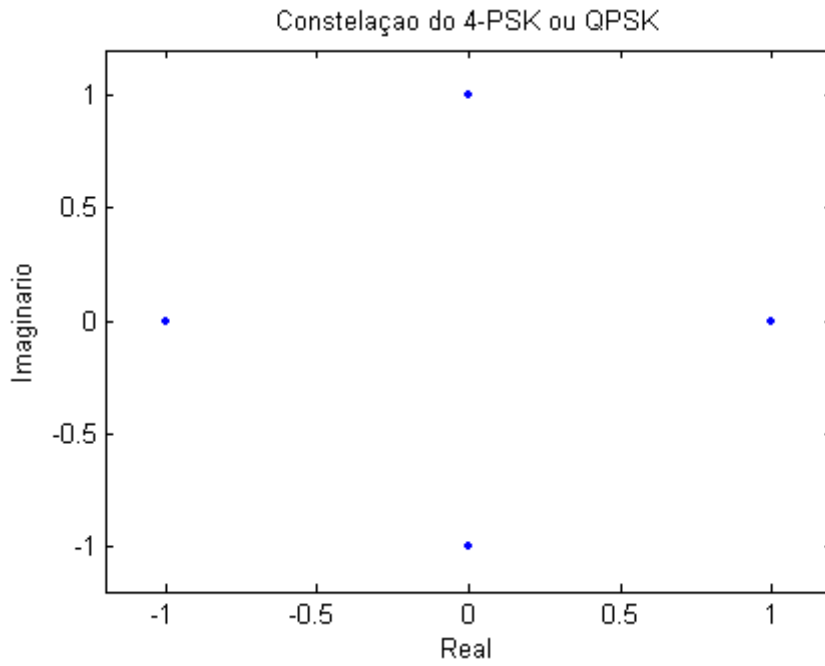


Fig. 2.10 – Constelação do 4-PSK ou QPSK

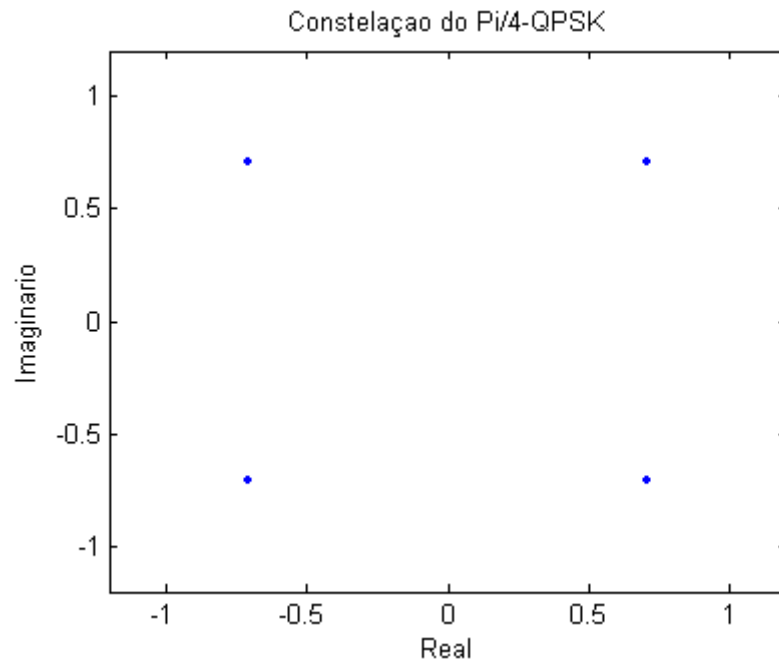


Fig. 2.11 – Constelação do $\pi/4$ QPSK

O M-PSK pode também ser gerado por duas portadoras em quadratura para cada um dos ângulos $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$, do sinal MPSK. Nessa fórmula geral, M pode assumir 2^n níveis, em que n é o número de símbolos.

$$g(t) = A_c e^{j\theta(t)} = x(t) + jy(t) \quad (2-17)$$

$$x_i = A_c \cos\theta_i \quad (2-18)$$

$$y_i = A_c \sin\theta_i \quad (2-19)$$

O M-ASK, é a mesma modulação descrita anteriormente pela equação (2-5) do ASK, entretanto, $m(t)$ assume mais do que dois níveis. A Fig. 2.12 mostra a constelação do 4-ASK.

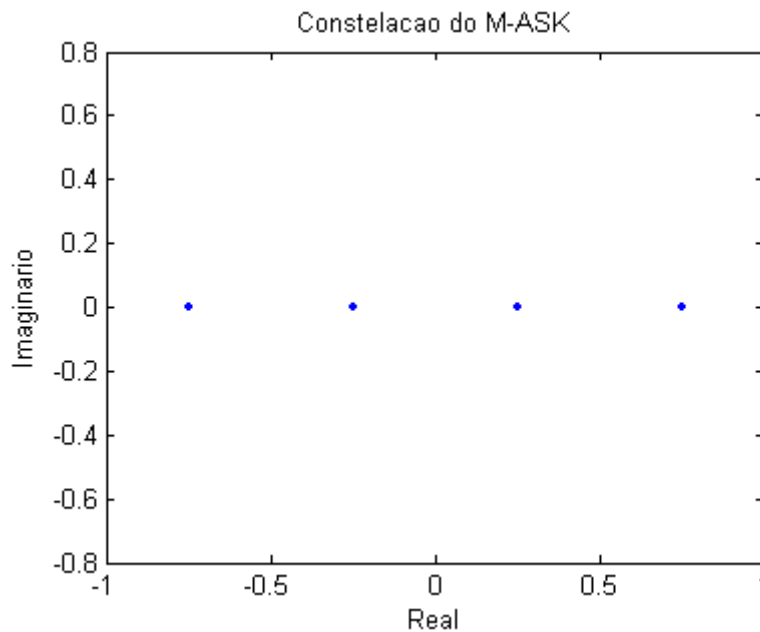


Fig. 2.12 – Constelação do M-ASK

O QAM é outro tipo de modulação M-Ária bastante utilizado. Essa modulação é uma combinação do M-ASK e do M-PSK. A fórmula geral do sinal QAM é dada pelas equação (2-20), onde $i = 1, 2, \dots, M$, $r_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2}$, $\theta_i = \tan^{-1}(b_i / a_i)$. No M-ASK, $\theta_i = 0$ para todos os símbolos sendo apenas r_i diferente. No M-PSK, r_i é constante para todos os símbolos e apenas θ_i é diferente. Como no M-QAM tanto r_i quanto θ_i são diferentes, esse torna-se o motivo pelo qual o M-QAM é uma combinação dos dois. A equação (2-21) é uma outra forma de representar o sinal M-QAM e graficamente, a Fig. 2.13, mostra a constelação do M-QAM quando $M=16$.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= p'(t)(a_i \cos \omega_c t + b_i \sin \omega_c t) \\
 &= p'(t)[r_i \cos(\omega_c t + \theta_i)]
 \end{aligned}
 \tag{2-20}$$

$$g(t) = x(t) + jy(t) = R(t)e^{j\theta(t)}
 \tag{2-21}$$

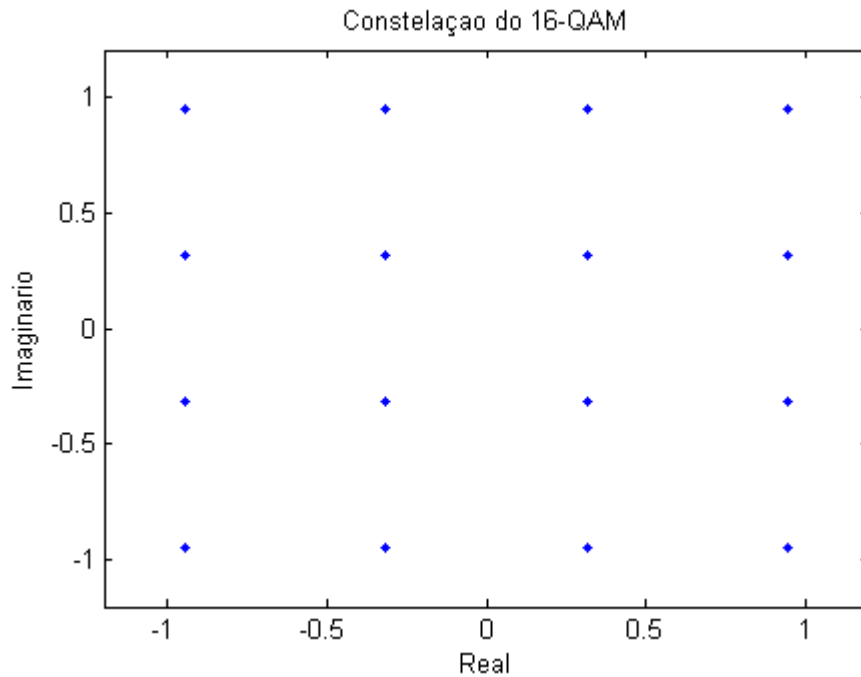


Fig. 2.13 – Constelação do 16-QAM

2.5.4. Probabilidade de Erro em Modulação Digital

Ao ser transmitido por um canal, o sinal é distorcido e sofre interferências. A seguir, será feita uma breve descrição do processo de detecção de um sinal digital, levando em consideração a interferência em um sinal com ruído branco aditivo gaussiano, detalhado melhor por [7].

Considere um canal binário em que os bits 0 e 1 sejam enviados com probabilidade iguais utilizando um pulso positivo e um pulso negativo respectivamente. O pulso enviado correspondente a 1 é $p(t)$ o pulso enviado correspondente a 0 é $-p(t)$. O valor máximo desse pulso deve ser A_p em um instante $t = T_p$.

Pelo fato do canal ser ruidoso, os sinais recebidos serão $\pm p(t) + n(t)$, onde $n(t)$ é o ruído. Para o ruído gaussiano, a função densidade de probabilidade é dada pela

equação (2-22), onde σ_n é o desvio padrão dessa densidade. Pela simetria do problema, leva-se em consideração que o limiar de detecção do pulso é 0, ou seja, se a soma do pulso com o ruído for um valor menor que 0, considera-se que o bit recebido é 0, caso for um valor maior que zero, considera-se que o bit recebido é 1. Pelo fato da amplitude do ruído ser infinita, $(-\infty, \infty)$, o valor amostrado $-A_p + n$ pode ocasionalmente ser positivo, levando a uma falsa interpretação. Da mesma forma, $A_p + n$ pode ocasionalmente ser negativo, levando também a uma falsa interpretação. Se um 0 for transmitido, ele será detectado como 1 se $-A_p + n > 0$, ou seja, se $n > A_p$.

A Fig. 2.14 mostra o gráfico da equação (2-22), a marcação dos valores máximos dos pulsos $-A_p$ e A_p e também uma área sombreada com a probabilidade de erro se um 0 for transmitido ($n > A_p$).

$$p_n(n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-n^2/2\sigma_n^2} \quad (2-22)$$

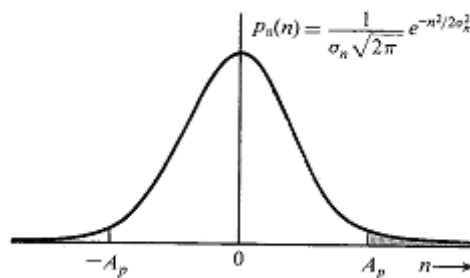


Fig. 2.14 – Função densidade de probabilidade para o ruído gaussiano

Sendo assim, a probabilidade de erro nesse caso, será a área da região sombreada, definida pela equação (2-23).

$$p_e = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{A_p}^{\infty} e^{-x^2/2\sigma_n^2} dx \quad (2-23)$$

A equação (2-23) também pode ser escrita por (2-24), levando em consideração (2-25). A função $Q(y)$ é então definida. O seu gráfico é traçado na Fig. 2.15.

$$p_e = Q\left(\frac{A_p}{\sigma_n}\right) \quad (2-24)$$

$$Q(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (2-25)$$

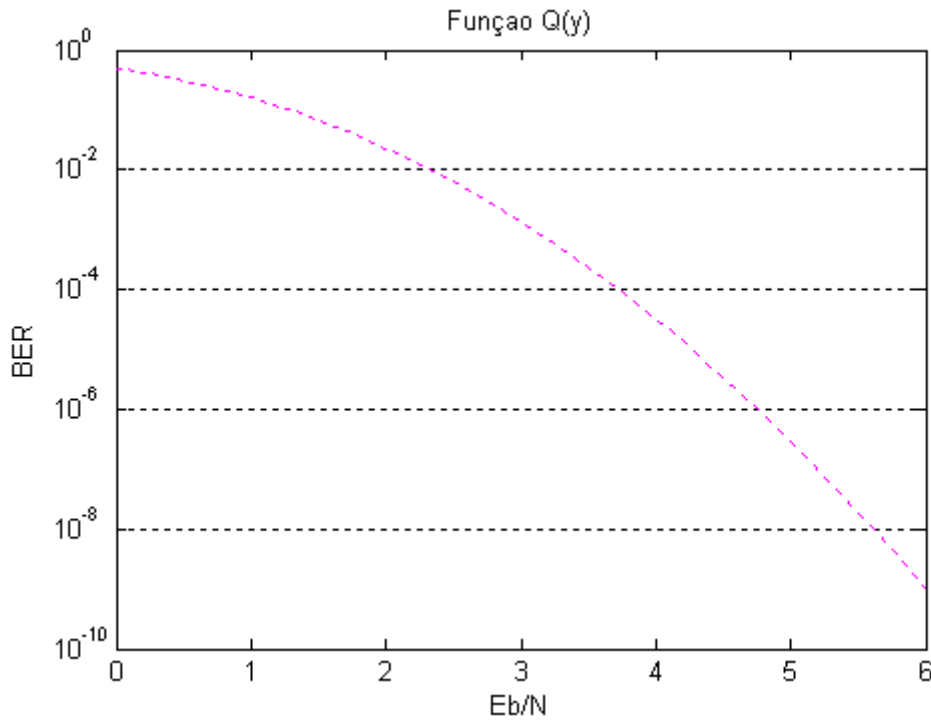


Fig. 2.15 – Gráfico da função Q(y)

A probabilidade de erro da modulação digital, pode ser descrita matematicamente utilizando a função $Q(y)$ como foi mostrado.

Além disso, a probabilidade de erro de símbolo pode ser expressa em relação a um parâmetro base, chamado de Energia de bit, ou simplesmente E_b . O valor de E_b é calculado com base na energia de cada um dos pulsos dos bits enviados e está detalhada em [7]. A energia de cada pulso $g(t)$ é dada pela equação (2-26).

$$E_g = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)^2 dt \quad (2-26)$$

Sendo assim, a probabilidade de erro de símbolo para cada uma das modulações listadas, em função de $Q(y)$ e em função da Energia de bit E_b é dada pela Tabela 2.2 [7] [10].

Tabela 2.2 – Probabilidade de erro de símbolo para cada modulação digital

ASK (Detecção Coerente)	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N}}\right)$
FSK (Detecção Coerente, com desvio de frequência Δf otimizado)	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{1.217E_b}{N}}\right)$
PSK	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N}}\right)$
M-PSK	$P_b \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N}} \sin \frac{\pi}{M}\right)$
M-QAM $M = 2^k$	$P_{eM} \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3kE_b}{(M-1)N}}\right)$

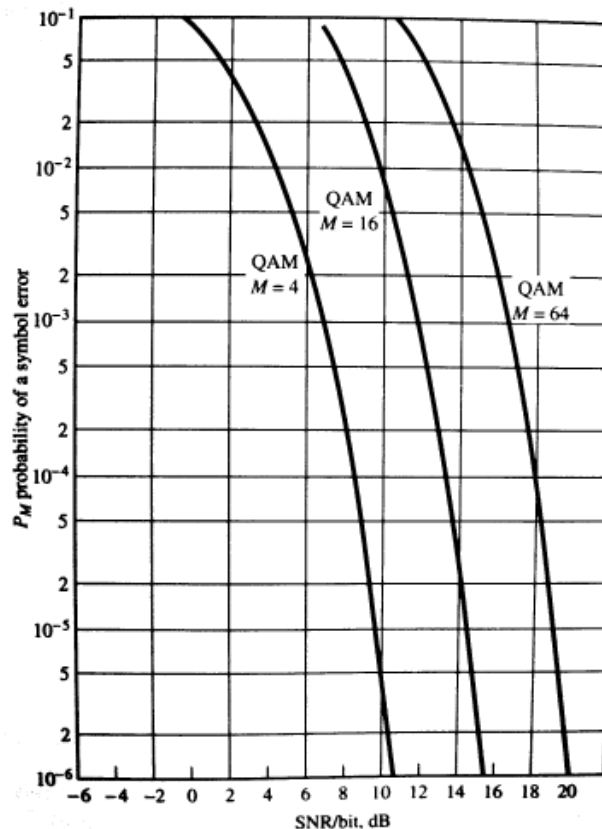


Fig. 2.16 – Probabilidade de erro de símbolo para o M-QAM [10].

A Fig. 2.16 mostra a equação do M-QAM traçada para três casos. Nela é possível verificar a taxa de erro de símbolos para 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM. Esse

tipo de gráfico é bastante comum em comunicações digitais e esses resultados foram utilizados nesse trabalho para verificar a confiabilidade dos simuladores utilizados.

2.6. MULTIPLEXAÇÃO

Os sistemas de comunicação podem ser divididos, basicamente, em três tipos: *simplex*, *half-duplex* e *duplex*, Fig. 2.17. Os sistemas *simplex*, Fig. 2.17(a), são aqueles em que a comunicação ocorre somente em um sentido. Rádio, Televisão e *Pagers* são exemplos desse tipo de sistema. Nos sistemas *half-duplex*, Fig. 2.17(b), a comunicação é possível em ambos os sentidos, porém, um sentido de cada vez. Como exemplo desses sistemas, tem-se os *push-to-talk*. Nos sistemas de comunicação *full-duplex*, Fig. 2.17(c), a comunicação pode ser realizada em ambos os sentidos ao mesmo tempo.

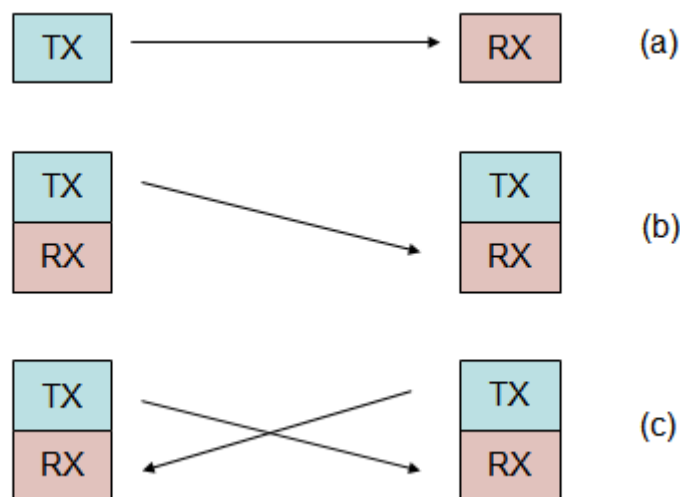


Fig. 2.17 – Tipos de sistemas de comunicação. (a) Simplex, (b) Half-Duplex, (c) Duplex.

Para que a comunicação *duplex* seja possível, é necessário multiplexar o meio de transmissão para permitir a comunicação simultânea nos dois sentidos. As duas técnicas de multiplexação utilizadas são o FDD (*Frequency Division Duplexing*) e o TDD (*Time Division Duplexing*).

No FDD, a multiplexação é feita pela utilização do canal em duas frequências distintas. Uma é usada para *uplink*, geralmente a de menor frequência, e a outra é utilizada para *downlink*. O *uplink* é o tráfego do usuário para a estação e o *downlink* é o

tráfego da estação para o usuário. Nessa técnica, é adicionado um intervalo de guarda entre as portadoras para que a interferência seja minimizada.

Na técnica de multiplexação TDD, o usuário utiliza o canal em intervalos de tempo específicos para *enlace de subida* e *enlace de descida*. Esse tipo de multiplexação exige uma grande sincronia entre a estação e o usuário para que não haja transmissão de diferentes sinais ao mesmo tempo ocorrendo interferência. Essa sincronização torna o TDD um método mais complexo de ser implementado que o FDD. É adicionado um tempo de guarda antes do início de cada transmissão para diminuir os riscos de interferência [11].

2.7. MÚLTIPLO ACESSO

Técnicas de múltiplo acesso são usadas para permitir que diversos usuários compartilhem simultaneamente uma quantidade finita do espectro de frequências. Alocando a faixa de frequência disponível para múltiplos usuários ao mesmo tempo, permite-se que o sistema possua maior capacidade de tráfego. O compartilhamento deve ser feito sem que ocorra degradação do sistema, de maneira que se mantenha a alta qualidade das comunicações [7].

A seguir serão descritas as principais técnicas de acesso ao meio usadas em sistemas de comunicação sem fio.

2.7.1. FDMA

Na técnica de múltiplo acesso FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), a banda total disponível é dividida em sub-bandas não necessariamente de mesmo tamanho. Cada sub-banda, chamada de canal, será alocada para um usuário utilizador do sistema. Com um intervalo de guarda entre os canais torna-se possível os usuários utilizarem o meio sem interferência de um em outro. Na Fig. 2.18, as frequências do espectro estão divididas em canais que variam de C_1 até C_N . Essa é considerada a técnica mais simples e foi a principal técnica utilizada em sistemas celulares de primeira geração [7].

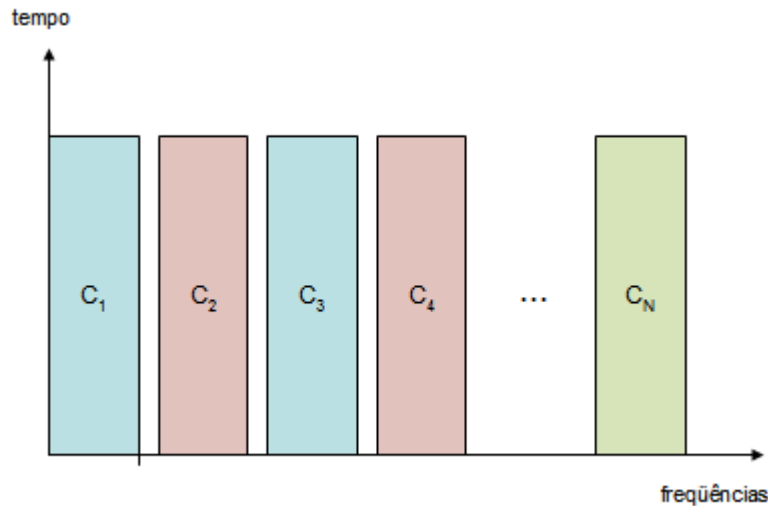


Fig. 2.18 – Disposição dos canais no FDMA.

2.7.2. TDMA

O TDMA (*Time Division Multiple Access*) é uma técnica de múltiplo acesso que caracteriza-se por permitir a utilização de toda a banda disponível por cada usuário só que em intervalos de tempo bem definidos. Surge, então, o conceito de *slot*, o tempo em que cada usuário pode utilizar a banda do sistema. Nessa técnica, é indispensável uma sincronização perfeita entre as estações bases e os usuários. Para que um usuário não interfira na comunicação de outro, é incluído um tempo de guarda de acordo com as propriedades do canal. A Fig. 2.19 ilustra essa técnica em que é alocado um canal para cada usuário que, na figura, varia de C_1 até C_N . Essa técnica é muito utilizada em sistemas de segunda geração como o GSM e o IS-136 [7].

2.7.3. CDMA

O CDMA (*Code Division Multiple Access*) é uma tecnologia que utiliza espalhamento espectral (*Spread Spectrum*) como meio de acesso para permitir que vários usuários compartilhem uma mesma banda de frequências. O CDMA permite uma melhor utilização do espectro possibilitando um aumento de capacidade dos sistemas com a utilização de células bem pequenas e fator de reuso 1, já que os usuários são identificados por código e não se interferem por estarem na mesma frequência. Essa técnica de múltiplo acesso é utilizada pelo sistema de segunda geração IS-95 e também como base para os sistemas de terceira geração [7].

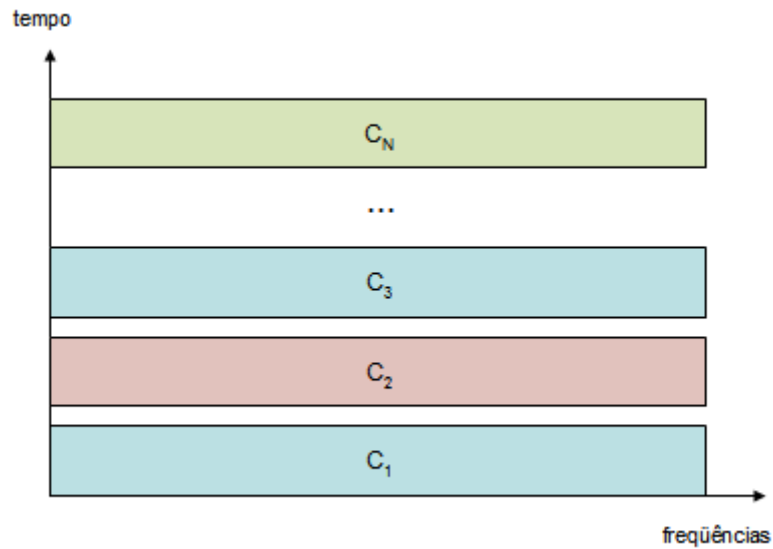


Fig. 2.19 – Disposição dos canais no TDMA.

2.7.4. SDMA

O SDMA (*Space Division Multiple Access*) é uma técnica de múltiplo acesso que permite que uma estação localizada em um ponto específico se comunique com diversos usuários por meios de canais divididos pela cobertura dos lóbulos. Para permitir o múltiplo acesso, cada usuário recebe o sinal de um lóbulo diferente.

Essa tecnologia é amplamente utilizada por redes celulares e sistemas via satélite e atualmente, também vem ganhando importância com a utilização dessa tecnologia com antenas inteligentes já que as mesmas permitem modificar o diagrama de radiação da antena em instantes de tempo diferentes.

A tecnologia SDMA permite incrementar drasticamente a capacidade de sistemas de comunicações. A Fig. 2.20 mostra o funcionamento do SDMA em uma célula de um sistema celular (a) e a utilização do SDMA com antenas inteligentes (b) [8].

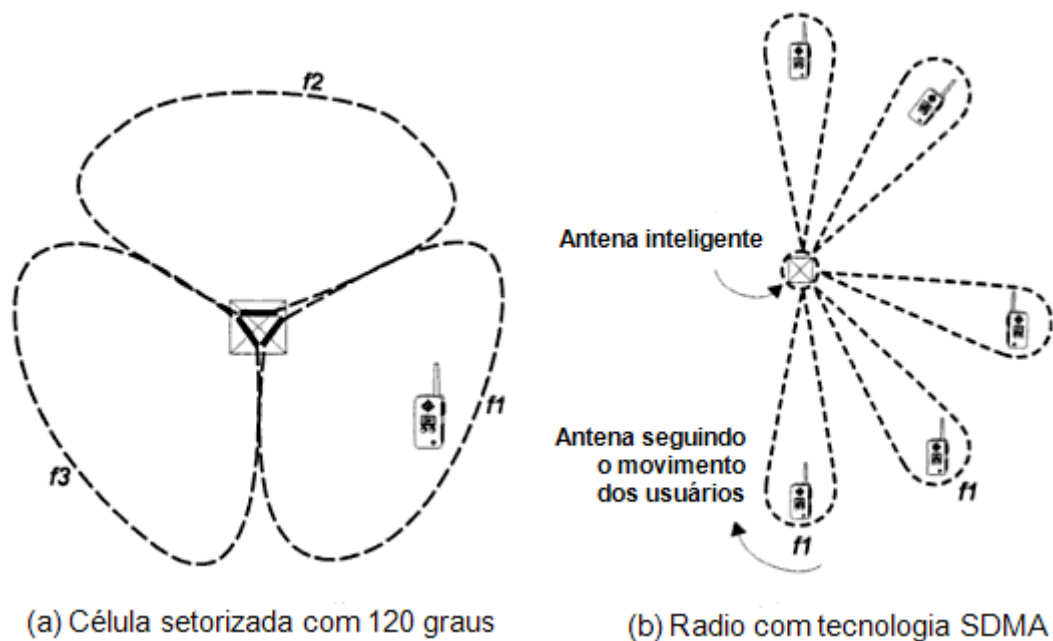


Fig. 2.20 – Esquemático de utilização do SDMA

2.7.5. OFDMA

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) é uma técnica de comunicação que utiliza múltiplas portadoras para transmitir um sinal. Ela vem sendo amplamente utilizada em redes sem fio e em sistemas de radiodifusão digital devido, principalmente, a sua robustez face ao multi-percurso [9].

Nessa técnica, as portadoras são escolhidas para que sejam ortogonais. Isso permite que o espectro de uma se sobreponha parcialmente ao de outra sem que ocorra interferência entre elas. O resultado é um ganho no aproveitamento de banda quando comparado com técnicas de multiplexação por divisão de frequência (FDM), Fig. 2.21.

O princípio teórico da técnica OFDM é antigo, ele tem como funcionamento básico dividir a informação a ser transmitida em blocos com M bits. Cada uma das N portadoras será modulada por um bloco de M bits diferentes os quais serão somados e transmitidos por um canal, Fig. 2.22.

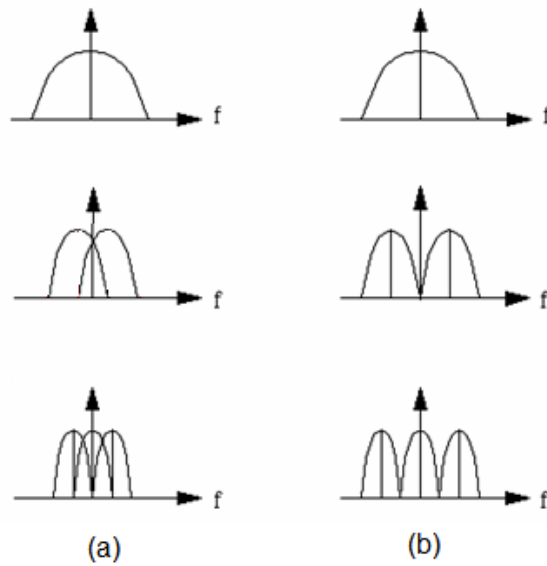


Fig. 2.21 – (a) Portadoras OFDM – (b) Portadoras FDM

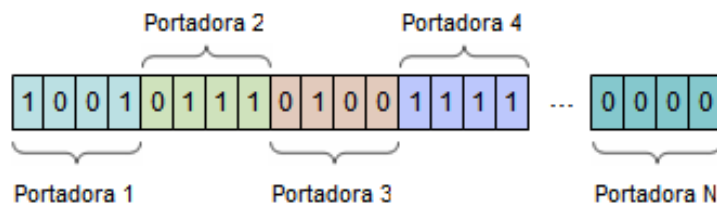


Fig. 2.22 – Divisão dos bits em blocos

Com essa divisão, cada portadora transmitirá informação a taxas de R_1 bps, R_2 bps, ... R_N bps que é muito menor do que a taxa transmitida por apenas uma portadora. Supondo que cada portadora receba a mesma quantidade de bits, tem-se que a taxa de transmissão será de R_{bps}/N em cada uma. Isso faz com que a duração de cada símbolo seja N vezes maior, aumentando o seu tempo de duração e facilitando a sua detecção correta.

A Fig. 2.23 ilustra o princípio básico do OFDM supondo a existência de N moduladores, enquanto que a Fig. 2.24 mostra os sinais sendo modulados por apenas uma portadora.

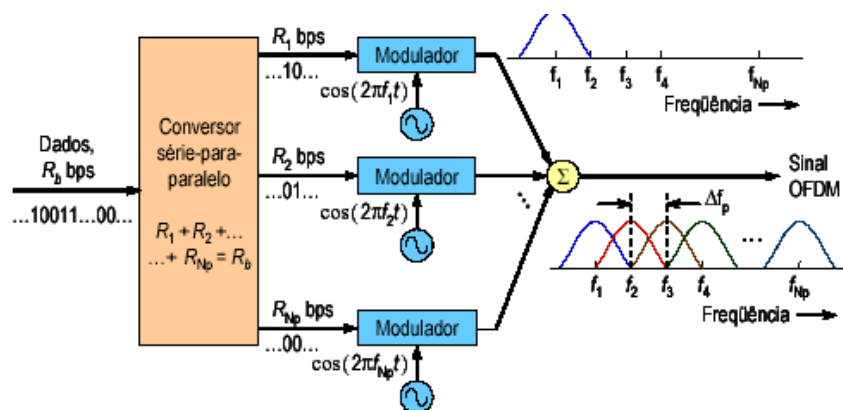


Fig. 2.23 – Princípio básico do OFDM

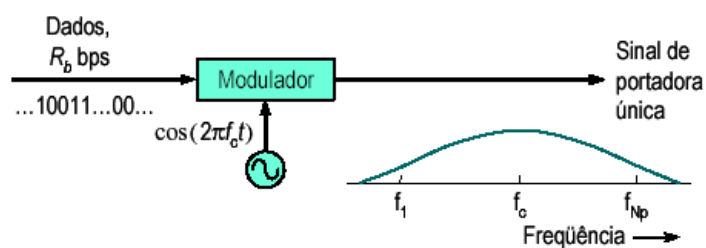


Fig. 2.24 – Sinal modulado com apenas uma portadora

A técnica OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) de múltiplo acesso utiliza-se das múltiplas portadoras OFDM existentes no sistema. Cada usuário desse sistema recebe as informações de algumas portadoras específicas. Suponha que um sistema utilize 400 portadoras. Um usuário qualquer poderia estar utilizando a portadora 45, outro usuário poderia estar utilizando a portadora 386 e assim por diante.

2.8. CODIFICAÇÃO DE CANAL

Nos sistemas de comunicações é necessário que existam técnicas para o tratamento de erros, tanto de perda quanto de erro de dados. Em sistemas onde o meio de comunicação é confiável a detecção de erro é suficiente e há uma retransmissão dos dados (pacotes) que chegaram ao destino com erro. Em comunicações sem fio a probabilidade de haver erros na transferência de dados é maior, e o número de retransmissões pode se tornar elevado, o que diminui o aproveitamento do meio.

Técnicas para correção de erros (*Forward Error Correction* - FEC), portanto, se mostram importantes em sistemas de comunicações sem fio que provêm transferência de dados. A transmissão de uma conversação de voz é tolerante a erros e somente a partir de certo limiar estes erros passam a ser percebidos, o que não ocorre com dados, onde um bit errado pode corromper todo arquivo.

A equação de Shannon (2-27), mostra a relação entre a taxa de transferência máxima de um canal digital com ruído branco gaussiano (AWGN). Nesta equação, C é a capacidade do canal em bps, P é a potência do sinal enviado no canal e N é a potência relacionada ao ruído branco dentro da largura de banda B .

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad (2-27)$$

A quantidade de erros na recepção, devido ao AWGN, pode ser reduzida adicionando uma redundância de bits à informação enviada, desde que a taxa de transmissão não exceda o valor determinado por (2-27).

Os bits redundantes são adicionados utilizando técnicas de correção de erros. Com estes bits adicionais transmitidos com os dados é possível a reconstrução dos dados originais no receptor, removendo o máximo de erros possível. As técnicas são representadas por um índice k/n onde k é o número de bits que entram no codificador e n é o número de bits após a codificação. Por exemplo, para transmitir dados a 144 kbps utilizando um esquema FEC de índice $\frac{1}{2}$ é necessário que o canal opere em 288 kbps (símbolos por segundo). Há diversas técnicas de FEC como os códigos Hamming, Reed-Solomon e Turbo Codes.

2.8.1. Código de Gray

O Código de Gray é um sistema de numeração binária em que dois valores sucessivos se diferenciam em apenas um bit. Primeiramente, o Código de Gray era utilizado para reduzir sinais espúrios de *switches* eletromecânicos. Atualmente, os Códigos de Gray são amplamente utilizados para facilitar os códigos de correção e detecção de erros. A Tabela 2.3 e a Tabela 2.4 exemplificam o Código de Gray para 2 e 3 bits respectivamente.

**Tabela 2.3 – Códigos de Gray
de 2-bits**

Decimal	Binário	Gray
0	00	00
1	01	01
2	10	11
3	11	10

**Tabela 2.4 – Códigos de Gray
de 3-bits**

Decimal	Binário	Gray
0	000	000
1	001	001
2	010	011
3	011	010
4	100	110
5	101	111
6	110	101
7	111	100

3. TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA

A Taxa de Rejeição Sistêmica é um dos parâmetros mais importantes quando se trata antenas em comunicações sem-fio, levando em conta a interferência eletromagnética causada por lóbulos de antenas presentes na mesma região de operação. Esses lóbulos podem ou não terem sido gerados pelo mesmo sistema de comunicação. A Taxa de Rejeição Sistêmica pode ser traduzida em quão é o grau de isolamento do sistema de comunicação e geralmente essa taxa é avaliada somente levando em consideração as antenas. A avaliação dessa taxa permite projetar antenas de forma a atingir maiores relações S/N o que leva a incremento nas taxas de transmissão e aproveitamento espectral.

Abaixo, será listado um método para avaliar a taxa de rejeição sistêmica em um sistema de comunicação sem-fio. É importante salientar que o método apresentado abaixo é aplicável no cálculo de isolamento (rejeição) apenas em antenas, e a investigação principal do presente trabalho é estendê-lo aos diversos outros parâmetros sistêmicos. O cálculo da taxa de rejeição sistêmica de transmissão é sempre feita sobre o lóbulo desejado enquanto que o cálculo da taxa de rejeição sistêmica de recepção é sempre feita sobre o lóbulo interferente. Esse método já foi largamente utilizado [12].

3.1. COMPONENTE DE TRANSMISSÃO DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA

A taxa de rejeição sistêmica entre uma célula de um sistema de comunicação “d” e outras células interferentes “i” é dada pela equação (3-1), onde cada um dos parâmetros da equação é listado na Tabela 3.1.

$$[I_{TX}(x_d)]_d = 10 \log \left[\frac{1}{\sum_{d \neq i} \left(\frac{g_d(x_d)}{g_i(x_d)} \frac{g \min_i}{g \min_d} \frac{EIRP \min_d}{EIRP \min_i} \right)^{-1}} \right] \quad (3-1)$$

Tabela 3.1 – Definição dos valores da taxa de rejeição na transmissão

$g_d(x_d)$	Ganho da antena de transmissão que serve a célula “d” em todo e qualquer ponto da cobertura de “d”
$g_i(x_d)$	Ganho da antena de transmissão que serve a célula “i” na mesma frequência e polarização da antena que serve a célula “d” em todos e qualquer ponto da cobertura de “d”
g_{min_i}	Menor ganho de cobertura da antena de transmissão que serve a célula “i”
g_{min_d}	Menor ganho de cobertura da antena de transmissão que serve a célula “d”
$EIRP_{min_d}$	EIRP mínima da antena de transmissão que serve a célula “d”
$EIRP_{min_i}$	EIRP mínima da antena de transmissão que serve a célula “i”

3.2. COMPONENTE DA RECEPÇÃO DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA

A taxa de rejeição sistêmica entre uma célula de cobertura “d” (área ou espaço que recebe potência do lóbulo desejado) e as interferências sofridas por várias células “i” é dada pela equação (3-2), onde x_i^+ refere-se a uma série de pontos x_i em todos os pontos de interferência das outras células “i”. Os demais parâmetros estão listados na Tabela 3.2.

$$[I_{RX}(x_i^+)]_d = 10 \log \left[\frac{1}{\sum_{d \neq i} \left(\frac{g_i(x_i)}{g_d(x_i)} \frac{g_{min_d}}{g_{min_i}} \frac{S_{max_d}}{S_{max_i}} \right)^{-1}} \right] \quad (3-2)$$

Tabela 3.2 – Definição dos valores da taxa de rejeição na recepção

$g_i(x_d)$	Ganho da antena de recepção que serve a célula “i” na mesma frequência e polarização da antena que serve a célula “d” em todos e quaisquer pontos x_i da cobertura de “i”
$g_d(x_d)$	Ganho da antena de recepção que serve a célula “d” em todos e quaisquer pontos x_i da cobertura de “i”.
g_{min_d}	Menor ganho de cobertura da antena de recepção que serve a célula “d”
g_{min_i}	Menor ganho de cobertura da antena de recepção que serve a célula “i”
S_{max_d}	Densidade de fluxo de potência máximo na cobertura da célula “d”
S_{max_i}	Densidade de fluxo de potência máximo na cobertura da célula “i”

3.3. TAXA DE REJEIÇÃO E OUTROS PARÂMETROS SISTÊMICOS

Nos últimos dois itens, foi listado como calcular a taxa de rejeição sistêmica levando em consideração apenas os parâmetros da antena. É possível desenvolver métodos para avaliação da influência da taxa de rejeição sistêmica de outros parâmetros de sistemas de comunicação como esquemas de modulação, protocolos, codificação de canal, codificação de fonte, etc. Imagina-se que todos esses parâmetros influem de uma forma ou de outra na taxa de rejeição sistêmica. Se de alguma forma for possível analisar a influência e o comportamento da alteração desses parâmetros nessa taxa, torna-se possível pensar em um projeto de antena relaxado, em que não haja necessidade de se reduzir os lóbulos laterais.

Ao converter os softwares de análise de antenas parabólicas *WebPRAC* e o software de análise de antenas de fio *GRADMAX for Web* para a linguagem Java, torna-se possível a integração com algoritmos modernos de simulação de enlaces e sistemas de comunicação e isso torna possível projetar antenas levando em conta esses parâmetros sistêmicos com auxílio de algoritmos inteligentes.

Nesse trabalho foi avaliado o comportamento da taxa de rejeição sistêmica utilizando o BER como figura de mérito para esquemas de modulação diferentes (16-QAM e 64-QAM) e como se pode alterar o projeto de uma antena com os resultados obtidos.

4. SOFTWARES DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS

Para a realização da análise da taxa de rejeição sistêmica, pretendeu-se utilizar um software de simulação computacional para modelar o problema. No mercado, existem uma imensa gama desses softwares, alguns são pagos, outros não. A Tabela 4.1 resume algumas funcionalidades de três desses softwares: Ptolemy, NS2 e MatLab/Simulink.

4.1. PTOLEMY

O Ptolemy é um framework desenvolvido pela Universidade de Berkeley para modelagem, simulação e projeto de sistemas concorrentes, em tempo real, entre outros [13]. Nele é possível simular sistemas do mais diversos tipos e, por estar escrito em Java, facilita a integração com os softwares de análise de antenas como o PRAC e o GRADMAX.

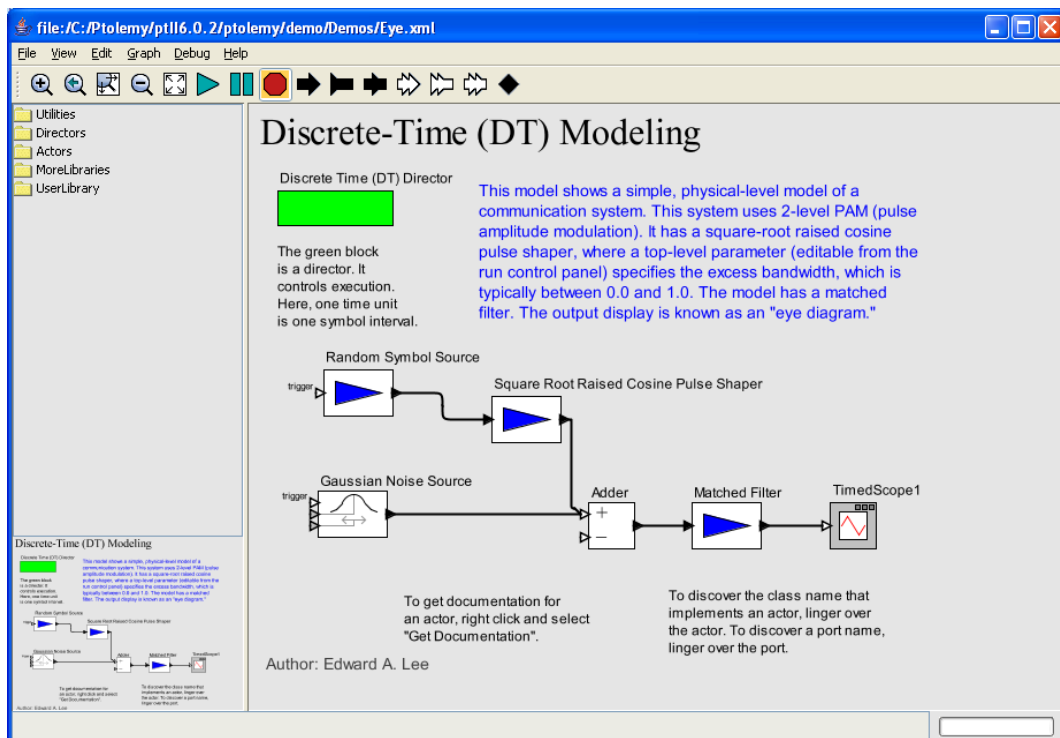


Fig. 4.1 – Vergil – Interface gráfica do Ptolemy

Tabela 4.1 – Comparação entre alguns softwares de simulação computacional disponíveis

	MATLAB/SIMULINK	NS2	PTOLEMY
Implementa modelos de antena	Não (implementação em matrizes e vetores)	Não (implementação em matrizes e vetores programados em C++)	Não mas é possível incluir esses modelos por matrizes.
Redes e Comunicações Digitais (modulações, multiplexações, protocolos, padrões, etc...)	Forte em comunicações digitais. Possui um simulador de eventos discretos (scheduler/lista de tarefas de acordo com a chegada de pacotes): SimEvent do Simulink para redes (padrões, etc...).	Quase todos (inclusive padrões para celulares, satélites, redes ad-hoc, etc...)	Similar ao NS2: Possui simulador de eventos discretos e threads (ciência da computação), mas com menos bibliotecas de padrões.
Integração do software por meio de linguagens de programação	“Fácil” integração se escritos em C, Fortran e Java. Libraries de otimização disponíveis (redes neurais, GAs, etc...)	C/C++, OTCL	Integração com Java
Facilidade de uso	Fácil (Simulink) para médio	Médio (conhecimento de OTCL)	Difícil
Facilidade de obtenção	Comercial	Gratuito e aberto (fonte)	Gratuito e aberto (fonte)
Sistema Operacional	Windows, Linux, HP-UX, etc..	Windows (CYGWIN) e Linux	Windows (Java virtual machine) e Linux
Repositórios de códigos	Muitas fontes de códigos prontos	Algumas fontes de códigos prontos	Poucas fontes de códigos prontos
Característica única	Forte em sistemas lineares	Linguagem OTCL (desvantagem)	Sistemas reativos em ambiente computacional distribuído (“embebbed”)

Ele possui uma interface chamada Vergil em que se é possível montar o sistema por meio de blocos adequando cada um dos parâmetros desse bloco de acordo com o desejado. Cada bloco tem funções pré-definidas como de osciladores, filtros, geradores de ruídos, etc.

Apesar de ser visualmente de fácil de manuseio, não existem muitos códigos disponíveis para o Ptolemy na Internet. Isso dificultou o trabalho com esse software, pois, como se precisava montar um enlace de todo um sistema de comunicação, a escolha de cada parâmetro de cada bloco tornava-se uma tarefa demorada pois era necessário procurar cada um desses parâmetros em referências de Comunicações Digitais, Teoria de Informação e Sistemas de Comunicação. Como o foco do trabalho não era desenvolver um software de cálculo de enlace, optou-se por procurar outra forma de simulação. Esse foi o principal motivo por não ter se utilizado o Ptolemy nesse trabalho.

4.2. NS2

O NS2 (Network Simulator 2) é um simulador de eventos discretos voltado para pesquisas de redes de comunicação em geral. Por ser um programa para pesquisa de redes, o NS2 é um software voltado para a simulação de protocolos como o TCP, protocolos de roteamento, protocolos de *multicast* que rodam sobre redes com e sem fio [14].

Pelo fato de ser um software de simulação de protocolos, ele não foi utilizado por não ser de interesse desse trabalho no momento analisar protocolos de redes. Entretanto, deseja-se que em trabalhos futuros, analise-se a influência desses diversos protocolos na taxa de rejeição sistêmica. Por esse motivo, esse software poderá ser bastante útil.

4.3. MATLAB E SIMULINK

O Matlab é um software amplamente difundido em todo o meio acadêmico. Desenvolvido pela MathWorks, é talvez o software mais utilizado nas Engenharias. Ele

realiza análise numérica, cálculos com matrizes, processamento de sinais, construção de gráficos em um ambiente de fácil uso de forma com que os problemas sejam expressos como descritos matematicamente, ao contrário de uma programação convencional. Essa facilidade é permitida pela linguagem própria do software que também pode ser chamada de código M [15].

O Simulink pode ser entendido como uma extensão do Matlab em que é possível utilizar o mesmo conceito de blocos utilizado pelo Ptolemy. Os sistemas são montados no Simulink por meio da junção de diversos blocos onde cada um desses blocos tem uma função e que nada mais são, do que códigos M embutidos. O Simulink é extremamente utilizado em teoria de controle e de processamento de sinais para projeto e simulação de multi-domínios.

O Matlab/Simulink permitem ainda a integração com códigos desenvolvidos em outras linguagens de programação como o C, Java e Fortran. Além disso, existem diversas bibliotecas e rotinas já desenvolvidas para o Matlab/Simulink disponíveis na Internet. Essa possibilidade de integração com rotinas de outras linguagens aliadas com um vasto repositório de códigos do Matlab permite ganhar velocidade na produção de códigos e na modelagem de sistemas o que foi o fator fundamental da escolha do Matlab para a produção de um ambiente para simular a taxa de rejeição sistêmica. A seguir será apresentada a biblioteca CML, que foi utilizada nesse trabalho.

4.3.1. CML (*Coded Modulation Library*)

O CML (*Coded Modulation Library*) é uma biblioteca escrita para rodar em MatLab, desenvolvida pela Iterative Solutions que tem como objetivo simular de forma precisa e eficiente sistemas de comunicações modernos. Essa biblioteca não tem nenhum custo, pois é um software livre (*Open Source*) que permite a sua modificação e redistribuição de acordo com os termos da *GNU Lesser General Public* sendo esse um dos principais motivos de sua escolha nessa dissertação [16] [17]. Além disso, como está escrita em MatLab é possível uma integração com o Java e com softwares de análise de antenas GRADMAX e WebPRAC.

Essa biblioteca permite a simulação de vários parâmetros sistêmicos como Modulação, Codificação de Canal, modelos de propagação, entre outros. É possível

assim, montar os parâmetros de um enlace e simular o comportamento em relação a diversas figuras de mérito como o BER (Bit Error Rate), a capacidade de canal, a probabilidade de desvanecimento de blocos de bits, a capacidade de banda, entre outros.

Além de permitir montar um enlace com parâmetros previamente definidos pelo usuário, essa biblioteca já possui previamente configurados, valores dos parâmetros de padrões de sistemas de comunicação modernos como WiMAX, LTE, e o DVB o que possível simular rapidamente o comportamento desses sistemas sem que seja necessário consultar documentos de referências desses padrões para uma simulação concisa.

Como saída dessas simulações, o CML permite que sejam escolhidas diversas figuras de mérito para que se use como comparação entre os resultados obtidos. Como exemplo, pode-se comparar a taxa de BER (Bit Error Rate) por E_b/N_0 de um sistema WiMax com a mesma taxa de BER por E_b/N_0 em um sistema LTE. Além do BER, outros valores de referência podem ser utilizados como figura de mérito.

5. SOFTWARES DE ANÁLISE E OTIMIZAÇÃO DE ANTENAS

Nesse capítulo, pretende-se apresentar dois softwares de análise de antenas convertidos pelo autor para a linguagem Java. Como mencionado no capítulo anterior, é possível integrar o Java com outras linguagens de programação e com bibliotecas do MatLab. Por meio de algoritmos inteligentes trabalhando em conjunto com os parâmetros de entrada desses softwares, será possível realizar o projeto de antenas levando em consideração a taxa de rejeição sistêmica. Esse é o motivo pelo qual esses softwares estão listados nesse texto.

A seguir, será feita uma explanação das características de cada um desses softwares.

5.1. WEBPRAC

O PRAC (*Parabolic Reflector Analysis Code*) é um software amigável para a análise de antenas parabólicas que produz resultados com alta precisão. Ele já foi muito utilizado no ensino de antenas, em pesquisas e também pela indústria atingindo resultados notáveis, sendo comparável com softwares proprietários. Por ser um software gratuito, ele pode ser utilizado e distribuído sem nenhum custo [3] [4].

O PRAC implementa a solução da integral de campo distante, descrita pela equação (5-1), utilizando o método de Jacobi-Bessel [18].

$$\mathbf{E}^{\text{rad}}(\theta, \phi) = -jk\eta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (\mathbf{I} - \hat{\mathbf{R}}\hat{\mathbf{R}}) \bullet \iint_{s'} \mathbf{J}(\mathbf{r}') e^{jkr' \bullet \hat{\mathbf{R}}} ds' \quad (5-1)$$

O WebPRAC é uma evolução do PRAC. O código do PRAC foi primeiramente escrito em Pascal e por esse motivo, só era possível ser executado em ambiente do sistema operacional DOS. Desde o Windows Millenium Edition, o sistema DOS não é mais utilizado dentro da família Microsoft. Quando há necessidade de utilizá-lo, é criada uma instância de emulação do DOS e logo em seguida, executado o código do

PRAC. Essa emulação gera algumas incompatibilidades que dificultavam a utilização do software. Além disso, reescrever o mesmo código para linguagens atuais permitem que ele seja integrado com algoritmos inteligentes de forma a realizar projetos dinâmicos de antenas utilizando como exemplo, a taxa de rejeição sistêmica como parâmetro norteador do projeto.

Esses foram pontos motivadores para que o código do PRAC fosse reescrito na linguagem Java aliada com a tecnologia dos Applets Java . Essa tecnologia, permite que mini-aplicativos sejam executados diretamente na janela de um navegador qualquer, como o Internet Explorer ou o Netscape e, por estar escrito em Java, o WebPRAC pode ser executado em praticamente qualquer sistema operacional, desde que exista uma máquina virtual Java instalada [3] [4] [19].

Para executar o WebPRAC não é necessário que se faça nenhuma instalação, basta que o usuário acesse o endereço referenciado em [20]. Ao acessar esse endereço, o usuário visualizará a imagem da Fig. 5.1. Para utilizar o WebPRAC, basta preencher os parâmetros da antena e clicar em uma das duas opções existentes: “*Run and Plot*” ou “*Run Table*”. A primeira opção realizará a análise da antena e mostrará o diagrama de radiação da mesma. A segunda opção também realizará a análise da antena, entretanto, retornará os valores dos pontos do gráfico traçado em “*Run and Plot*” permitindo que os resultados obtidos sejam exportados para outros softwares.

Como pode-se verificar na Fig. 5.1, os parâmetros de entrada do software:

- ***Frequency***: frequência em que a antena funcionará. Expressa em Ghz.
- ***Dimension Unit***: unidade em que os dados serão incluídos. Pode-se escolher cm, m, polegadas ou pés.
- ***D***: o diâmetro da antena, expressa na unidade selecionada no item anterior.
- ***H***: a altura da antena em relação ao eixo S .
- ***F/Dp Ratio***: a razão entre o valor de F e o valor de Dp .
- ***Phi***: Ângulo de visualização
- ***Inicial theta***: Refere-se ao valor do primeiro ângulo que será feita a análise do ganho.

- **Theta Increments:** Refere-se ao incremento de ângulo em relação ao theta inicial.
- **N. of theta values:** Refere-se ao número de pontos que serão calculados. Combinado com os valores de *Inicial Theta* e *Theta Increments*, esse valor definirá os ângulos thetas que serão calculados.
- **Feed Type:** Refere-se a modelagem matemática do alimentador. Atualmente, apenas o modelo \cos^q está implementado.
- **Feed Pointing Angle:** Refere-se ao ângulo do alimentador em relação ao plano S . Ângulo ψ_f .
- **Feed Taper:** Refere-se ao valor em dB do modelo \cos^q .
- **Feed Taper Angle:** Refere-se ao valor do angulo, em graus do modelo \cos^q .

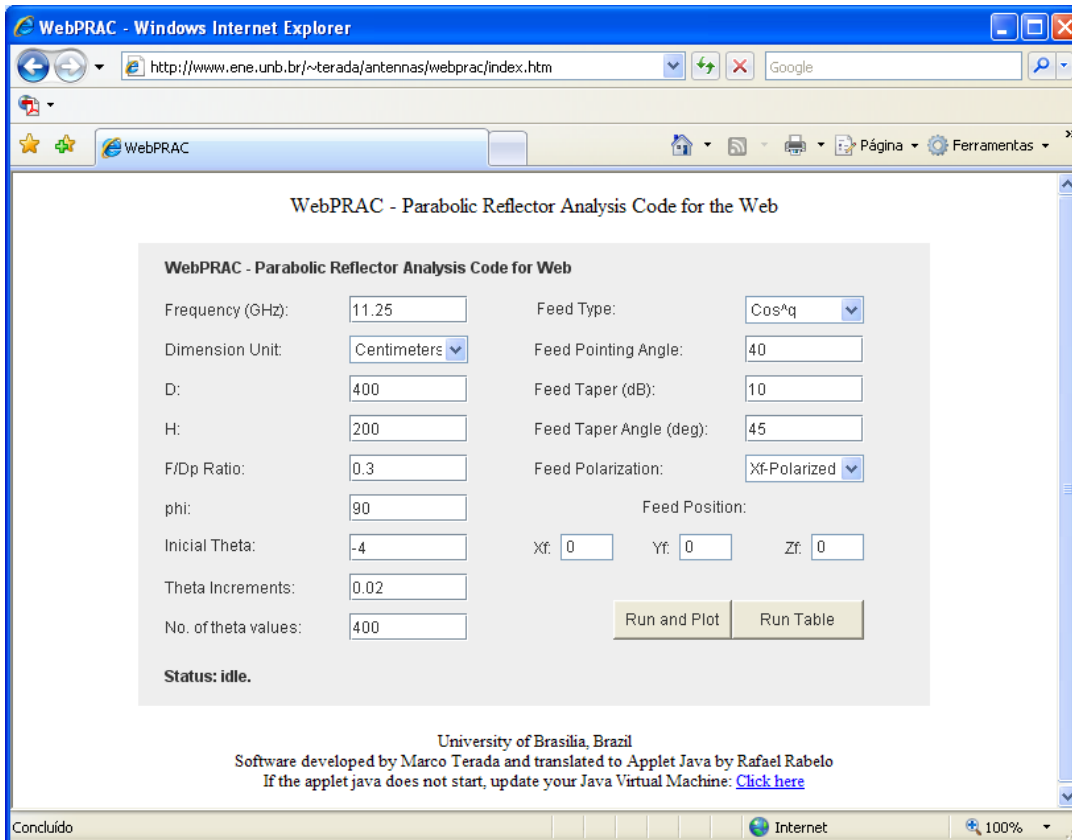


Fig. 5.1 – Tela inicial do WebPRAC

Fig. 5.2 mostra os parâmetros geométricos do refletor parabólico offset. Cada uma das variáveis dessa figura são descritos pela Tabela 5.1.

A Fig. 5.3 mostra o gráfico que é traçado a partir dos valores padrão que são carregados em conjunto com o WebPRAC. Eles são referentes a uma antena com 4 m de diâmetro e que opera na frequência de 11.25 Ghz.

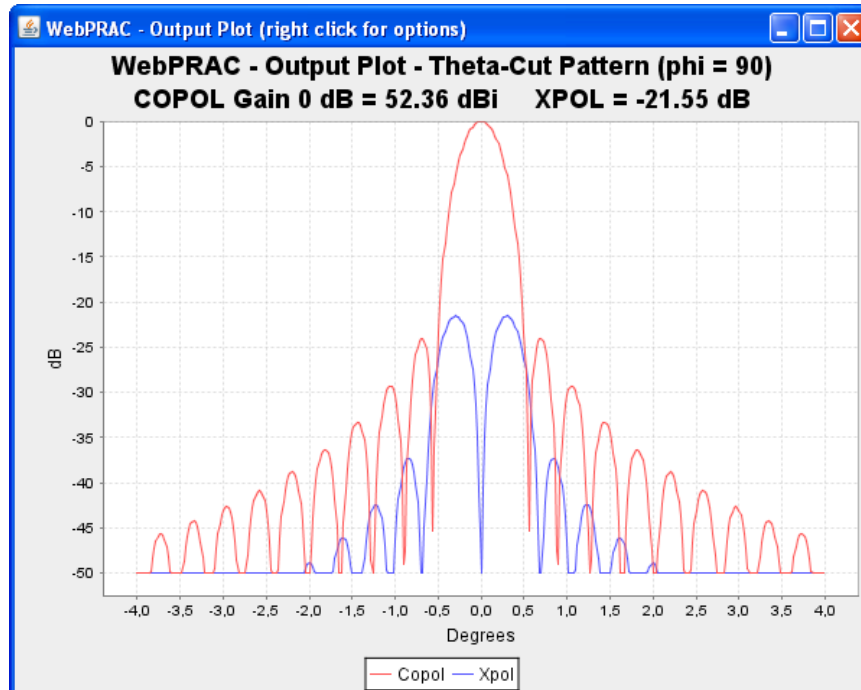


Fig. 5.3 – Diagrama de radiação da antena padrão do WebPRAC

5.2. GRADMAX FOR WEB

O *GRADMAX for Web* é um software de análise e otimização de antenas de fio, escrito primeiramente em 1991 para MS-DOS. Nas últimas décadas, antenas de fios sempre estiveram relacionadas a sistemas de radiodifusão. Apesar de também terem sido utilizadas para outras aplicações abaixo de 2 GHz como o GPS, apenas com o advento da TV Digital esse tipo de antena começou a ser pesquisada novamente.

A possibilidade de se desenhar e otimizar conjuntos de antenas de fio requer cálculos precisos. O método dos momentos é empregado para determinar de forma concisa a impedância de entrada e a distribuição de corrente, já que são informações naturalmente relevantes para o efeito de acoplamento mútuo [21][22][23]. A equação (5-2) é a principal equação do sistema de equações diferenciais implementadas no código onde k é uma constante de fase, $\hat{s}(p)$ indica a direção do p -ésimo elemento de

fio com tamanho axial s_p , \hat{i}_q é um vetor unitário que indica a direção o q-ésimo fio, R é a distancia entre o p-ésimo e o q-ésimo fio e ϕ é o ângulo com referência ao q-ésimo fio [2].

$$\sum_{s_{1p}}^{s_{2p}} \int \left[\hat{i}_p \cdot \hat{s}(p) I(s_p) + \frac{1}{k^2} \frac{dI_p(s_p)}{ds_p} \hat{i}_q \cdot \nabla \right] \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} d\phi \right] ds_p = \frac{4\pi}{j\omega\mu_0} \hat{i}_q \cdot \vec{E}_i \quad (5-2)$$

Da mesma forma que o *WebPRAC*, o *GRADMAX for Web* está escrito na tecnologia de Applets Java e, para acessar o software, basta entrar no endereço abaixo utilizando qualquer navegador de Internet como o Netscape, Opera ou Internet Explorer.

Ao acessar o endereço referenciado por [20] e clicar em “Wire Antennas”, o usuário visualizará a imagem da Fig. 5.4. Na primeira tela é possível ter acesso a alguns exemplos pré-definidos de antenas bem conhecidas, entre elas:

- Dipolo;
- Cardióide;
- Yagi;
- Monopolo com 6 fios;
- V-Dipolo.

Com isso, o usuário pode escolher um dessas antenas pré-definidas e clicar no botão “Load” para que os parâmetros sejam carregados e logo em seguida, pode-se clicar em “Run” para que seja feita uma análise da antena e o seu diagrama de radiação calculado e traçado. A Fig. 5.5 mostra o digrama de radiação nos planos xy e xz para um dipolo com 45 cm de diâmetro. Outra opção é o botão “Segments” que mostra os segmentos em qual o fio é dividido para o cálculo pelo método dos momentos.

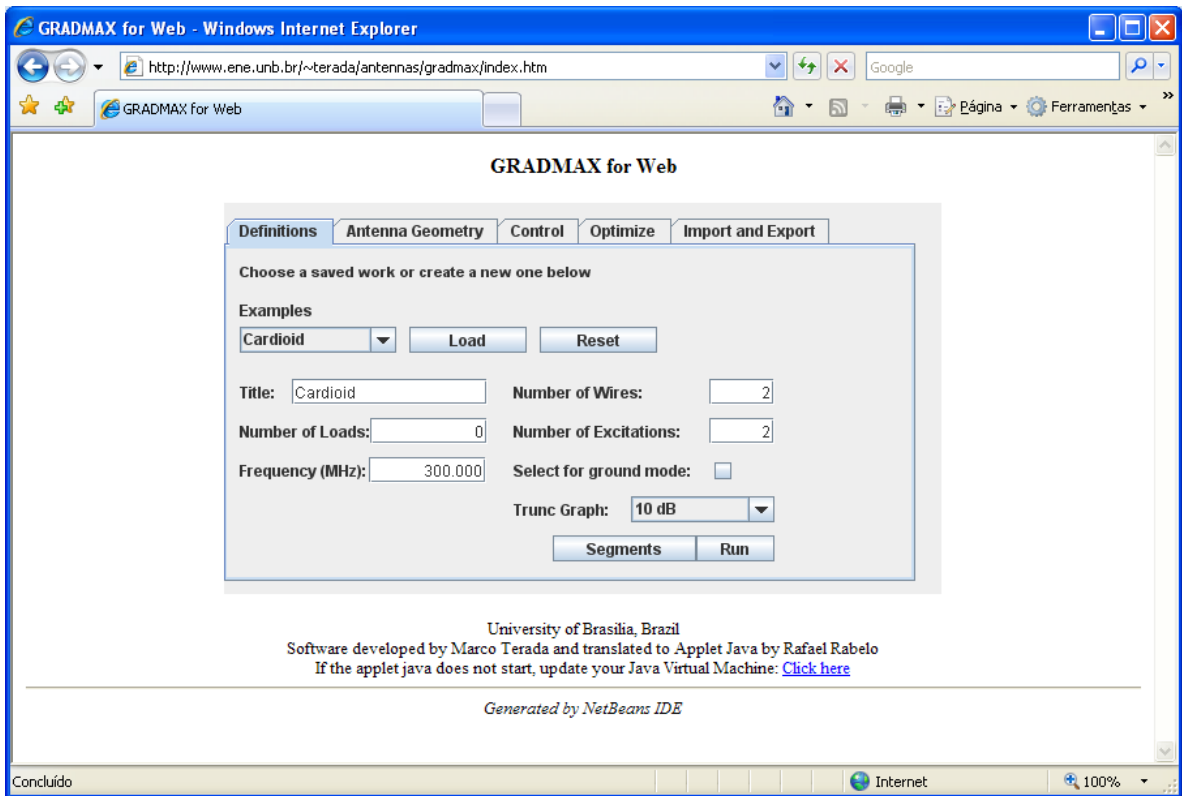


Fig. 5.4 – Tela inicial do GRADMAX para Web

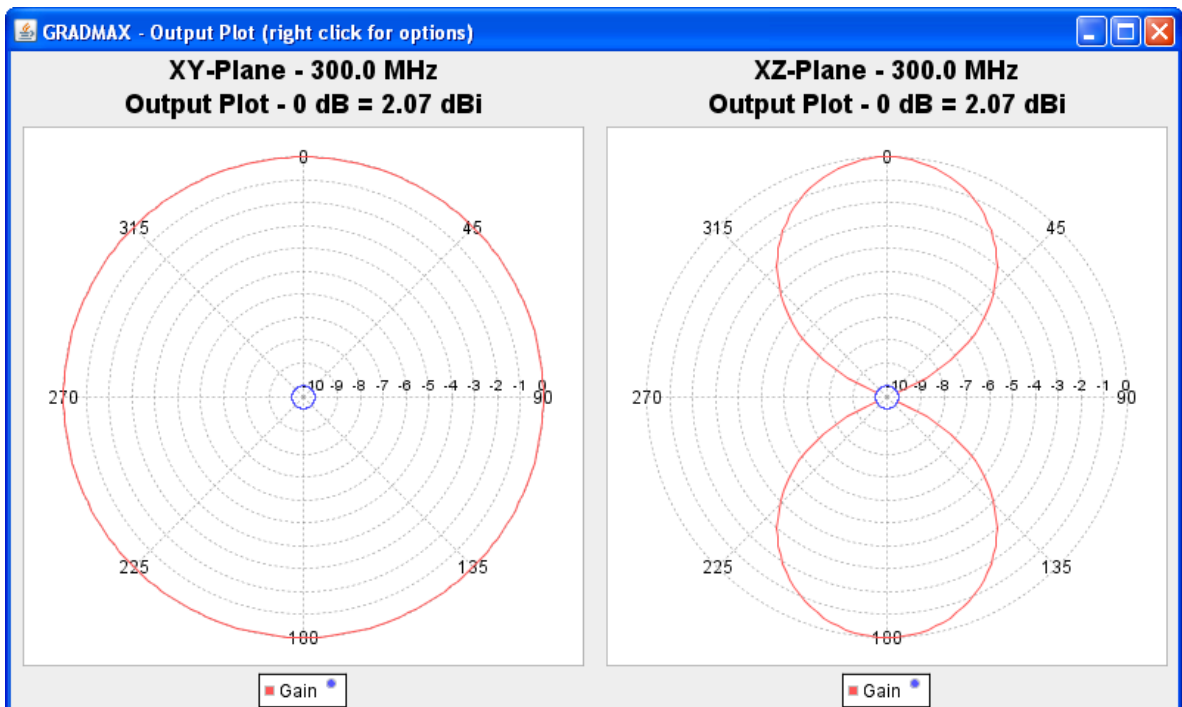


Fig. 5.5 – Diagrama de radiação de um dipolo

5.2.1. Incluindo uma nova antena no GRADMAX for Web

Caso o usuário deseje analisar outra antena que não seja uma das pré-definidas, pode-se utilizar o botão “Reset” para limpar todos os parâmetros da antena. Logo em seguida, o usuário deve preencher três abas:

- *Definitions*;
- *Antenna Geometry*;
- *Control*.

Primeiramente o usuário deve preencher os campos da aba *Definitions*. São eles:

- *Title*: O nome da antena. É um campo texto qualquer;
- *Number of wires*: Número de fios dessa antena. Atualmente está limitada 100 fios.
- *Number of loads*: Número de cargas da antena.
- *Number of excitations*: Número de excitações para a antena.
- *Frequency (Mhz)*: A frequência de operação da antena, em Mhz.
- *Select for ground mode*: Essa opção deve estar selecionada caso a antena esteja operando no modo terra.
- *Trunc graph*: O valor em que o gráfico será truncado em relação ao máximo da antena. Por padrão, está setado em 10 dB.

Logo em seguida, deve ser preenchida a aba *Antenna Geometry* com os parâmetros referente a cada fio. Para modificar de fio, basta utilizar os botões de navegação “Next wire” e “Previous wire”.

Para o preenchimento dessa aba, sugere-se que primeiro seja feito um desenho como o da Fig. 5.6 para facilitar a visualização da antena e a inclusão das coordenadas e informações dos fios corretamente. Essa figura mostra um exemplo de uma antena em que 1, 2 e 3 são fios. As coordenadas x, y e z de cada ponto devem ser inseridos nos campos X1, X2, Y1, Y2, Z1 e Z2. O valor de NS deve ser preenchido com o número de segmentos do fio. Os valores de C1 e C2 definem os pontos de conexão e para o iésimo

(i) fio. Deve ser levado em conta que uma conexão existe apenas com um fio anteriormente definido. Os valores para C1 e C2 valem:

- 0: quando não houver conexão;
- -i: conexão ao plano terra;
- k: se o ponto final do fio “i” estiver conectado com o fio “g” (E1 com E2 ou E2 com E1), onde $k < i$;
- -k: se o ponto final do fio “i” estiver conectado com o fio “g” (E1 com E1 ou E2 com E2), onde $k < i$. Conexões negativas geram problemas quando for utilizada a opção de otimização.
- Fio 1
 - C1 = -1 (conexão do ponto E1 - plano terra);
 - C2 = 0 (é nulo pois os fios 2 e 3 ainda não foram definidos).
- Fio 2
 - C1 = 1 e C2 = 0
- Fio 3
 - C1 = 1 (ou -2) e C2 = 0

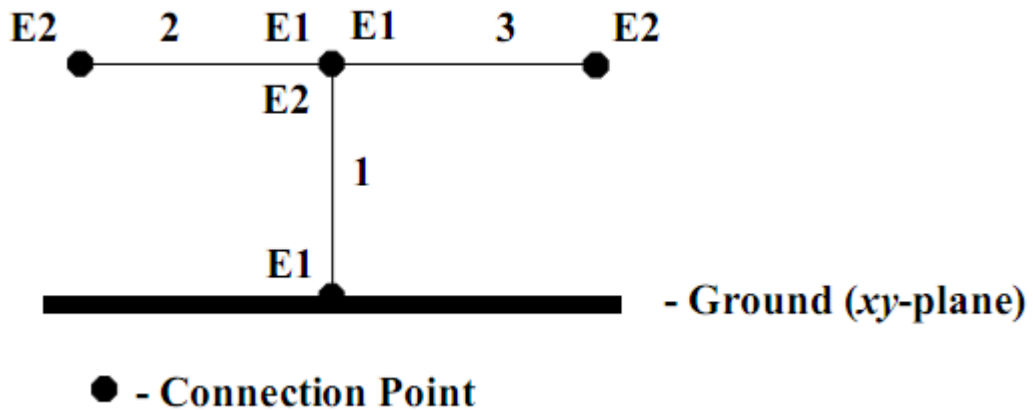


Fig. 5.6 – Exemplos de conexão dos fios da antena

5.2.2. Dicas e Erros comuns de utilização

- Os diagramas de radiação são desenhados apenas nos planos xy e xz. O usuário deve dispor as antenas de forma que pelo menos um dos principais planos sejam traçados.
- O plano terra deve ser o xy.
- Todas as dimensões devem estar em metros.
- Os pontos decimais são sempre fixados nos campos de entrada.
- A opção “Segments” mostra as coordenadas geométricas associadas a cada segmento. Essa função é importante para garantir a convergência da parte imaginária da impedância nos casos em que o número de fios é muito grande. Se o número de segmentos for mudado, o número do pulso do(s) ponto(s) de alimentação também precisarão ser mudados.
- Um número par de segmentos resulta em um número ímpar de pulsos, tal que exista um pulso no centro do fio.
- Os pontos de alimentação devem estar sempre localizados sobre um fio ou em um local com uma conexão diferente de zero.
- Um fio muito pequeno (ex: 2.5 Ghz) dividido em 50 ou mais segmentos causará certamente problemas numéricos de overflow.
- Para que se obtenha uma boa precisão, deve-se utilizar de 10 a 20 segmentos por λ e com raio $R \leq \lambda/100$

5.2.3. Otimização

A opção de otimização disponível nesse programa implementa o método modificado do Gradiente para encontrar geometrias em que o ganho seja maior [24]. Podem ser realizadas otimizações na forma de um fio (modelado como uma série de fios direitos) quanto a otimização da distância entre os diferentes fios, restritos a uma matriz de monopolos [25].

Para realizar a otimização, deve-se preencher as informações dos fios e clicar no botão “*Angle*” caso desejar otimizar com relação ao ângulo, ou “*Distance*” caso desejar realizar a otimização pela distância. A Fig. 5.7 mostra a tela que possui a aba com os dois comandos.

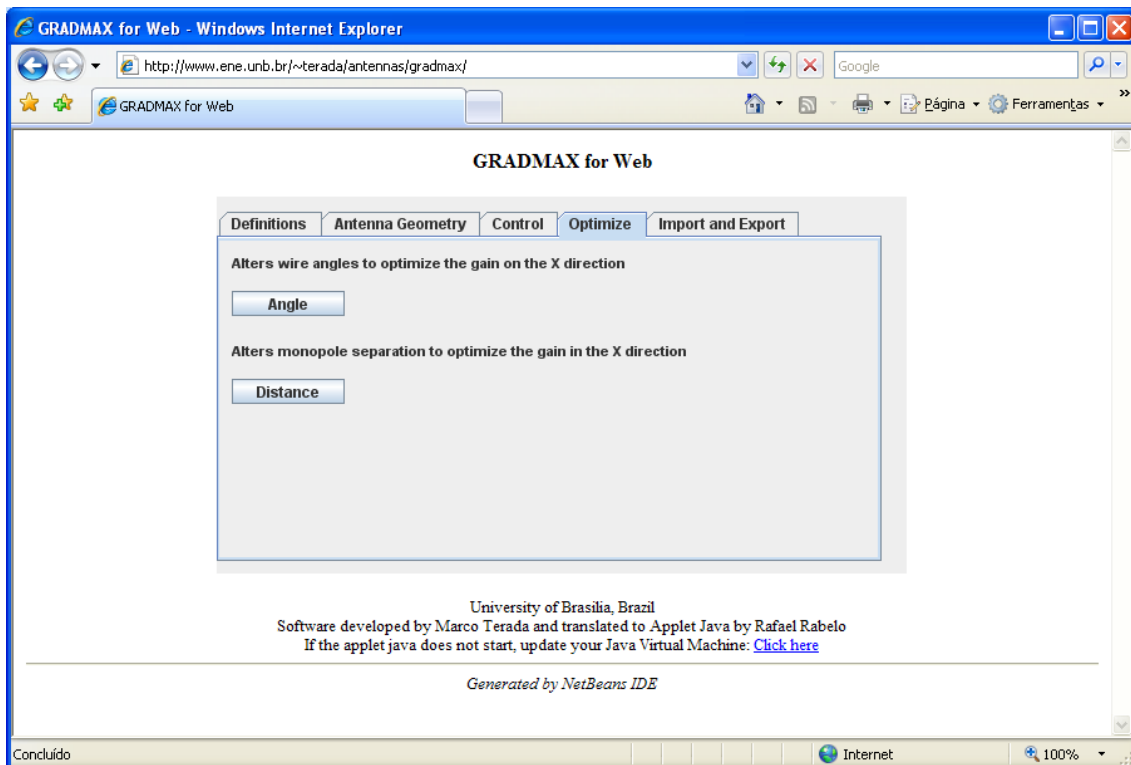


Fig. 5.7 – Tela de Otimização no *GRADMAX for Web*

Após clicar em um dos dois botões, a otimização será realizada. A cada iteração da otimização, aparecerá uma caixa como a da Fig. 5.8 com as informações de voltagem, corrente, impedância, ganho antes da otimização e o ganho após essa iteração. Essa caixa dá duas opções ao usuário: continuar ou interromper a otimização. Caso a otimização seja interrompida, será traçado o diagrama de radiação da antena otimizada até essa iteração. É possível continuar a otimização até que não se tenha mais nenhum avanço após uma outra iteração. Nesse ponto, a otimização será finalizada e o diagrama de radiação final será traçado. Além disso, os dados da nova geometria da antena otimizada estarão disponíveis na aba “*Antenna Geometry*”.

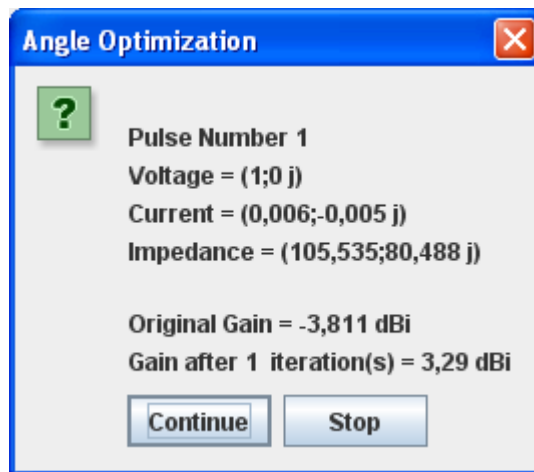


Fig. 5.8 – Caixa contendo opções de continuar ou interromper a otimização

5.2.4. Importar e Exportar Antenas

Por questões de segurança, a tecnologia de Java Applets não permite que se abra ou grave arquivos na máquina do usuário. Essa característica dessa tecnologia gerou uma dificuldade na manipulação dos dados do *GRADMAX for Web* já que a inclusão das informações da antena pode se tornar bastante dispendiosa a medida que o número de fios aumenta. Sendo assim, foi criado um recurso para permitir a exportação e importação dos dados da antena digitados nas abas *Definitions*, *Antenna Geometry* e *Control*.

A partir do momento que os dados de uma antena qualquer já estiverem sido digitados no *GRADMAX for Web*, pode-se utilizar o botão “*Export*” da aba “*Import and Export*” para exportar essas informações. Ao clicar nesse botão, aparecerá uma janela parecida com a Fig. 5.9 que conterà as informações referentes a antena digitada. Essa informação deve ser salva em algum arquivo texto para que seja posteriormente utilizada. Os campos contendo as informações da antena estão separados por um ponto e vírgula “;”.



Fig. 5.9 – String para armazenamento dos dados incluídos

Num outro momento, o usuário pode colar essa String no campo destinado a esse fim e clicar no botão ao lado “*Import*”, mostrados na Fig. 5.10. Ao fazer isso, todas as informações referentes a antena previamente digitada e exportada estarão disponíveis para uso no *GRADMAX for Web* nas abas de origem.

Pode-se estudar a utilização de *Cookies* em conjunto com *Applets* Java para que seja permitido salvar as informações dessas antenas nos arquivos temporários dos browsers dos usuários em futuras versões do *GRADMAX for Web*. Isso melhorará a usabilidade desse software.

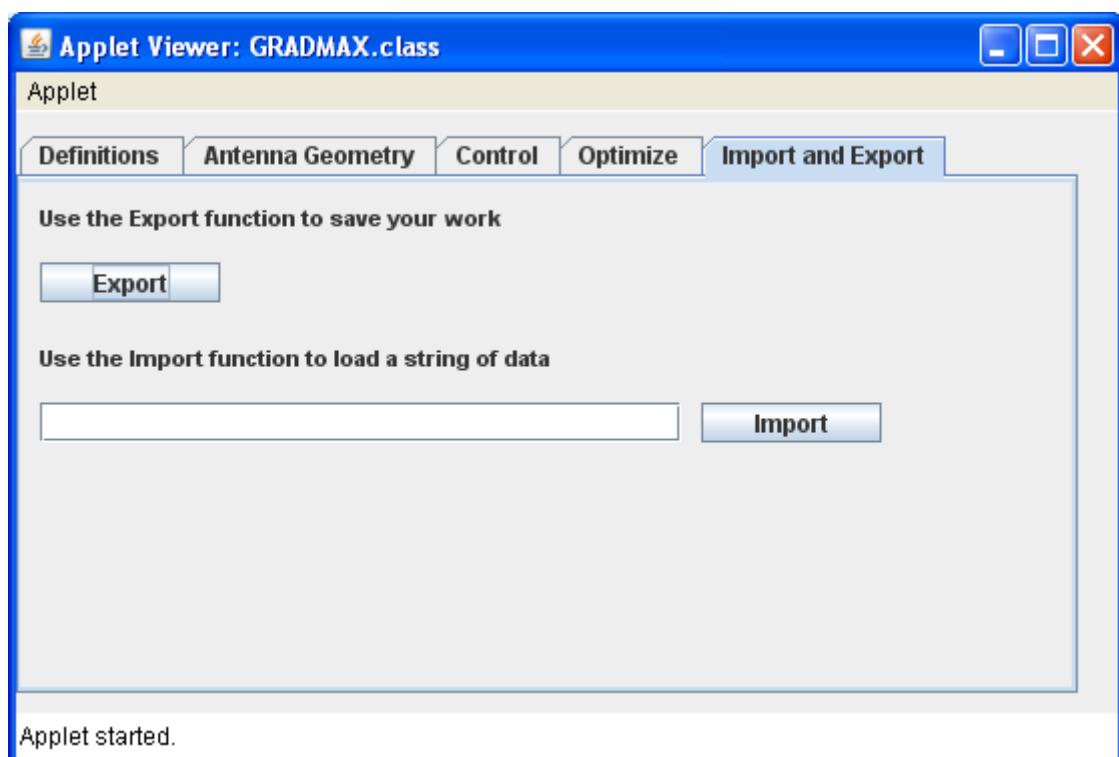


Fig. 5.10 – Tela para inclusão de uma String anteriormente armazenada

6. SIMULAÇÕES

Primeiramente, foi realizado o teste de um cenário preparado no CML em conjunto com o Matlab. Esse teste analisou o comportamento de duas modulações em um canal AWGN comparado com os resultados obtidos em bibliografias. O objetivo é analisar a confiabilidade da biblioteca.

Logo após, foi incluída a interferência de um sinal QPSK de forma a indicar a influência na taxa de rejeição sistêmica pelos dois esquemas de modulação propostos. A figura de mérito utilizada na comparação é o BER (*bit error rate*) e o enlace com a taxa de rejeição sistêmica é ainda tópico de investigação.

6.1. AVALIAÇÃO DO 16-QAM NO CML

Para avaliação do 16-QAM em um canal AWGN, foram utilizados os parâmetros do CML listados na Fig. 6.1. Esses parâmetros são o registro número “3” do arquivo “uncodedscenarios.m” disponível pela biblioteca. Esses parâmetros na verdade traduzem que será simulada a relação Eb/N variando de 0 a 20 dB, com modulação 16-QAM, código de Gray sobre um canal AWGN.

```
record = 3;
sim_param(record).comment = 'Uncoded 16-QAM in AWGN w/ gray labeling';
sim_param(record).sim_type = 'uncoded';
sim_param(record).SNR = [0:0.5:20];
sim_param(record).SNR_type = 'Eb/No in dB';
sim_param(record).framesize = 100000;
sim_param(record).modulation = 'QAM';
sim_param(record).mod_order = 16;
sim_param(record).mapping = 'gray';
sim_param(record).channel = 'AWGN';
sim_param(record).bicm = 1;
sim_param(record).demod_type = 0;
sim_param(record).linetype = 'm: ';
sim_param(record).legend = sim_param(record).comment;
sim_param(record).filename = strcat( data_directory, 'QAM16AWGN.mat');
sim_param(record).reset = 0;
sim_param(record).max_trials = 10000*ones( size(sim_param(record).SNR) );
sim_param(record).minBER = 1e-6;
sim_param(record).max_frame_errors = 220*ones( size(sim_param(record).SNR) );
sim_param(record).save_rate = 100;
```

Fig. 6.1 - Dados de entrada para simulação do CML – 16-QAM

6.2. AVALIAÇÃO DO 64-QAM NO CML

Da mesma forma realizada anteriormente, foi avaliado o comportamento do 64-QAM em um canal AWGN. Foram utilizados os parâmetros do CML listados na Fig. 6.2. Esses parâmetros são o registro número “12” do arquivo “uncodedscenarios.m” disponível na biblioteca. Esses parâmetros na verdade traduzem que será simulada a relação E_b/N variando de 0 a 20 dB, com modulação 64-QAM, código de Gray sobre um canal AWGN.

```
record = 12;
sim_param(record).comment = 'Uncoded 64-QAM in AWGN w/ gray labeling';
sim_param(record).sim_type = 'uncoded';
sim_param(record).SNR = [0:0.5:20];
sim_param(record).SNR_type = 'Eb/No in dB';
sim_param(record).framesize = 1e4;
sim_param(record).modulation = 'QAM';
sim_param(record).mod_order = 64;
sim_param(record).mapping = 'gray';
sim_param(record).channel = 'AWGN';
sim_param(record).bicm = 1;
sim_param(record).demod_type = 0;
sim_param(record).linetype = 'b: ';
sim_param(record).legend = sim_param(record).comment;
sim_param(record).filename = strcat( data_directory, 'QAM64AWGN.mat');
sim_param(record).reset = 0;
sim_param(record).max_trials = 1e5*ones( size(sim_param(record).SNR) );
sim_param(record).minBER = 1e-5;
sim_param(record).max_frame_errors = 20*ones( size(sim_param(record).SNR) );
sim_param(record).save_rate = 100;
```

Fig. 6.2 - Dados de entrada para simulação do CML – 64-QAM

A Fig. 6.3 e a Tabela 6.1 mostram os resultados obtidos com essa simulação. Nelas, é possível verificar a taxa de erro de símbolos para a modulação 16-QAM e para a modulação 64-QAM. A Fig. 2.16 do capítulo 2, mostra essa mesma taxa de erro calculada matematicamente de acordo com as equações propostas por [10]. Os valores numéricos da Fig. 2.16 foram transcritos para a Tabela 6.1 na coluna “Bibliografia”.

Para fins de comparação, considere uma taxa de erro de símbolos de 10^{-4} . Segundo os resultados mostrados na Fig. 2.16, tem-se para o 16-QAM uma E_b/N de 13 dB e para o 64-QAM uma E_b/N de 18 dB. Esses resultados são bem próximos dos obtidos com o CML (Fig. 6.3). Sendo assim, considera-se essa biblioteca com bons resultados em relação à bibliografia publicada para as simulações que serão realizadas.

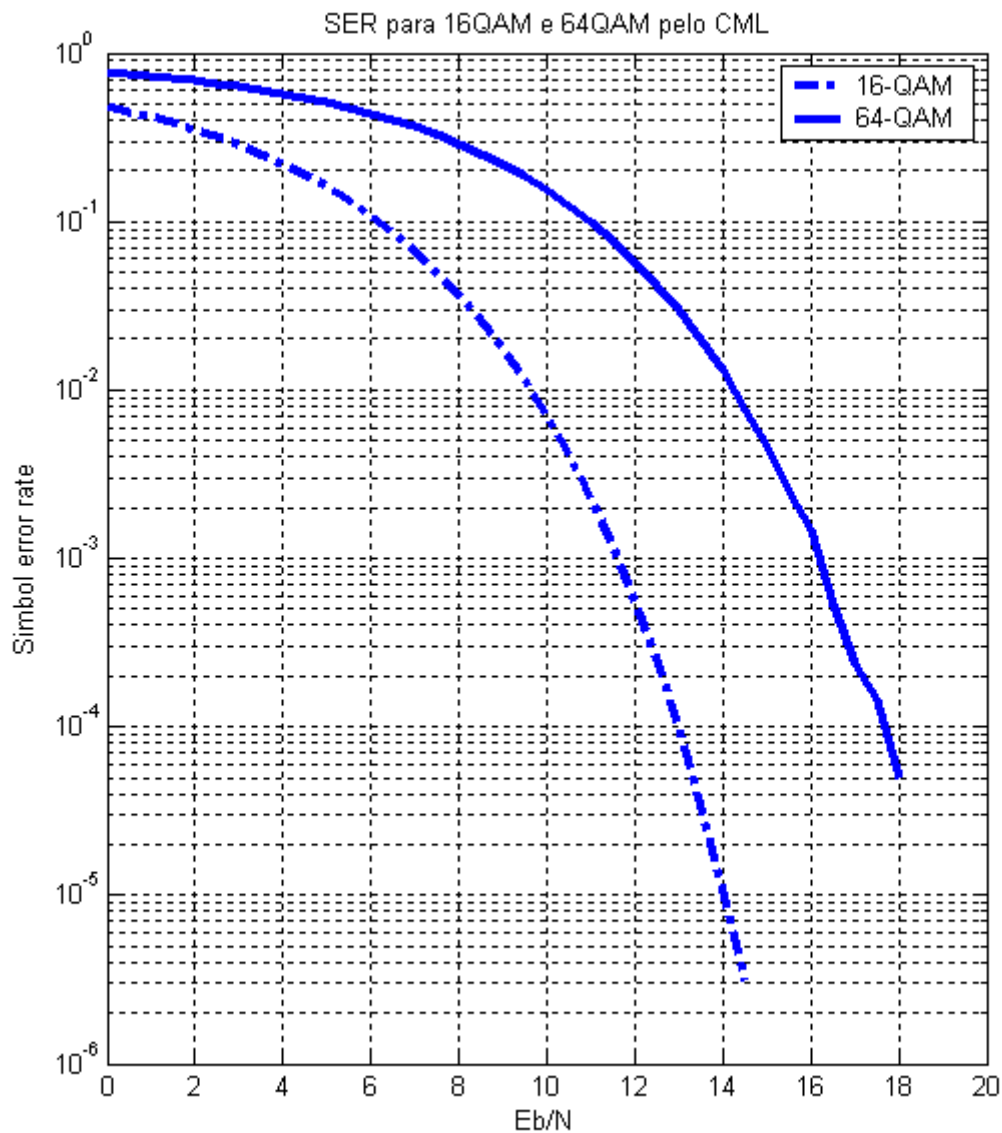


Fig. 6.3 – Taxa de erros de símbolos do 16-QAM e 64-QAM calculados pelo CML

Tabela 6.1- Comparativo entre os resultados do CML e da Bibliografia

Eb/N	Taxa de Erro 16-QAM		Taxa de Erro 64-QAM	
	Calculado – CML	Bibliografia	Calculado - CML	Bibliografia
8 dB	0.0366	0.5	-	-
10 dB	0.007	$0,7 \cdot 10^{-2}$	-	-
12 dB	0.0006	$0,7 \cdot 10^{-3}$	0.0578	$5 \cdot 10^{-2}$
14 dB	$1,0482 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$	0.0130	$1 \cdot 10^{-2}$
16 dB	-	-	0.0015	$2 \cdot 10^{-3}$
18 dB	-	-	$5 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-5}$

6.3. AVALIAÇÃO DA TAXA DE REJEIÇÃO SISTÊMICA PARA DIVERSOS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO

Para avaliação da taxa de rejeição sistêmica em esquemas de modulação diferentes, considere um cenário no qual uma antena transmita com modulação QPSK. Considere também que essa antena possua o seu lóbulo principal e que também possua dois lóbulos laterais interferindo em dois outros enlaces, sendo um 16-QAM e outro 64-QAM, como mostrado pela Fig. 6.4.

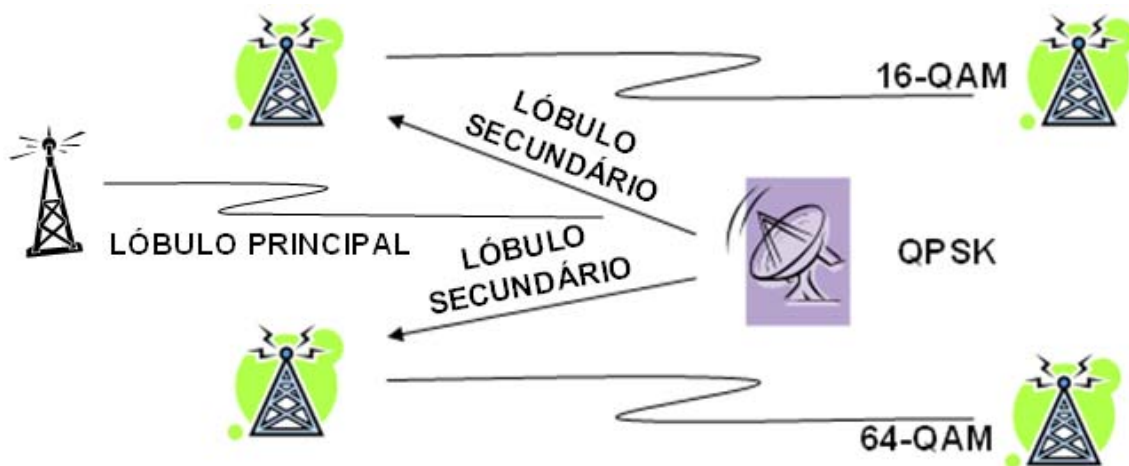


Fig. 6.4 – Ilustrativo com os enlaces propostos

Para realizar essa simulação, essa interferência foi introduzida no arquivo que simula o canal de um sistema de comunicação, ou seja, o arquivo “cmlchannel.m”. Essa interferência está mostrada pela Fig. 6.5 e foi gerada pela inclusão do código listado pela Fig. 6.6 que gera a constelação QPSK. Essa interferência então é somada ao sinal 16-QAM e ao sinal 64-QAM recebido por uma determinada antena.

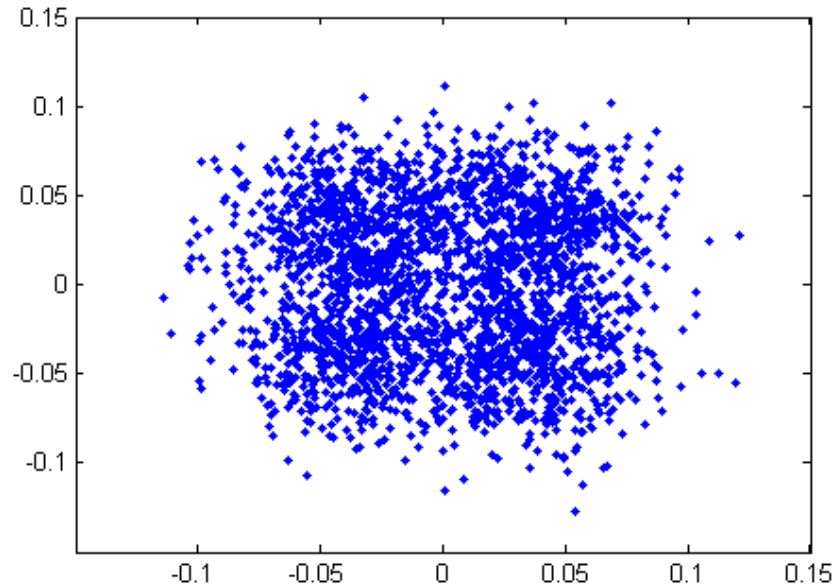


Fig. 6.5 – Constelação QPSK interferente

```

qpsk_data = round( rand( 1, code_param.data_bits_per_frame/8 ) );
qpsk_matrix = [(sqrt(2)/2)+j*(sqrt(2)/2) -(sqrt(2)/2)+j*(sqrt(2)/2) (sqrt(2)/2) -
j*(sqrt(2)/2) -(sqrt(2)/2)-j*(sqrt(2)/2)];
qpsk_s = Modulate( qpsk_data, qpsk_matrix);
qpsk_EbNo = 10.^(3/10);
qpsk_EsNo = qpsk_EbNo*(code_param.rate/4);
qpsk_variance = 1/(2*qpsk_EsNo);
qpsk_noise = sqrt(qpsk_variance)*( randn(1,code_param.symbols_per_frame/4) +
j*randn(1,code_param.symbols_per_frame/4) );
qpsk_a = ones(1,code_param.symbols_per_frame/4);

qpsk_interferency = qpsk_a.*qpsk_s + qpsk_noise;
qpsk_interferency = qpsk_interferency*0.05;

for m=0:2499
    k=m*4;
    qpsk_interferency2(k+1)=qpsk_interferency(m+1);
    qpsk_interferency2(k+2)=qpsk_interferency(m+1);
    qpsk_interferency2(k+3)=qpsk_interferency(m+1);
    qpsk_interferency2(k+4)=qpsk_interferency(m+1);
end

(...)

r = a.*s + noise + qpsk_interferency2;

```

Fig. 6.6 - Código incluído para injeção de um sinal QPSK

As simulações são então realizadas e os resultados obtidos são as curvas de erro de bit por Eb/No mostradas nas Fig. 6.7 e Fig. 6.8 (foi considerado como interferências tanto o sinal QPSK como o ruído branco). Sem perda de generalidade, considere para este exemplo que o BER aceitável é de 10^{-3} .

Portanto, uma antena com lóbulos laterais simétricos que provoque uma interferência aceitável nos 2 casos estaria aproximadamente 6,5 dB abaixo do limiar necessário para garantir o BER no caso 16-QAM (menos sensível pois usa menos bits por símbolo). Nesta linha de raciocínio, a antena poderia ser assimétrica possibilitando o lóbulo lateral que interfere no enlace 16-QAM ser 6,5 dB superior ao anterior (isto corresponde a mais de 4 vezes mais potência). A possibilidade de ajuste em um dos lóbulos laterais baseado no esquema de modulação insere um grau adicional de liberdade no projeto da antena, o que leva a novas técnicas de síntese e geometrias melhor adaptadas aos cenários reais de uso.

Esse fato nos leva a crer que a modulação pode ser levada em consideração no projeto dessas antenas e ainda, com esses resultados, supõe-se que outros parâmetros de sistemas dos sistemas de comunicação como codificação de canal, codificação de fonte, criptografia, multiplexação, múltiplo-acesso, entre outros, influenciarão em algum grau, o projeto das antenas.

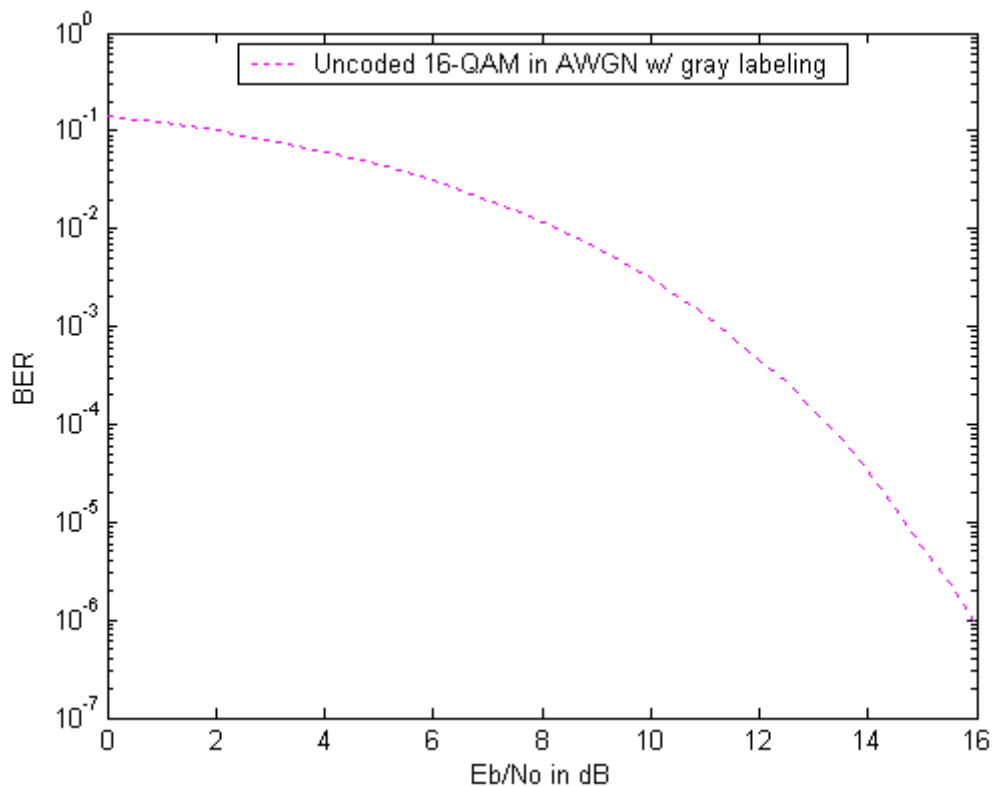


Fig. 6.7 – 16-QAM recebendo interferência de uma fonte QPSK e com ruído branco aditivo gaussiano

Deseja-se então aliar o projeto de antenas com esses resultados. Por meio da integração dos softwares de análise de antenas traduzidos para Java como o *GRADMAX for Web* e o *WebPRAC* aliado a algoritmos inteligentes de redes neurais, algoritmos genéticos [26] [27], ou outras técnicas, deseja-se projetar antenas dinamicamente. Entretanto, como ainda não foi possível essa integração, essa tarefa fica sugerida como trabalho futuro.

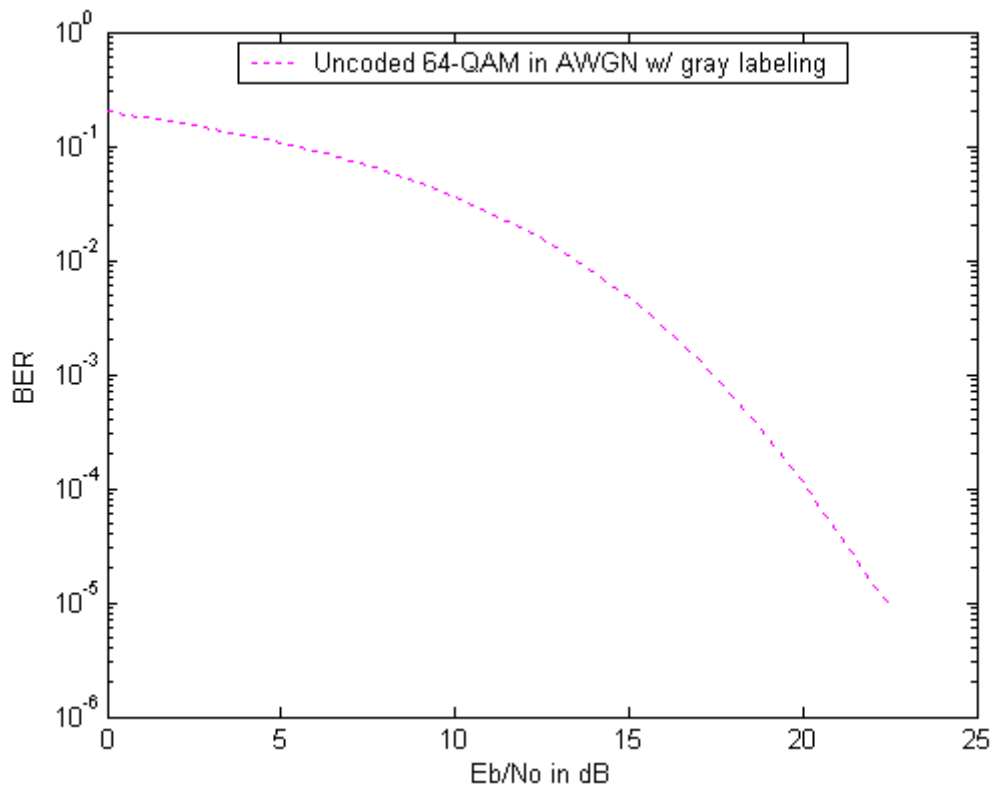


Fig. 6.8 – 64-QAM recebendo interferência de um lóbulo de uma transmissão QPSK e com ruído branco aditivo gaussiano

7. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos nesse trabalho permitiram deduzir que parâmetros sistêmicos como a modulação têm influência na taxa de rejeição sistêmica. A diferença de 6,5 dB entre os dois esquemas de modulação testados (16-QAM e 64-QAM) podem ser traduzidos em um ganho maior na relação S/N se as antenas forem projetadas levando em consideração esse parâmetro, o que se traduz em maiores taxas de transmissão e melhor aproveitamento espectral.

O resultado obtido permite inferir que outros parâmetros sistêmicos como protocolos, codificação de canal, codificação de fonte, e outros, também podem ter influência nos resultados obtidos. A verificação da influência de cada um desses parâmetros fica proposto como um trabalho futuro além da integração dos softwares atualizados nesse trabalho (GRADMAX e WebPRAC) com bibliotecas de análise de enlaces (CML) trabalhando aliados com algoritmos genéticos.

Com isso, as taxas de aproveitamento espectral conseguidas atualmente poderão ser incrementadas com o refinamento de técnicas como a proposta por esse trabalho e com isso, permitir melhorias nos sistemas de comunicação atuais como o WiMAX e o LTE.

Do ponto de vista de pesquisa e ensino, o presente trabalho resultou na publicação de um artigo em periódico internacional [3], uma publicação em congresso internacional [4], e na implementação de dois programas computacionais (*WebPRAC* e *GRADMAX for Web*). Recentemente, submeteu-se um segundo artigo para publicação em periódico internacional [2].

8. REFERÊNCIAS

- [1] R. Rabelo, “Redes de Acesso Metropolitanas Sem-fio”. Congresso de Iniciação Científica, 2005. Brasília-DF.
- [2] R. Rabelo, M. Terada, “Analysis and Optimization of Wire Antennas over the Internet”. Artigo submetido para a *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
- [3] R. Rabelo, M. Terada and W. Stutzman, “Analysis of Reflector Antennas through the World Wide Web”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 49, p. 113-116, Apr. 2007.
- [4] R. Rabelo, M. Terada and W. Stutzman, “WebPRAC: A Reflector Antenna Analysis Code for the Internet”, 2008. *IEEE Antennas and Propagation Symposium, 2008, San Diego – California. Proceedings of the 2008 IEEE Antennas and Propagation Symposium 2008. v.1, p. 1-4*.
- [5] Stallings, William, “Wireless Communication and Networks”, Editora Prentice Hall, Primeira Edição, 2001.
- [6] Couch, Leon W., “Digital and Analog Communication Systems”, Editora Prentice Hall, Sexta Edição, 2001.
- [7] B.P.Lathi, “Modern Digital and Analog Communications Systems”, Oxford University Press, Terceira Edição, 1998.
- [8] L. Harte, R. Kikta, R. Levine, “3G wireless demystified”, Editora McGraw-Hill Professional, Primeira Edição, 2001.
- [9] OFDMA Resource - <http://users.ece.utexas.edu/~iwong/OFDMAResAlloc.htm> acessado em 11/Jul/2009.
- [10] J.G.Proakis, M.Salehi, “Communications Systems Engineering”, Prentice Hall, Segunda Edição, 2001.
- [11] HELD, Gilbert, “Comunicação de dados”, Tradução da Sexta Edição. Editora Campos, 2000.
- [12] M. Terada, “Reflector Antennas”, Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, John Wiley & Sons, 1999.
- [13] Ptolemy Project Home Page - <http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/> acessado em 01/Fev/2009.

- [14] The Network Simulator - <http://www.isi.edu/nsnam/ns/> acessado em 01/Mar/2009.
- [15] The MathWorks – Matlab and Simulink for Technical Computing - <http://www.mathworks.com/> acessado em 20/Mar/2009.
- [16] Coded Modulation Library – <http://www.iterativesolutions.com> acessado em 01/Abr/2009.
- [17] Lesser GPL License - <http://www.fsf.org/licenses/lgpl.html> acessado em 26/Abr/2009.
- [18] E.A.Paes, M.A.B.Terada, “Análise de refletores offset com polarização circular”, Projeto Final de Graduação, Dezembro/1997 – Universidade de Brasília.
- [19] Java Technology - <http://java.sun.com> – acessado em 01/Julho/2009.
- [20] Antennas Codes - <http://www.ene.unb.br/~terada/antennas> - acessado em 01/Julho/2009.
- [21] E.K. Miller and G.J. Burke, “Personal Computer Applications in Electromagnetics”, IEEE Antennas and Propagation Newsletter, Feb. 1983.
- [22] S.T. Li, J.W. Rockway, J.C. Logan and D.W.S. Tam, Microcomputer Tools for Communications Engineering, Artech House, Dedham, MA, 1983.
- [23] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, Antenna Theory and Design, John Wiley and Sons, New York, 1981.
- [24] F.M. Landstorfer and R.R. Sacher, Optimization of Wire Antennas, John Wiley and Sons, London, 1986.
- [25] M.A.B Terada, Otimização de Antenas de Fios através do Método do Gradiente Modificado, 1991.
- [26] D. Correia, A.J.M. Soares, M.A.B. Terada, “Optimization of Gain, Impedance and Bandwidth in Yagi-Uda Antennas Using Genetic Algorithm”, 1999 SBMO/IEEE MTT-S, AP-S and LEOS International Microwave and Optoelectronics Conference, Rio de Janeiro – RJ, August 9-12, 1999.
- [27] L.L.Recova, M.A.B. Terada, “Projeto de Antenas Alimentadoras Usando Redes Neurais”, VIII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica: SBMO98, Joinville-SC, Julho de 1998.