

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TEORIA DA APROXIMAÇÃO APLICADA À
CONSTRUÇÃO DE FUNÇÕES SDR

ALEXANDRE KIOTO ARAUJO YAMAGUCHI
MARCOS VINÍCIUS FERNADES DURVAL

ORIENTADOR: EURICE DE SOUZA

PROJETO FINAL DE GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE REDES DE COMUNICAÇÃO

BRASÍLIA/DF, JULHO/2005.

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TEORIA DA APROXIMAÇÃO APLICADA À
CONSTRUÇÃO DE FUNÇÕES SDR

ALEXANDRE KIOTO ARAUJO YAMAGUCHI
MARCOS VINÍCIUS FERNADES DURVAL

ORIENTADOR: EURICE DE SOUZA

PROJETO FINAL DE GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE REDES DE COMUNICAÇÃO

BRASÍLIA/DF, JULHO/2005.

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

**TEORIA DA APROXIMAÇÃO APLICADA À
CONSTRUÇÃO DE FUNÇÕES SDR**

**ALEXANDRE KIOTO ARAUJO YAMAGUCHI
MARCOS VINÍCIUS FERNANDES DURVAL**

PROJETO DE GRADUAÇÃO 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 ENGENHEIRO.

APROVADA POR:

(Doutor) Eurice de Souza
(Orientador)

(Doutor) Lúcio Martins da Silva
(Examinador Interno)

(Doutor) Marco Antônio Brasil Terada
(Examinador Interno)

BRASÍLIA/DF, 06 DE JULHO DE 2005.

DEDICATÓRIA

Dedicamos às nossas famílias, em especial aos nossos pais, que depositaram a confiança, amor e motivação essenciais para a realização de um bom trabalho.

AGRADECIMENTOS

Alexandre Kioto Araújo Yamaguchi

Agradeço, primeiramente e sempre, a Deus.

Agradeço também aos meus pais, Valter e Narcisa, pelo apoio, carinho, paciência, por sempre estarem ao meu lado.

Ao nosso orientador, Prof. Dr. Eurice de Souza, pela oportunidade, dedicação e apoio para o desenvolvimento deste projeto.

À minha irmã, Kátia, pelo constante incentivo para me tornar uma pessoa melhor.

À minha namorada, Lissa, por todo seu amor, dedicação e compreensão neste momento “puxado” da minha vida.

À todos os professores que estiveram conosco durante o curso, os quais foram peças fundamentais na nossa formação.

À todas as amizades que fiz ao longo desta jornada, os quais serão sempre lembrados como parte da minha formação.

Marcos Vinícius Fernandes Durval

Agradeço, primeiramente, à Deus por Sua vontade.

Agradeço, aos meus pais e meu irmão pela cumplicidade.

À minha namorada, pelo amor incondicional.

À minha família e de minha namorada, pela força e motivação.

Em especial, ao professor Dr. Eurice, pela dedicação e paciência.

Aos amigos que deixaram boas recordações durante todo o curso.

Ao Alexandre Kioto pela amizade e colaboração.

Agradecemos também aos nossos amigos Leandro e Luiz por terem nos cedido seu projeto para que pudéssemos dar prosseguimento aos estudos.

TEORIA DA APROXIMAÇÃO APLICADA À CONSTRUÇÃO DE FUNÇÕES SDR

Resumo

Neste trabalho, primeiramente é feito um breve histórico da eletrônica, a qual, com seu desenvolvimento, possibilitou a revolução dos mais diversos equipamentos, tanto de ráiodifusão, receptores portáteis, aparelhos de comunicação móveis, bem como de diversos equipamentos que se encontram nesse contexto tecnológico.

O desenvolvimento das comunicações sempre foi muito dependente das tecnologias existentes. No início, utilizavam-se as comunicações telegráficas que tiravam proveito da comutação de sinais por meio de relés. Com o desenvolvimento dos amplificadores eletrônicos, primeiro baseados em tubos eletrônicos e depois nos amplificadores transistorizados, houve um grande crescimento nas técnicas de comunicação seguido de uma explosão proporcionada pela integração em média e larga escala. Essas mesmas técnicas que levaram a construção de circuitos tão poderosos estão produzindo uma nova tendência para o início do século XXI, a saber, a migração da maioria das funções anteriormente realizadas por hardware para a implementação via software.

Na prática, a implementação de funções e algoritmos via software têm amplas vantagens em relação à implementação via hardware. Dentre elas, citam-se as principais: confiabilidade, flexibilidade e precisão.

Neste trabalho, algumas funções de rádio são redesenhadas do ponto de vista do software. Modulações e demodulações são vistas como simples operações matemáticas. Assim, foram estudadas as operações matemáticas viáveis ao caso e, a seguir, foram desenvolvidas as técnicas de viabilização dessas operações via software.

Por fim, foram realizados os projetos de moduladores e demoduladores de sinais para a modalidade analógica em tempo real, sempre procurando levar em consideração as imperfeições do meio físico, tal qual o ruído. Exemplos foram produzidos para ilustrar que a implementação via software conduz a algoritmos que conseguem conjugar a simplicidade com a eficiência e a alta confiabilidade.

APPROXIMATION THEORY APPLIED TO THE CONSTRUCTION OF SDR ALGORITHMS

Abstract

In this work, firstly is made a brief historical of electronic, which with its development permitted the revolution of several equipments, as the radio-transmitter, portable receivers, mobile communication devices as several equipments that insert in this technological context.

The development of communications has always been very dependent of the existing technologies. In the beginning, switching capabilities of the relays were used to carry out the telegraphic communications. By the development of the electronic amplifiers, initially based on electronic tubes and then in the transistor amplifiers, there had been an increase in the communication technics followed by an explosion caused by the medium, large and very large scale integration. These same technics that lead to the constructions of so powerful circuits are producing a new tendency for the beginning of the XXI century, like the migration of most former hardware-based functions to the software-based ones.

In practice, the realization of functions and algorithms by software has wide advantages in comparison to the hardware realization. Some of the main advantages are reliability, flexibility and precision.

In this work, some of these radio functions are redesign from the software perspective. Modulation and demodulation functions are seen as simple mathematical operations. Thus, feasible mathematical operations were studied to this case and, follow, were developed the technics to implementate those operations by software.

Finally, were realized the project of modulators and demodulators of signals for the analogical form in real time, always considering the physical's imperfection of the way, as the noise. Examples were produced to show that the software-based implementation produces algorithms that manage to combine simplicity with efficiency and high reliability.

4	Modulação Analógica	24
4.1	Modulação de Amplitude	24
4.1.1	Descrição da Modulação AM no Domínio da Freqüência	26
4.1.2	Potência da Portadora e das Bandas Laterais	27
4.1.3	Geração de Sinais AM	27
4.1.4	Demodulação de Ondas AM	28
4.2	Modulação DSB-SC	29
4.2.1	Descrição no Domínio da Freqüência	30
4.2.2	Geração de Ondas DSB-SC	30
4.2.3	Demodulação de Ondas DSB-SC	31
4.3	Modulação Angular	32
4.3.1	Conceito de Freqüência Instantânea	32
4.3.2	Largura de Banda de Ondas Moduladas em Ângulo	34
4.3.3	Geração de Ondas FM	37
4.3.4	Demodulação de Ondas FM	38
5	Descrição do Rádio Definido por Software (SDR)	42
5.1	Introdução ao SDR	42
5.2	Arquitetura SDR	44
5.3	Perspectiva Funcional do SDR	46
5.4	Aplicações SDR	47
5.4.1	Aplicações para Fornecedores de Serviço	47
5.4.2	Aplicações para Provedores de Infraestrutura	49
5.4.3	Aplicações para Fabricantes de Equipamentos, Desenvolvedores de Ferramentas e Fornecedores de Aplicações	50
5.4.4	Aplicações para Fabricantes de Dispositivos	50
5.4.5	Aplicações para Usuários Finais	51
5.5	Os desafios das indústrias com as redes baseadas em SDR	51
5.5.1	Técnica	51
5.5.2	Padrões básicos	52
5.5.3	Ferramentas de testes	52
5.5.4	Políticas	52
6	Implementação SDR - Dos Modelos do MATLAB/Simulink à Imple- mentação em Protótipos	54
6.1	A Metodologia de Projeto de um Protótipo	54
6.2	A Arquitetura da Plataforma de Hardware	56
6.3	Sincronização	56

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contexto Histórico	1
1.2	Contribuição deste Trabalho	2
2	Sinais	4
2.1	Conceito	4
2.2	Classificação de Sinais	4
2.2.1	Sinais de Tempo Contínuo e Tempo Discreto	4
2.2.2	Sinais Pares e Sinais Ímpares	5
2.2.3	Sinais Periódicos e Sinais Não Periódicos	6
2.2.4	Sinais Determinísticos e Sinais Aleatórios	6
2.2.5	Sinais de Energia e Sinais de Potência	7
2.2.6	Sinais Analógicos e Sinais Digitais	8
2.3	Representações de Fourier para Sinais	8
2.3.1	Sinais Periódicos de Tempo Discreto: A Série de Fourier de Tempo Discreto	9
2.3.2	Sinais Periódicos de Tempo Contínuo: A Série de Fourier	10
2.3.3	Sinais Não-Periódicos de Tempo Discreto: A Transformada de Fourier de Tempo Discreto	11
2.3.4	Sinais Não-Periódicos de Tempo Contínuo: A Transformada de Fourier	11
2.3.5	Propriedades das Representações de Fourier	13
3	Modulação	17
3.1	Conceito	17
3.2	Razões para a Modulação	18
3.3	Tipos de Modulação	19
3.3.1	Modulação de Onda Contínua	19
3.3.2	Modulação de Pulso	22

6.3.1	<i>Multi-threading</i> No Ambiente DSP	56
6.3.2	Sincronia entre o Modelo Matlab/Simulink e a Plataforma de Hardware	57
7	Teoria da Aproximação Aplicada à Construção de Funções SDR	59
7.1	Aproximação de Funções	59
7.1.1	Princípios Gerais da Separação	59
7.2	Aproximações em Ausência de Ruído	60
7.2.1	Série de Taylor	60
7.3	Interpolação Polinomial	60
7.3.1	Derivada através da Interpolação Polinomial	63
7.3.2	Integral através de Interpolação Polinomial	64
7.4	Reconstrução de Sinais em Presença de Ruído	65
7.4.1	Método dos Quadrados Mínimos para o sistema incompatível $Ax \cong B$	67
7.4.2	Detecção de Ângulo através do Método dos Quadrados Mínimos	68
7.4.3	Recuperação de Sinal Modulado em Frequência	71
8	Resultados e Análises	72
8.1	Algoritmo de Modulação em Fase	72
8.1.1	Arquivo Mestre de Modulação e Demodulação - <i>Mestre.m</i> . . .	72
8.1.2	Arquivo de Modulação - <i>modAngle.m</i>	79
8.1.3	Arquivo de Demodulação - <i>demodAngle.m</i>	83
9	Conclusão e Perspectivas Futuras	87
A	Modulação Digital	89
A.1	O Sistema de Comunicação Digital	89
A.2	Fonte	89
A.3	Codificação de Linha	90
A.3.1	Probabilidade de Detecção de Erro	90
A.3.2	Espectro de Potência de um Pulso	91
A.4	Sistemas Digitais de Portadora Contínua	93
A.4.1	ASK - <i>Amplitude Shift Keying</i>	93
A.4.2	FSK - <i>Frequency Shift Keying</i>	97
A.4.3	PSK - <i>Phase Shift Keying</i>	101
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	108

Lista de Tabelas

2.1	Propriedades de Periodicidade das Representações de Fourier	13
2.2	Propriedades de Simetria das Representações de Fourier	13
2.3	Propriedades de Convolução e Multiplicação	15
2.4	Relações de Parseval para as Representações de Fourier	16
7.1	Principais curvas do Método dos Quadrados Mínimos	67
A.1	Probabilidade de erro de bit para as sinalizações.	90

Lista de Figuras

2.1	Sinal de tempo contínuo	5
2.2	Representação de $x(t)$ como um sinal de tempo discreto.	5
2.3	Formas de onda analógicas e digitais: (a) sinal analógico em tempo contínuo, (b) sinal digital em tempo contínuo, (c) sinal analógico em tempo discreto e (d) sinal digital em tempo discreto.	9
3.1	Processo de Comunicação	17
3.2	Modulações Analógicas	20
3.3	Modulações Digitais	21
4.1	Modulação de amplitude para os dois casos da sensibilidade à amplitude do modulador.	25
4.2	Conteúdo espectral da onda AM.	26
4.3	Diagrama de blocos de um sistema para gerar uma onda AM.	28
4.4	Detector de envoltória: (a) diagrama do circuito e (b) Entrada da onda AM com o respectiva envoltória.	29
4.5	Modulação DSB-SC	30
4.6	Espectro de frequência de uma onda modulada DSB-SC	31
4.7	Detector coerente para demodulação da onda modulada DSB-SC.	31
5.1	Modelo funcional de sistemas SDR	44
5.2	Implementação típica de uma arquitetura aberta de <i>Hardwaree Software</i> SDRF	45
5.3	Diagrama das interfaces funcionais em sistemas baseados em SRDF	46
5.4	Comparação entre modelos SDR e PC	47
5.5	Espectro de Frequências	48
5.6	Base de testes em ambientes SDR testando um <i>handset</i> SDR	53
6.1	A metodologia de projeto de um protótipo.	55
6.2	A arquitetura do ambiente do protótipo.	56
6.3	Comunicação entre o Simulink e os módulos DSP.	58

7.1	Expansão de Taylor e erros longe de $x = 0$	61
7.2	Exemplo de aplicação linear do método dos Quadrados Mínimos	67
8.1	Exemplo do uso da função <i>modAngle()</i>	80
8.2	Resultados obtidos na execução do algoritmo <i>Mestre.m</i>	86
A.1	Esquemas de Modulação Digital	91
A.2	$ P(f) ^2, G_x(f), P(f)$	93
A.3	$ V(f) $	93
A.4	Modulador ASK	94
A.5	Sinal ASK	94
A.6	Demodulador ASK	95
A.7	Sinal ASK	95
A.8	Espectro ASK	96
A.9	Obtenção de um Sinal FSK	97
A.10	Sinal FSK	98
A.11	Demodulador para um Sinal FSK	99
A.12	Demodulador para um Sinal FSK	100
A.13	Geração de um Sinal FSK	100
A.14	FSK M-ário	101
A.15	Espectro de um Sinal FSK M-ário	102
A.16	Modulação Por Chaveamento De Fase - PSK	102
A.17	Modulador AM-DSB/SC Com Aplicação Digital	103
A.18	Demodulação Do Sinal PSK	103
A.19	Um Sinal PSK	104
A.20	Constelações PSK	105
A.21	Espectro de Potência de um Sinal PSK	106
A.22	Constelação QPSK	107

Glossário de Palavras Usuais

Bluetooth	Bluetooth é uma tecnologia de conectividade sem fio, que elimina os cabos usados para conectar os dispositivos digitais. Baseada em um link de rádio de curto alcance e baixo custo, essa tecnologia pode conectar vários tipos de dispositivos sem a necessidade de cabos, proporcionando uma maior liberdade de movimento.
Buffer	Área de memória (armazenamento) temporária.
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> . Método de transmissão digital baseada em spread spectrum. Utilizado em sistemas celulares de segunda e terceira geração com o IS-95. No CDMA cada ligação recebe um código que a estação móvel utiliza para identificar qual os sinais no espectro lhe dizem respeito.
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> . Processamento de Sinais Digitais
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i> . Sistema que pode ser implantado como uma camada sobre sistemas GSM e que permite serviços de dados sem a necessidade de estabelecimento de uma conexão.
GPS	<i>Global Positioning System</i> . Sistema composto por uma constelação de satélites que emitem sinais de referência para determinação de hora e posição de um ponto pela utilização de um pequeno terminal GPS que processa estes sinais enviados pelo satélite.
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i> . O GSM, originalmente conhecido como Groupe Special Mobile, é um padrão digital de segunda geração do celular desenvolvido na Europa e adotado na maior parte do mundo. Desenvolvido inicialmente para a faixa de 900 MHz, o GSM teve posteriormente uma versão adaptada para as faixa de 1800 e 1900 MHz.

Hopping	Artifício de saltar de um código para outro, dificultando a interceptação da mensagem.
HomeRF	O HomeRF é um padrão de redes sem fio que utiliza a faixa dos 2.4 GHz, onde as interfaces de rede se comunicam diretamente, sem o uso de um ponto de acesso.
HSCSD	<i>High-Speed Circuit-Switched Data</i> . Tecnologia empregada para conexões de dados até 56,7 kbps em sistemas celulares GSM.
IEEE	<i>International Electrical and Electronic Engineers</i>
IEEE 802.11	Padrão para redes locais sem fio (<i>wireless LAN</i>) composto por uma família de especificações.
Multi-threading	Compartilhamento de um único processador entre diversas tarefas, ou <i>threads</i> . Estes processadores são projetados para minimizar o tempo necessário para comutar os <i>threads</i> .
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i> . Um dispositivo de mão que combina computador, telefone/fax, Internet e outras características de rede.
pJAVA	<i>Personal Java</i> .
SDR	<i>Software Defined Radio</i> . Rádio definido por software.
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> . Um método de transmissão digital em que um grande número de usuários compartilham um mesmo canal compartilhando slots de tempo. Os sistemas celulares de segunda geração como o IS 54, IS 136 e o GSM utilizam o TDMA na sua interface com a estação móvel.
VCO	Oscilador controlado por voltagem.
WAP	<i>Wireless Application Protocol</i> . O WAP é um protocolo que conseguiu estabelecer com êxito um padrão comum para a forma de utilizar a tecnologia sem fio para acesso à Internet.

Capítulo 1 – Introdução

Desde os primórdios da história humana, o homem tem se preocupado com a comunicação tendo em vista a finalidade de promover a troca de experiências e até sentimentos.

1.1 Contexto Histórico

No final do século XIX H. G. Hertz, um cientista alemão, demonstrou que as ondas de rádio poderiam ser propagadas no ar, por um caminho de alguns quilômetros, entre o transmissor e o receptor. Nessa época os receptores eram equipados com tubos a vácuo, requisitando baterias potentes [1]. Este fato nos permite deduzir, e também comprovar através dos relatos da época, que a portabilidade de um sistema de comunicação contendo receptor e transmissor era praticamente inviável.

De fato, antes de 1930 somente os receptores eram móveis, implicando em uma comunicação por uma só direção (*Simplex Systems*). Os transmissores móveis já estavam sendo desenvolvidos, porém ainda eram volumosos e pesados, requisitando fontes especiais de potência. O aparato total poderia ocupar o espaço de um automóvel. Por volta de 1950 os equipamentos já eram pequenos o bastante para serem transportados por uma pessoa. Entretanto seu volume ainda era considerável e sua aplicação principal era para uso militar [1].

A substituição dos tubos a vácuo pelos transístores começaram em 1957, primeiramente nas fontes de potência e posteriormente nos receptores e em algumas partes dos transmissores, contribuindo com uma redução média de 50% do volume ocupado pelos equipamentos, bem como a redução no consumo de potência [1]. Embora o princípio básico do transístor tenha sido conhecido desde 1930, o dispositivo tornou-se uma realidade prática somente no final da década de 50 [2]. Os equipamentos poderiam então ser montados no interior de automóveis, ou ainda em motocicletas [1].

Paralelo à este desenvolvimento, o custo de manutenção dos equipamentos diminuía à medida que se reduzia o número de partes sobressalentes requeridas e principalmente devido a redução rápida do preço dos transístores. O redesenho dos equipamentos estimulou o desenvolvimento de novos componentes, tais como a placa de circuito impresso e os dissipadores de calor [1].

Por volta da metade dos anos 60, foi produzido o primeiro circuito integrado (CI). Essa unidade (μA 709) era feita com um número relativamente alto de transístores e resistores, todos em uma mesma pastilha de silício. Embora suas características

fossem pobres (comparadas aos padrões atuais) e seu custo fosse ainda muito alto, seu surgimento sinalizou com uma nova era no projeto de circuitos eletrônicos [2].

Os engenheiros eletrônicos iniciaram o uso dos CIs em larga escala, o que causou uma queda dramática em seu preço. Eles exigiram também uma melhor qualidade dos CIs. Os fabricantes de semicondutores responderam prontamente. Em poucos anos, CIs de alta qualidade já estavam disponíveis no comércio a preços extremamente baixos (dezenas de centavos de dólares), por um grande número de fornecedores [2].

A mudança dos transistores para os novos CIs foi portanto um processo óbvio e natural, ocorrendo em meados da década de 70. Nessa época, os primeiros telefones sem fio já se encontravam no mercado e a demanda por serviços de comunicações móveis, por exemplo, começava a se tornar visível [1].

No final da década de 70, um tipo particular de transistor, o transistor de efeito de campo tipo metal-óxido-semicondutor (MOSFET), tornou-se extremamente popular. Comparado aos transistores bipolares de junção, os transistores MOS podiam ser feitos com dimensões muito pequenas (isto é, ocupando uma pequena área de silício na pastilha do CI) e seu processo de fabricação era relativamente simples. Além disso, funções lógicas digitais e memórias podiam ser implementadas com circuitos que utilizavam exclusivamente MOSFETs (isto é, não havia necessidade de resistores ou diodos) [2].

Por essas razões, a maioria dos CIs em escala alta de integração (*large scale integration* – LSI) e em escala muito alta de integração (*very large scale integration* – VLSI), como por exemplo memórias e processadores, é feita atualmente usando-se a tecnologia MOS. Essa tecnologia tem sido, portanto, extensivamente aplicada ao projeto de CIs digitais e analógicos [2].

Atualmente, a microeletrônica é capaz de produzir circuitos que contêm milhões de componentes em um pequeno pedaço de silício com área da ordem de $100mm^2$. Um circuito desses pode ser um computador digital completo, que nesse caso é chamado de microcontrolador, ou pode ser especializado no processamento de sinais digitais. Um tal circuito é chamado microprocessador [2].

Hoje, equipamentos de ráiodifusão, receptores portáteis, aparelhos de comunicação móveis, bem como diversos equipamentos que se encontram nesse contexto tecnológico possuem circuitos LSI e VLSI integrados ao sistema [1], bem como microcontroladores e microprocessadores, tornando o produto menor, mais leve e, ainda, mais barato.

1.2 Contribuição deste Trabalho

Nos capítulos iniciais, será exposta a teoria de comunicações. Nestes capítulos serão vistos a teoria de sinais, a teoria de modulações, os tipos de modulações juntamente

com seus benefícios. Em seguida, as modulações analógicas e digitais serão vistas detalhadamente.

Na seqüência, será feita uma abordagem sobre o tema principal deste trabalho, SDR (*Software Defined Radio*). Vários pontos de vista serão expostos, como a arquitetura, funcionalidade, aplicações e seus desafios. Além dessas abordagens, será comentado também a sua implementação, tanto em nível de software quanto de hardware. O projeto de um protótipo será descrito passo a passo.

Depois, o algoritmo de modulação angular desenvolvido no MatLab será descrito detalhadamente, junto com a teoria dos métodos numéricos utilizados e suas razões. Neste capítulo, falar-se-á dos métodos de otimização do algoritmo.

E por fim, será mostrado os resultados do algoritmo junto com suas otimizações.

Capítulo 2 – Sinais

Neste capítulo serão discutidos conceitos básicos de sinais usados em telecomunicações.

2.1 Conceito

Um sinal é um conjunto de informação sobre uma variedade de fenômenos e atividades do mundo físico.

Uma forma comum de comunicação humana se desenvolve através do uso de sinais, seja na conversação frente a frente ou por um canal telefônico. Outra forma comum de comunicação humana é visual por natureza, com os sinais assumindo a forma de imagens de pessoas ou objetos.

Uma outra forma ainda de comunicação humana é através da Internet, na qual pode-se citar o correio eletrônico, as pesquisas por informações, publicidades, videoconferências. Todas essas formas de comunicação pela Internet envolvem o uso de sinais que transmitem informações.

A previsão do tempo no rádio, referências às variações diárias de temperatura, umidade, velocidade e direção dos ventos, os sinais representados por estas quantidades ajudam uma pessoa, por exemplo, a formar uma opinião sobre a conveniência de se permanecer em casa ou sair para dar um passeio.

Uma sonda que explora o espaço exterior envia informações sobre um planeta distante a uma estação na Terra. A informação pode assumir a forma de imagens de radar que representam perfis da superfície do planeta, imagens em infravermelho que transmitem informações sobre a temperatura do planeta, ou imagens ópticas que revelam a presença de nuvens em torno do planeta.

De fato, é quase interminável a lista sobre o que constitui um sinal.

Formalmente, pode-se definir um sinal como uma função de uma ou mais variáveis, a qual veicula informações sobre a natureza de um fenômeno físico.

2.2 Classificação de Sinais

2.2.1 Sinais de Tempo Contínuo e Tempo Discreto

Diz-se que um sinal $x(t)$ é um **sinal de tempo contínuo** se ele for definido para todo o tempo t . A figura 2.1 representa um exemplo de sinal de tempo contínuo cuja

amplitude ou valor varia continuamente com o tempo. Os sinais de tempo contínuo surgem naturalmente quando uma forma de onda física como, por exemplo, uma onda acústica é convertida em um sinal elétrico.

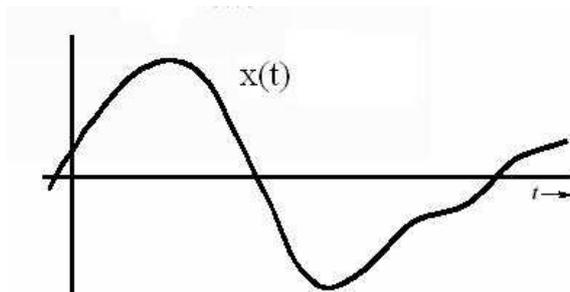


Figura 2.1: Sinal de tempo contínuo

Por outro lado, um **sinal de tempo discreto** é definido somente em instantes isolados de tempo. Dessa forma, a variável independente, neste caso, tem somente valores discretos, os quais no geral são uniformemente espaçados. Um sinal de tempo discreto freqüentemente é derivado de um sinal de tempo contínuo fazendo-se uma amostragem do mesmo a uma taxa uniforme. A figura 2.2 ilustra a relação entre um sinal de tempo contínuo $x(t)$ e o sinal de tempo discreto dele derivado.

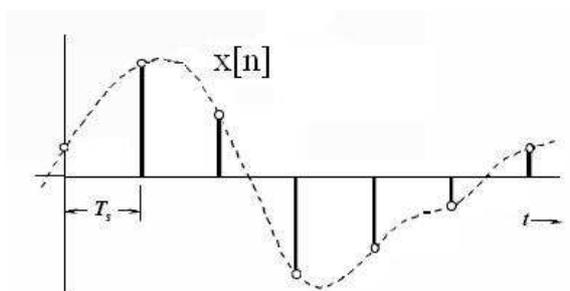


Figura 2.2: Representação de $x(t)$ como um sinal de tempo discreto.

2.2.2 Sinais Pares e Sinais Ímpares

Diz-se que um sinal de tempo contínuo é um **sinal par** se ele satisfizer a condição

$$x(-t) = x(t) \quad (2.1)$$

para todo t .

Diz-se que o sinal $x(t)$ é um **sinal ímpar** se ele satisfizer a condição

$$x(-t) = -x(t) \quad (2.2)$$

para todo t .

Em outras palavras, os sinais pares são simétricos em relação ao eixo vertical, enquanto que os sinais ímpares são simétricos em relação à origem de tempo. Observações similares se aplicam aos sinais de tempo discreto.

2.2.3 Sinais Periódicos e Sinais Não Periódicos

Um **sinal periódico** $x(t)$ é uma função que satisfaz a condição

$$x(t) = x(t + T) \quad (2.3)$$

para todo t , em que T é uma constante positiva. O menor valor de T que satisfaz a equação acima é chamado **período fundamental** de $x(t)$. Conseqüentemente, o período fundamental T define a duração de um ciclo completo de $x(t)$. O recíproco do período fundamental T é chamado **freqüência fundamental** do sinal periódico $x(t)$; ela descreve quão freqüentemente o sinal periódico $x(t)$ se repete. Dessa forma, pode-se escrever formalmente

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.4)$$

A freqüência f é medida em hertz (Hz) ou ciclos por segundo. A **freqüência angular**, medida em radianos por segundo, é definida por

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.5)$$

uma vez que há 2π radianos num ciclo completo.

2.2.4 Sinais Determinísticos e Sinais Aleatórios

Um **sinal determinístico** é um sinal sobre o qual não existe nenhuma incerteza com respeito a seu valor em qualquer tempo. Conseqüentemente, considera-se que os sinais determinísticos podem ser modelados como funções de tempo completamente especificadas.

Por outro lado, um **sinal aleatório** é um sinal sobre o qual há incerteza antes de sua ocorrência real. Este tipo de sinal pode ser visto como pertencente a um conjunto ou grupo de sinais, tendo cada sinal do conjunto uma forma de onda diferente. O conjunto

de cada sinal dentro do conjunto tem certa probabilidade de ocorrência. O conjunto desses sinais é chamado **processo aleatório**. O **ruído** gerado no amplificador de um receptor de rádio ou televisão é um exemplo de sinal aleatório. Sua amplitude flutua entre os valores positivos e negativos de uma maneira completamente aleatória.

2.2.5 Sinais de Energia e Sinais de Potência

Em sistemas elétricos, um sinal pode representar uma tensão ou uma corrente. Considerando uma tensão $v(t)$ desenvolvida através de um resistor R , produzindo uma corrente $i(t)$, a **potência instantânea** dissipada nesse resistor é definida por

$$p(t) = \frac{v^2(t)}{R} \quad (2.6)$$

ou, de modo equivalente,

$$p(t) = Ri^2(t) \quad (2.7)$$

Em ambos os casos, a potência instantânea $p(t)$ é proporcional à amplitude elevada ao quadrado do sinal. Além do mais, para uma resistência R de 1 Ohm, vemos que as equações acima assumem a mesma forma matemática. Conseqüentemente, na análise de sinais costuma-se definir potência em termos de um resistor de 1 ohm, de forma que, independentemente se o sinal $x(t)$ representa uma tensão ou uma corrente, pode-se expressar a potência instantânea do sinal como

$$p(t) = x^2(t) \quad (2.8)$$

Assim, pode-se definir a **energia total** do sinal de tempo contínuo $x(t)$ como

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt \quad (2.9)$$

a a **potência média** desse sinal periódico de período fundamental T como

$$P_{media} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x^2 dt \quad (2.10)$$

A raiz quadrada da potência média P é chamada de valor médio quadrático (rms - *root mean-square*) do sinal $x(t)$.

Para um sinal de tempo discreto $x[n]$, as integrais nas equações 2.9 são substituídas pelas somas correspondentes. Dessa forma, a energia total de $x[n]$ é definida por

$$E = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x^2[n] \quad (2.11)$$

e sua potência média, com período fundamental N , é definida por

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2[n] \quad (2.12)$$

Um sinal é chamado de **sinal de energia** se e somente se a energia total do sinal satisfizer a condição

$$0 < E < \infty \quad (2.13)$$

Por outro lado, ele é chamado de sinal de potência se e somente se a potência média do sinal satisfizer a condição

$$0 < P < \infty \quad (2.14)$$

As classificações de energia e potência de sinais são mutuamente exclusivas. Em especial, um sinal de energia tem potência média zero, enquanto que um sinal de potência tem energia infinita. É interessante observar também que sinais periódicos e sinais aleatórios normalmente são vistos como sinais de potência, enquanto que os sinais que são tanto determinísticos como não-periódicos são sinais de energia [3].

2.2.6 Sinais Analógicos e Sinais Digitais

Os termos analógico e digital qualificam a natureza da amplitude do sinal. Assim, um sinal cuja amplitude pode tomar qualquer valor num certo intervalo é um sinal analógico. Isto significa que a amplitude de um sinal analógico pode ter infinitos valores. Por sua vez, a amplitude de um sinal digital pode tomar apenas um número finito de valores.

2.3 Representações de Fourier para Sinais

As quatro classes de sinais distintas são:

1. Sinais periódicos de tempo contínuo
2. Sinais periódicos de tempo discreto

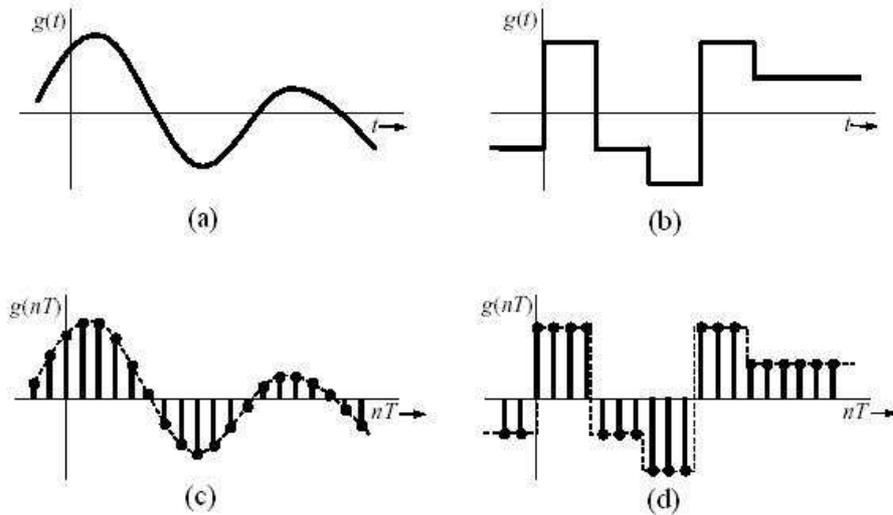


Figura 2.3: Formas de onda analógicas e digitais: (a) sinal analógico em tempo contínuo, (b) sinal digital em tempo contínuo, (c) sinal analógico em tempo discreto e (d) sinal digital em tempo discreto.

3. Sinais não-periódicos de tempo contínuo

4. Sinais não-periódicos de tempo discreto

Para cada uma dessas classes existe uma representação de Fourier distinta. Os sinais periódicos têm representações como séries de Fourier. A série de Fourier (FS) (*Fourier Series*) se aplica a sinais periódicos de tempo contínuo e a série de Fourier de tempo discreto (DTFS) (*Discrete Time Fourier Series*) se aplica a sinais periódicos de tempo discreto. Sinais não-periódicos têm representações pela transformada de Fourier. Se o sinal for de tempo contínuo e não-periódico, a representação denominar-se-a transformada de Fourier (FT) (*Fourier Transform*). Se o sinal for de tempo discreto e não-periódico, será usada a transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT) (*Discrete Time Fourier Transform*)[3].

2.3.1 Sinais Periódicos de Tempo Discreto: A Série de Fourier de Tempo Discreto

A representação por DTFS para um sinal $x[n]$ é dada por

$$x[n] = \sum_{k=N} X[k] e^{jk\Omega_0 n} \quad (2.15)$$

$$X[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=N} x[n] e^{-jk\Omega_0 n} \quad (2.16)$$

em que $x[n]$ tem período fundamental N e $\Omega_0 = 2\pi/N$. Assim, diz-se que $x[n]$ e $X[k]$ são um par de DTFS e denota-se esta relação como

$$x[n] \xleftrightarrow{DTFS;\Omega_0} X[k] \quad (2.17)$$

A partir dos N valores de $X[k]$ pode-se determinar $x[n]$ usando a equação 2.16, e a partir de N valores de $x[n]$ pode-se determinar $X[k]$ usando a equação 2.17. Tanto $X[k]$ como $x[n]$ fornecem uma descrição completa do sinal.

A representação pelos coeficientes da DTFS também é conhecida como representação de domínio de frequência, pois cada coeficiente da DTFS é associado com uma senóide complexa de frequência diferente. O módulo ou magnitude de $X[k]$, $|X[k]|$, é conhecido como **espectro de magnitude** de $x[n]$. De maneira similar, a fase de $X[k]$, $\arg X[k]$, é conhecida como o **espectro de fase** de $x[n]$. Cada termo na DTFS da equação 2.16 associado com um coeficiente diferente de zero $X[k]$ contribui para a representação do sinal [3].

A DTFS é a única representação de Fourier que pode ser avaliada e manipulada numericamente em um computador. Isso ocorre porque tanto a representação do sinal no domínio do tempo, $x[n]$, como a no domínio de frequência, $X[k]$, são caracterizadas exatamente por um conjunto finito de números N . A capacidade da DTFS ser tratada em computador é de grande importância. A DTFS encontra extenso uso na análise de sinais numéricos e na implementação de sistemas, sendo muitas vezes usada para aproximar numericamente as outras três representações de Fourier [3].

2.3.2 Sinais Periódicos de Tempo Contínuo: A Série de Fourier

A representação de um sinal $x(t)$ por FS é dada como

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k] e^{jk\omega_0 t} \quad (2.18)$$

$$X[k] = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt \quad (2.19)$$

em que $x(t)$ tem período fundamental T e $\omega_0 = 2\pi/T$. Diz-se que $x(t)$ e $X[k]$ são um par de FS e denota-se esta relação como

$$x(t) \xleftrightarrow{FS;\omega_0} X[k] \quad (2.20)$$

A partir dos coeficientes $X[k]$ da FS, pode-se determinar $x(t)$ usando a equação 2.18, e a partir de $x(t)$ pode-se determinar $X[k]$ usando a equação 2.19. A representação pelos coeficientes da FS também é conhecida como uma representação de domínio de frequência porque cada coeficiente da FS é associado com uma senóide complexa de uma frequência diferente [3].

Como na DTFS, o módulo de $X[k]$ é conhecido como espectro de magnitude de $x(t)$, enquanto a fase de $X[k]$ é conhecida como espectro de fase de $x(t)$. Cada termo da FS da 2.18 associado com um coeficiente $X[k]$ diferente de zero contribui para a representação do sinal [3].

2.3.3 Sinais Não-Periódicos de Tempo Discreto: A Transformada de Fourier de Tempo Discreto

Um sinal é representado por DTFT como

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) e^{j\Omega n} d\Omega \quad (2.21)$$

em que

$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\Omega n} \quad (2.22)$$

Diz-se que $X(e^{j\Omega})$ e $x[n]$ são um par de DTFT e, assim, escreve-se

$$x[n] \xleftrightarrow{DTFT} X(e^{j\Omega}) \quad (2.23)$$

A transformada $X(e^{j\Omega})$ descreve o sinal $x[n]$ como uma função de frequência senoidal Ω e é denominada representação no domínio de frequência de $x[n]$. Diz-se que a equação 2.22 é a DTFT de $x[n]$, uma vez que ela converte o sinal no domínio de tempo para sua representação no domínio de frequência. A equação 2.21 denomina-se a DTFT inversa, uma vez que ela converte a representação do domínio de frequência de volta ao domínio de tempo [3].

2.3.4 Sinais Não-Periódicos de Tempo Contínuo: A Transformada de Fourier

A transformada de Fourier (FT) é usada para representar um sinal não-periódico de tempo contínuo como uma superposição de senóides complexas. Dessa forma, a

representação FT de um sinal de tempo envolve uma integral de frequência, como é mostrado por

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.24)$$

em que

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.25)$$

Na equação 2.24, expressa-se $x(t)$ como uma superposição ponderada de senóides. A superposição é uma integral e o peso de cada senóide é $(1/2\pi)X(j\omega)d\omega$. Diz-se que $x(t)$ e $X(j\omega)$ são um par de FT e escreve-se

$$x(t) \xleftrightarrow{FT} X(j\omega) \quad (2.26)$$

A transformada $X(j\omega)$ descreve o sinal $x(t)$ como uma função de frequência senoidal ω e é denominada representação de domínio de frequência para $x(t)$. A equação 2.25 é denominada FT de $x(t)$, uma vez que converte o sinal de domínio de tempo em sua representação de domínio de frequência. A equação 2.26 é denominada FT inversa, uma vez que converte a representação no domínio de frequência de $X(j\omega)$ de volta ao domínio de tempo [3].

As integrais das equações 2.25 e 2.26 podem não convergir para todas as funções $x(t)$ e $X(j\omega)$. A convergência é garantida em todos os valores de t , exceto naqueles correspondentes a descontinuidades, se $x(t)$ satisfizer as condições de Dirichlet para sinais não periódicos:

1. $x(t)$ é absolutamente integrável.
2. $x(t)$ tem um número finito de máximos, mínimos e descontinuidades locais em qualquer intervalo finito.
3. O tamanho de cada descontinuidade é finito.

Quase todos os sinais físicos encontrados na prática da engenharia satisfazem a segunda e a terceira condições. Entretanto, muitos sinais como o degrau unitário, não são integráveis absolutamente ou ao quadrado. Em alguns destes casos, pode-se definir um par de transformadas que satisfaz as propriedades da FT por meio do uso de impulsos. Desta maneira, ainda pode-se usar a FT como uma ferramenta de resolução de problemas, não obstante a FT não convergir para esses sinais num sentido estrito [3].

2.3.5 Propriedades das Representações de Fourier

2.3.5.1 Propriedades da Periodicidade

<i>Propriedade no Domínio do Tempo</i>	<i>Propriedade no Domínio da Freqüência</i>
Contínua	Não periódica
Discreta	Periódica
Periódica	Discreta
Não periódica	Contínua

Tabela 2.1: Propriedades de Periodicidade das Representações de Fourier

2.3.5.2 Linearidade

$$z(t) = ax(t) + by(t) \xleftrightarrow{FT} Z(j\omega) = aX(j\omega) + bY(j\omega) \quad (2.27)$$

$$z(t) = ax(t) + by(t) \xleftrightarrow{FS;\omega_0} Z[k] = aX[k] + bY[k] \quad (2.28)$$

$$z[n] = ax[n] + by[n] \xleftrightarrow{DTFT} Z(e^{j\Omega}) = aX(e^{j\Omega}) + bY(e^{j\Omega}) \quad (2.29)$$

$$z[n] = ax[n] + by[n] \xleftrightarrow{DTFS;\Omega_0} Z[k] = aX[k] + bY[k] \quad (2.30)$$

2.3.5.3 Propriedades de Simetria - Sinais Reais e Imaginários

	<i>Forma Complexa</i>	<i>Forma Retangular</i>
FT	$X^*(j\omega) = X(-j\omega)$	$\text{Re}\{X(j\omega)\} = \text{Re}\{X(-j\omega)\}$ $\text{Im}\{X(j\omega)\} = -\text{Im}\{X(-j\omega)\}$
FS	$X^*[k] = X[-k]$	$\text{Re}\{X[k]\} = \text{Re}\{X[-k]\}$ $\text{Im}\{X[k]\} = -\text{Im}\{X[-k]\}$
DTFT	$X^*(e^{j\Omega}) = X(e^{-j\Omega})$	$\text{Re}\{X^*(e^{j\Omega})\} = \text{Re}\{X(e^{-j\Omega})\}$ $\text{Im}\{X^*(e^{j\Omega})\} = -\text{Im}\{X(e^{-j\Omega})\}$
DTFS	$X^*[k] = X[-k]$	$\text{Re}\{X[k]\} = \text{Re}\{X[-k]\}$ $\text{Im}\{X[k]\} = -\text{Im}\{X[-k]\}$

Tabela 2.2: Propriedades de Simetria das Representações de Fourier

2.3.5.4 Propriedades de Deslocamento no Tempo

$$x(t - t_0) \xleftrightarrow{FT} e^{-j\omega t_0} X(j\omega) \quad (2.31)$$

$$x(t - t_0) \xleftrightarrow{FS;\omega_0} e^{-j\omega_0 t_0} X[k] \quad (2.32)$$

$$x[n - n_0] \xleftrightarrow{DTFT} e^{-j\Omega_0 n_0} X(e^{j\Omega}) \quad (2.33)$$

$$x[n - n_0] \xleftrightarrow{DTFS;\Omega_0} e^{-j\Omega_0 n_0} X[k] \quad (2.34)$$

2.3.5.5 Propriedades de Deslocamento em Freqüência

$$e^{j\gamma t} x(t) \xleftrightarrow{FT} X(j(\omega - \gamma)) \quad (2.35)$$

$$e^{jk_0\omega_0 t} x(t) \xleftrightarrow{FS;\omega_0} X[k - k_0] \quad (2.36)$$

$$e^{j\Gamma n} x[n] \xleftrightarrow{DTFT} X(e^{j(\Omega - \Gamma)}) \quad (2.37)$$

$$e^{jk_0\Omega_0 n} x[n] \xleftrightarrow{DTFS;\Omega_0} X[k - k_0] \quad (2.38)$$

2.3.5.6 Mudança na Escala de Tempo

O sinal $\phi(t)$ é o sinal $x(t)$ comprimido de um fator de a . Assim, para $a \neq 0$, tem-se que

$$\phi\left(\frac{t}{a}\right) = x(t) \quad (2.39)$$

e

$$\phi(t) = x(at) \quad (2.40)$$

2.3.5.7 Diferenciação e Integração

$$\frac{d}{dt}x(t) \xleftrightarrow{FT} j\omega X(j\omega) \quad (2.41)$$

$$\frac{d}{dt}x(t) \xleftrightarrow{FS;\omega_0} jk\omega X[k] \quad (2.42)$$

$$-jtx(t) \xleftrightarrow{FT} \frac{d}{d\omega}X(j\omega) \quad (2.43)$$

$$-jnx[n] \xleftrightarrow{DTFT} \frac{d}{d\Omega}X(e^{j\Omega}) \quad (2.44)$$

$$\int_{-\infty}^t x(\tau)d\tau \xleftrightarrow{FT} \frac{1}{j\omega}X(j\omega) + \pi X(j0)\delta(\omega) \quad (2.45)$$

2.3.5.8 Propriedades de Convolução e Multiplicação

Duas das propriedades mais importantes das representações de Fourier são as propriedades de convolução e multiplicação. Uma forma importante de modulação refere-se à multiplicação de dois sinais. Estas propriedades estão descritas na Tabela 2.3.

<i>Convolução</i>	<i>Multiplicação</i>
$x(t) * z(t) \xleftrightarrow{FT} X(j\omega)Z(j\omega)$	$x(t)z(t) \xleftrightarrow{FT} \frac{1}{2\pi}X(j\omega) * Z(j\omega)$
$x(t) * z(t) \xleftrightarrow{FS;\omega_0} TX[k]Z[k]$	$x(t)z(t) \xleftrightarrow{FS;\omega_0} X[k] * Z[k]$
$x[n] * z[n] \xleftrightarrow{DTFT} X(e^{j\Omega})Z(e^{j\Omega})$	$x[n]z[n] \xleftrightarrow{DTFT} X(e^{j\Omega}) * Z(e^{j\Omega})$
$x[n] * z[n] \xleftrightarrow{DTFS;\Omega_0} NX[k]Z[k]$	$x[n]z[n] \xleftrightarrow{DTFS;\Omega_0} X[k] * Z[k]$

Tabela 2.3: Propriedades de Convolução e Multiplicação

2.3.5.9 Relações de Parseval

As relações de Parseval afirmam que a energia ou potência na representação de domínio de tempo de um sinal é igual à energia ou potência na representação de domínio de frequência. Desta maneira, a energia ou potência é conservada na representação de Fourier. As relações de Parseval para as quatro representações de Fourier estão descritas na Tabela 2.4.

<i>Representação</i>	<i>Relação de Parseval</i>
FT	$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) ^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) ^2 d\omega$
FS	$\frac{1}{T} \int_T x(t) ^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k] ^2$
DTFT	$\sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n] ^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(e^{j\Omega}) ^2 d\Omega$
DTFS	$\frac{1}{N} \sum_{n=N} x[n] ^2 = \sum_{k=N} X[k] ^2$

Tabela 2.4: Relações de Parseval para as Representações de Fourier

2.3.5.10 Dualidade

$$x(t) \xleftrightarrow{FT} F(j\omega) \quad (2.46)$$

e

$$X(jt) \xleftrightarrow{FT} 2\pi f(-\omega) \quad (2.47)$$

Capítulo 3 – Modulação

Sinais em banda básica produzidos por variadas fontes de informação nem sempre são adequados para uma transmissão direta por determinado canal. Esses sinais são freqüentemente modificados para facilitar a transmissão. Esse processo de conversão é conhecido como **modulação**. Neste capítulo será feito um tratamento introdutório da modulação e, a seguir, iniciar-se-á um discussão dos tipos básicos de modulação.

3.1 Conceito

O objetivo de um sistema de comunicação é transportar um sinal com uma mensagem através de um canal e entregar uma estimativa desse sinal de mensagem a um usuário. A modulação constitui o meio para deslocar a faixa de freqüências contida no sinal de mensagem para outra faixa de freqüências adequada para a transmissão pelo canal, e um deslocamento de volta para a faixa de freqüência original após a recepção.

Formalmente, pode-se definir **modulação** como **o processo através do qual alguma característica de uma onda portadora é variada de acordo com o sinal de mensagem**. Na modulação, o sinal de mensagem (sinal em banda básica) é usado para modificar alguma parâmetro da portadora de alta freqüência. A portadora é uma senóide de freqüência alta, e um de seus parâmetros - como amplitude, freqüência ou fase - é variada em proporção ao sinal em banda básica $x(t)$.

O sinal de mensagem é denominado **onda moduladora**, e o resultado do processo de modulação é chamado **onda modulada**. No receptor, é usada a **demodulação** para recuperar o sinal de mensagem da onda modulada. Demodulação é o inverso do processo de modulação; o sinal modulado é reprocessado para reconstruir o sinal em banda básica.

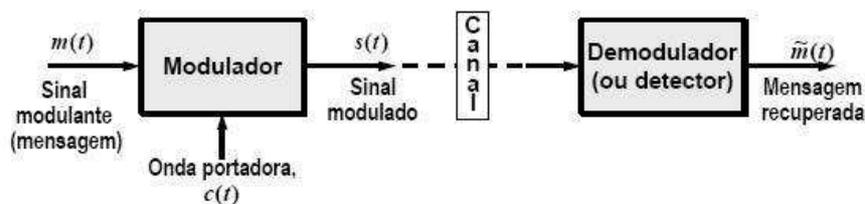


Figura 3.1: Processo de Comunicação

3.2 Razões para a Modulação

Como mencionado anteriormente, a modulação é usada para facilitar a transmissão. Algumas das razões mais importantes para a modulação são descritas a seguir.

A primeira é a **facilidade de irradiação**. Para irradiação eficiente da energia eletromagnética, a antena irradiadora deve ter seu comprimento na ordem de um décimo ou mais do comprimento da onda do sinal irradiado. Para vários sinais em banda básica, o comprimento de onda é muito grande para as dimensões da antena. Como exemplo, a potência de um sinal de voz está concentrado nas frequências de 100 a 3000 Hz. O comprimento de onda é de 100 a 3000 km. Esse comprimento de onda longo necessitaria de uma antena muito comprida, o que seria impraticável. Assim, usa-se uma portadora modulada de alta frequência, trasladando o espectro do sinal em banda básica para a região de frequências da portadora que corresponde a um comprimento de onda muito menor. Para exemplificar, uma portadora de 1 MHz tem um comprimento de onda de 300 metros e requer uma antena de tamanho na ordem de 30 metros, o que já é mais considerável [4].

Além da facilidade de irradiação, outro motivo importante para a modulação é **a transmissão simultânea de vários sinais**. Pode-se considerar o caso de várias estações de rádio emitindo sinais de áudio em banda básica diretamente, sem qualquer modificação. O sinal de uma emissora irá interferir no sinal de outra porque os espectros de todos os sinais ocuparão a mesma largura de banda. Desse modo, só seria possível emitir a partir de uma estação de rádio ou televisão por vez, o que seria um desperdício, visto que a largura da banda do canal pode ser muito maior do que a do sinal. Uma maneira de resolver esse problema é usando modulação. Pode-se usar vários sinais de áudio para modular portadoras de diferentes frequências, trasladando cada sinal para diferentes bandas de frequência. Se as várias portadoras forem escolhidas suficientemente distantes em frequência, o espectro dos sinais modulados não irão se sobrepor e, conseqüentemente, não irão interferir uma na outra. no receptor, pode-se usar um filtro passa-faixa para selecionar o sinal ou estação desejada. Esse método de transmissão de vários sinais simultaneamente é conhecido como **multiplexação de divisão de frequência (FDM, do inglês *frequency-division multiplexing*)**. Neste, a largura de banda do canal é compartilhado por vários sinais sem sobreposição.

Outra razão é que a modulação **constitui um mecanismo para colocar o conteúdo de informação de um sinal de mensagem numa forma que possa ser menos vulnerável a ruído ou interferência**. Num sistema de comunicação, o sinal recebido comumente é prejudicado pelo ruído gerado no curso da transmissão. Algumas formas específicas de modulação como, por exemplo, modulação de frequência e modulação por codificação de pulso têm a capacidade inerente de negociar a largura

aumentada de faixa de transmissão em troca de um melhor desempenho do sistema na presença de ruído.

3.3 Tipos de Modulação

O tipo específico de modulação empregado num sistema de comunicação é determinado pela forma da onda portadora usada para executar a modulação. As duas formas de onda portadora mais comumente usadas são:

- Onda senoidal
- Trem de pulsos periódicos

De maneira análoga, pode-se identificar duas classes principais de modulação:

- Modulação de onda contínua
- Modulação de pulso

3.3.1 Modulação de Onda Contínua

3.3.1.1 Modulações Analógicas

Seja a onda portadora senoidal

$$c(t) = A_c \cos(\phi(t)) \quad (3.1)$$

a qual é definida de modo único pela amplitude da portadora (*carrier*) A_c e pelo ângulo $\phi(t)$. Dependendo de qual destes parâmetros for escolhido, pode-se identificar duas classes de modulação de onda contínua:

- **Modulação de amplitude**, na qual a amplitude da portadora é variada com o sinal de mensagem;
- **Modulação angular**, na qual o ângulo da portadora é variado com o sinal de mensagem.

A própria modulação de amplitude pode ser implementada em diversas formas diferentes. Para um certo sinal de mensagem, o conteúdo de frequência da onda modulada depende da forma de modulação de amplitude usada. Assim, tem-se as seguintes modulações de amplitude:

- Modulação completa de amplitude - AM
- Modulação de faixa lateral dupla e portadora suprimida - DSB-SC
- Modulação em faixa lateral simples - SSB
- Modulação em faixa lateral vestigial - VSB

Já no caso da modulação angular, o ângulo da portadora varia de alguma maneira com a sinal modulante $m(t)$. Dentre as modulações angulares, temos duas possibilidades:

- Modulação de frequência - FM
- Modulação de fase - PM

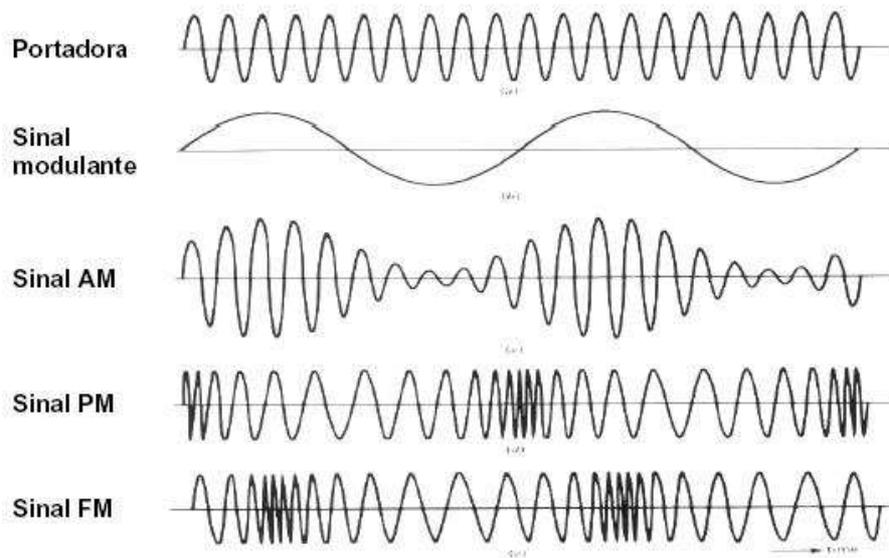


Figura 3.2: Modulações Analógicas

3.3.1.2 Modulações Digitais

As técnicas de modulação digital, assim como as analógicas, tem por objetivo transportar a informação de modo adequado ao meio e com eficiência de espectro.

Destacam-se a seguir técnicas utilizadas para modular uma onda portadora em amplitude, frequência e fase.

- Modulação por chaveamento de amplitude - ASK
- Modulação por chaveamento de frequência - FSK

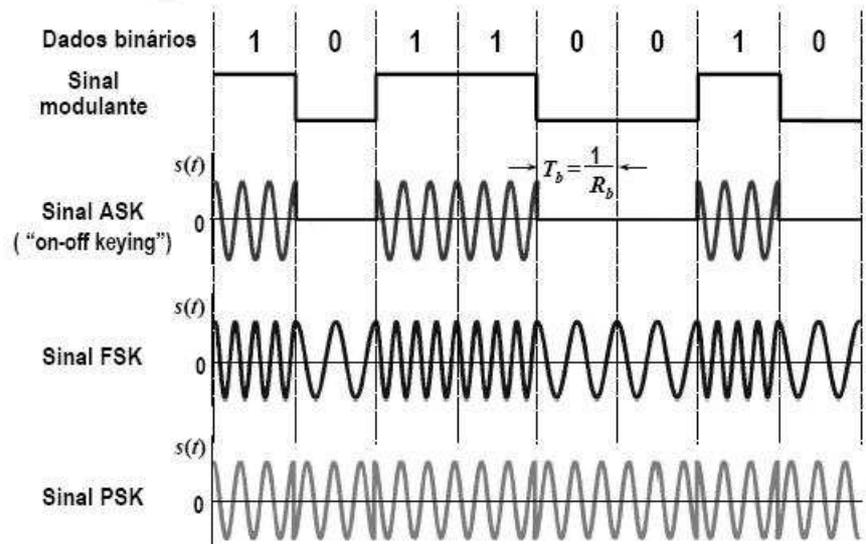


Figura 3.3: Modulações Digitais

- **Modulação por chaveamento de fase - PSK**

Para um sistema binário, a *Amplitude Shift Keying* (ASK) consiste simplesmente em permitir ou não a transmissão da portadora em função da ocorrência ou não de bits 0 ou 1. A técnica de *Frequency Shift Keying* (FSK) comuta a frequência da portadora em dois valores fixos, a frequência nominal da portadora e outra pré-definida, isto em função do sinal binário de entrada. A modulação *Phase Shift Keying* (PSK), de modo similar ao FSK, consiste em variar a fase da portadora de acordo com a informação digital binária a ser transmitida.

E a seguir, são apresentadas técnicas híbridas de modulação envolvendo variações de amplitude, frequência e/ou fase.

- **Modulação por chaveamento de fase diferencial - DPSK**
- **Modulação por chaveamento de fase e quadratura - QPSK**
- **Modulação por chaveamento de chave em quadratura diferencial - QDPSK**
- **Modulação por amplitude em quadratura - QAM**

O esquema *Differential Phase Shift Keying* (DPSK) é uma variação do PSK, onde há a inversão de π radianos na fase da portadora sempre que ocorre o bit 0. As alterações consecutivas em uma seqüência de bits 0 auxilia no sincronismo da comunicação.

O *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) é uma outra variação do PSK onde dois sinais BPSK são transmitidos defasados de π radianos. Isto duplica a quantidade de informação transmitida.

O esquema *Differential Quadrature Phase Shift Keying* (DQPSK) aproveita a característica de sincronismo da transmissão do DPSK e a aplica ao QPSK. Este esquema resolve também o problema de portadora com amplitude zero em determinadas transições.

O esquema *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) é uma combinação dos esquemas ASK e PSK modificando simultaneamente a amplitude e fase da portadora.

Todas as modulações de onda contínua serão explicadas detalhadamente nos capítulos 4 e A.

3.3.2 Modulação de Pulso

Seja a onda portadora que consiste num trem de pulsos periódicos estreitos, como é mostrado por

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - n\tau) \quad (3.2)$$

em que τ é o período, e $p(t)$ denota um pulso de duração relativamente curta (em comparação com o período τ) e centralizado na origem. Quando algum parâmetro característico de $p(t)$ é variado de acordo com o sinal de mensagem, temos **modulação de pulso**.

Dependendo de como a modulação de pulso é de fato realizada, pode-se distinguir as duas subclasses seguintes:

- **Modulação de pulso analógica**
- **Modulação de pulso digital**

Na modulação de pulso analógica, um parâmetro característico, como por exemplo a amplitude, duração ou posição de um pulso, é variado continuamente com o sinal de mensagem. Desta maneira, a **modulação de amplitude de pulso (PAM)**, a **modulação de duração de pulso (PWM)** e a **modulação de posição de pulso (PPM)** são tidas como diferentes realizações de modulação de pulso analógica.

Já na modulação de pulso digital, o sinal modulado é representado na forma codificada. Esta representação envolve duas operações, a quantização e a codificação. Primeiramente, a amplitude de cada pulso modulado é aproximado pelo elemento mais próximo de um conjunto de níveis discretos, chamados de níveis de quantização. Esta

operação é a realizada pelo quantizador e, na sua saída, o sinal é codificado. Esta forma particular de modulação de pulso digital é conhecida como **modulação por codificação de pulsos (PCM)**.

Capítulo 4 – Modulação Analógica

Este capítulo trata exclusivamente de modulações analógicas.

4.1 Modulação de Amplitude

Seja uma onda portadora cossenoidal $c(t)$ definida por

$$c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (4.1)$$

Sem perda de generalidade, pode-se considerar a fase da onda portadora sendo igual a zero na equação 4.1.

Se $m(t)$ denota um sinal de mensagem de interesse, a modulação de amplitude (AM) é definida como um processo na qual a amplitude da portadora é variada proporcionalmente a um sinal de mensagem $m(t)$, como é mostrado a seguir por

$$s(t) = A_c [1 + k_a m(t)] \cos(\omega_c t) \quad (4.2)$$

em que k_a é uma constante chamada fator de **sensibilidade à amplitude** do modulador. Então, a onda modulada $s(t)$ é definida como uma onda AM. A frequência ω_c em radianos da portadora é mantida constante.

A amplitude da função de tempo que multiplica $\cos(\omega_c t)$ na equação 4.2 é chamada **envoltória** da onda AM $s(t)$. Sendo $a(t)$ esta envoltória, pode-se então escrever

$$a(t) = A_c |1 + k_a m(t)| \quad (4.3)$$

Surgem dois casos, dependendo do módulo de $k_a m(t)$, comparados com a unidade:

- $|1 + k_a m(t)| \leq 1$, **para todo** t
- $|1 + k_a m(t)| > 1$, **para algum** t

No primeiro caso, a termo $1 + k_a m(t)$ é sempre não negativo. Assim, pode-se simplificar a expressão para a envoltória da onda AM escrevendo

$$a(t) = A_c [1 + k_a m(t)] \quad (4.4)$$

para todo o t .

Como $0 \leq k_a \leq 1$, não há sobremodulação e a possibilidade da demodulação da onda AM ser feita por um detector de envoltória é satisfeita.

No segundo caso, deve-se usar a equação 4.3 para avaliar a envoltória da onda AM. Neste caso, com $k_a > 1$, existe uma sobremodulação, como pode ser visto na figura 4.1. Assim, a opção do detector de envoltória já não é mais viável e uma demodulação síncrona deve ser usada. Nota-se que a modulação síncrona pode ser usada para qualquer valor de k_a .

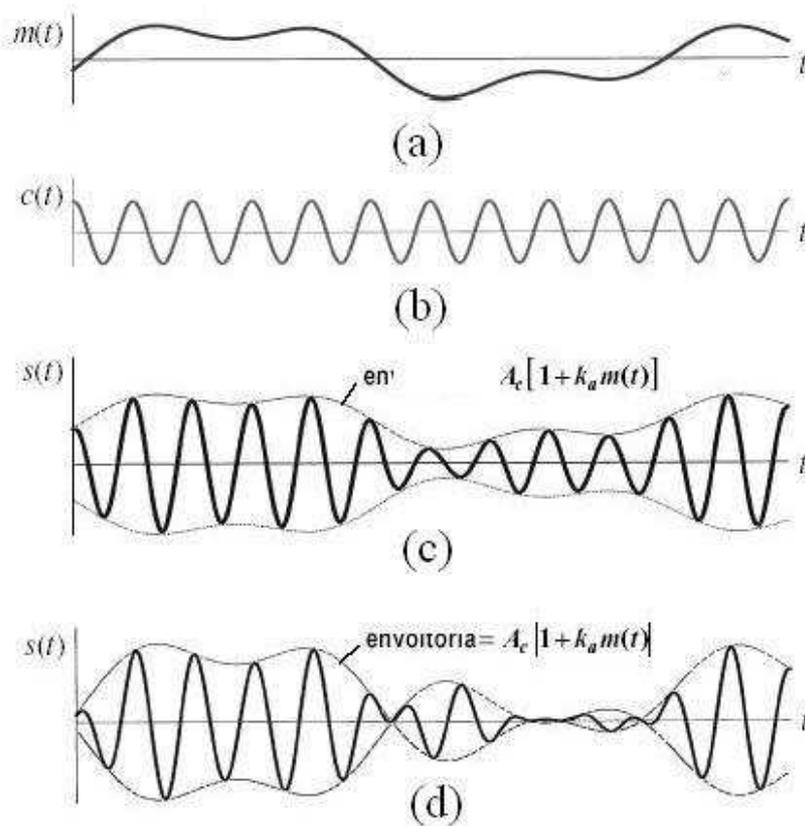


Figura 4.1: Modulação de amplitude para os dois casos da sensibilidade à amplitude do modulador.

Na figura 4.1, (a) é o sinal de mensagem $m(t)$; (b) é a onda portadora cossenoidal $c(t)$. (c) é a onda AM para $|1 + k_a m(t)| < 1$ para todo o t , em que k_a é a sensibilidade à amplitude do modulador. Este caso representa submodulação; e (d) é a onda AM para $|1 + k_a m(t)| > 1$ durante parte do tempo. Este segundo caso representa sobremodulação.

4.1.1 Descrição da Modulação AM no Domínio da Frequência

A onda AM $s(t)$ é definida pela equação 4.2 como uma função do tempo. Para desenvolver a descrição de frequência desta onda AM, toma-se a transformada de Fourier de ambos os lados da equação 4.2. Seja $S(\omega)$ a transformada de Fourier de $s(t)$ e $M(\omega)$ a transformada de Fourier de $m(t)$; $M(\omega)$ é chamado de espectro de mensagem. Portanto, usando a representação por transformada de Fourier da função cosseno $A_c \cos(\omega_c t)$ e a propriedade de deslocamento em frequência da transformada de Fourier, pode-se escrever

$$S(\omega) = \pi A_c [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{1}{2} k_a A_c [M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)] \quad (4.5)$$

Admite-se que o sinal mensagem $m(t)$ seja limitado em faixa ao intervalo $-\omega_m \leq \omega \leq \omega_m$ como está mostrado na figura 4.2. As componentes de frequência mais elevada ω_m de $m(t)$ é chamada de largura de faixa da mensagem, a qual é medida em rad/s. A partir da equação 4.5, pode-se ver que o espectro $S(\omega)$ da onda AM está de acordo com a ilustração da figura 4.2, para o caso em que $\omega_c > \omega_m$. Este espectro consiste em duas funções impulso ponderadas pelo fator πA_c e ocorre em $\pm \omega_c$ e em duas versões do espectro de mensagem deslocado em frequência de $\pm \omega_c$, e multiplicada em amplitude por $\frac{1}{2} k_a A_c$.

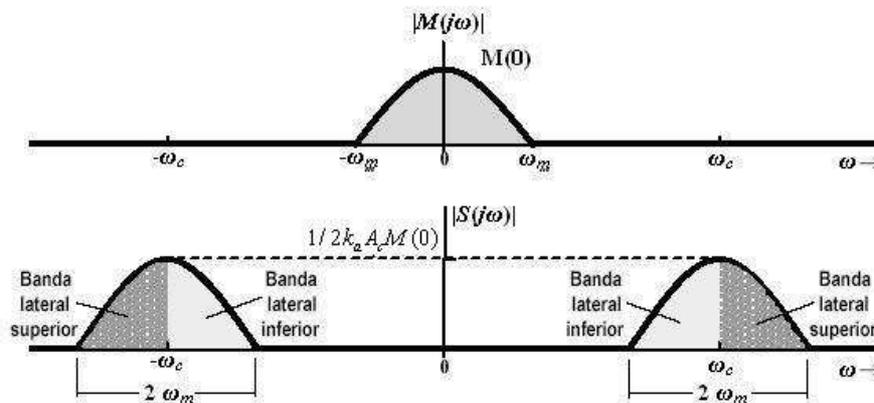


Figura 4.2: Conteúdo espectral da onda AM.

Na figura 4.2, (a) é o espectro de magnitude do sinal de mensagem. (b) representa o espectro de magnitude da onda AM, mostrando as combinações da portadora, faixas laterais superior e inferior.

O espectro da figura 4.2(b) pode ser descrito da seguinte maneira:

- Para frequências positivas, a parte do espectro da onda modulada que se situa acima da frequência portadora ω_c é chamada **faixa lateral superior** enquanto a

parte simétrica abaixo de ω_c é chamada **faixa lateral inferior**. Para frequências negativas, a imagem da faixa lateral superior é representada pela parte do espectro abaixo de $-\omega_c$, e a imagem da faixa lateral inferior, pela faixa acima de $-\omega_c$. A condição $\omega_c > \omega_m$ assegura que as faixas laterais não se sobreponham. Em caso contrário, a onda modulada exibe sobreposição espectral e, portanto, distorção de frequência.

- Para frequências positivas, o componente de frequência mais elevada da onda AM é $\omega_c + \omega_m$, e o componente de frequência mais baixa é $\omega_c - \omega_m$. A diferença entre estas duas frequências define a **largura de faixa de transmissão** ω_T da onda AM, a qual é exatamente o dobro da largura de faixa da mensagem ω_m ; ou seja,

$$\omega_T = 2\omega_m \quad (4.6)$$

4.1.2 Potência da Portadora e das Bandas Laterais

A potência da portadora P_c é o valor quadrático médio de $A\cos\omega_c t$, que é $A^2/2$. A potência das bandas laterais P_s é a potência de $m(t)\cos\omega_c t$. Assim,

$$P_c = \frac{A^2}{2} \quad (4.7)$$

e

$$P_s = \frac{1}{4}\mu^2 A_c^2 \quad (4.8)$$

A potência das bandas laterais é a potência usada e a potência da portadora é a potência desperdiçada por conveniência. A potência total é a soma da potência da portadora e a potência das bandas laterais. Assim, η , a eficiência da potência, é

$$\eta = \frac{P_s}{P_c + P_s} \quad (4.9)$$

4.1.3 Geração de Sinais AM

Na modulação de amplitude, no domínio do tempo, a onda modulada consiste na portadora mais um produto do sinal de mensagem $m(t)$ vezes a portadora. Assim, para o caso de uma modulação cossenoidal, tem-se que

$$s(t) = A_c[1 + \mu m(t)]\cos(\omega_c t) \quad (4.10)$$

em que μ é o fator de modulação, $\mu = k_a A_m$. O termo $1 + \mu m(t)$ é uma versão modificada do sinal de modulação e $A_c \cos(\omega_c t)$ é a portadora. A equação 4.10 pode ser reescrito da seguinte maneira:

$$s(t) = k_a [m(t) + B] A_c \cos(\omega_c t) \quad (4.11)$$

onde a constante B , igual a $1/k_a$ é adicionada ao sinal de mensagem $m(t)$ antes da modulação. A equação 4.11 sugere um esquema descrito no diagrama de blocos da figura 4.3 para gerar uma onda AM. O diagrama é composto de dois blocos funcionais:

- Um somador, que acrescenta a constante B ao sinal de mensagem $m(t)$ que chega.
- Um multiplicador, que multiplica a saída do somador $(m(t) + B)$ pela onda portadora $A_c \cos(\omega_c t)$, produzindo a onda AM $s(t)$. A constante k_a é uma constante de proporcionalidade associada com o multiplicador.

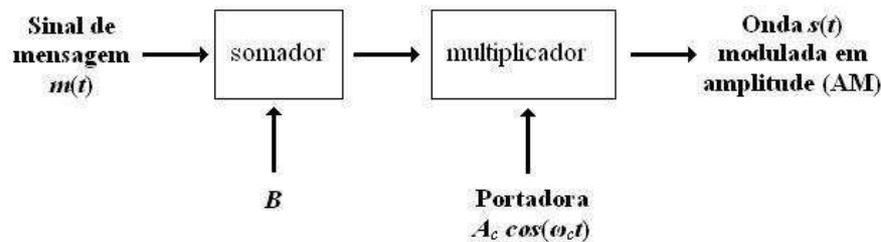


Figura 4.3: Diagrama de blocos de um sistema para gerar uma onda AM.

4.1.4 Demodulação de Ondas AM

Para demodulação de ondas AM, deve-se considerar o método não coerente de demodulação AM que utiliza o detector de envoltória.

Este detector constitui um dispositivo simples e, contudo, eficiente para demodulação de uma onda AM de faixa estreita para a qual não tenha havido sobremodulação. Idealmente, um detector de envoltória produz um sinal de saída que segue exatamente a envoltória da forma da onda do sinal de entrada.

A Figura 4.4 mostra o diagrama do circuito de um detector de envoltória que consiste num diodo e num filtro resistor-capacitor. O detector funciona da seguinte forma: no meio-ciclo positivo do sinal de entrada, o diodo é polarizado diretamente e o capacitor C é carregado rapidamente até o valor de pico do sinal de entrada. Quando o sinal de entrada cai abaixo deste valor, o diodo sofre uma polarização inversa e

o capacitor C de descarrega lentamente através do resistor de carga R . O processo de descarga prossegue até o meio-ciclo positivo seguinte. Quando o sinal de entrada torna-se maior do que a tensão presente no capacitor, o diodo conduz novamente e o processo se repete. O diodo foi suposto ideal, apresentando impedância zero ao fluxo de corrente na região que sofre a polarização direta e impedância infinita na região que sofre polarização inversa. Foi suposto ainda que a onda AM aplicado ao detector de envoltória seja fornecido por uma fonte de tensão de resistência interna R [3].

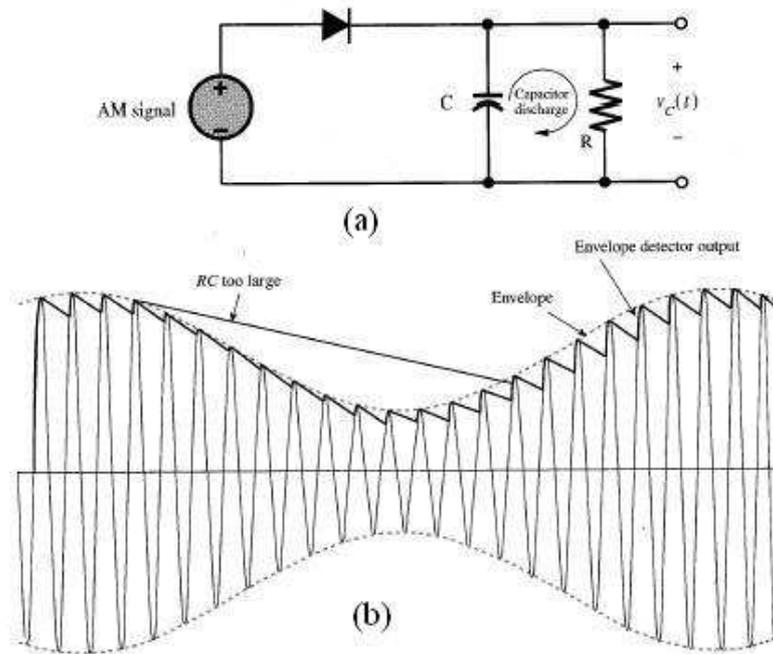


Figura 4.4: Detector de envoltória: (a) diagrama do circuito e (b) Entrada da onda AM com o respectiva envoltória.

4.2 Modulação DSB-SC

Na modulação de amplitude, como a onda portadora $c(t)$ é completamente independente do sinal de mensagem $m(t)$, há perda de potência devido a transmissão da portadora. Assim, somente uma fração da potência total transmitida é afetada por $m(t)$, o que representa uma deficiência da modulação AM. Para superar tal deficiência, pode-se suprimir o componente portadora da onda modulada. Isto resulta numa **modulação da faixa lateral dupla e portadora suprimida (DSB-SC)**. Suprimindo a portadora obtém-se uma onda modulada proporcional ao produto da onda portadora e do sinal de mensagem. Dessa maneira, a onda modulada DSB-SC pode ser descrita como

$$\begin{aligned}
s(t) &= c(t)m(t) \\
&= A_c \cos(\omega_c t) m(t)
\end{aligned}
\tag{4.12}$$

Esta onda modulada sofre uma inversão de fase sempre que o sinal de mensagem $m(t)$ cruza o ponto zero. A Figura 4.5 ilustra este fato; a parte (a) descreve a forma de onda de um sinal mensagem e a parte (b) descreve a onda modulada DSB-SC correspondente. Assim, fica claro que a envoltória de um sinal modulado DSB-SC é diferente do sinal mensagem [3].

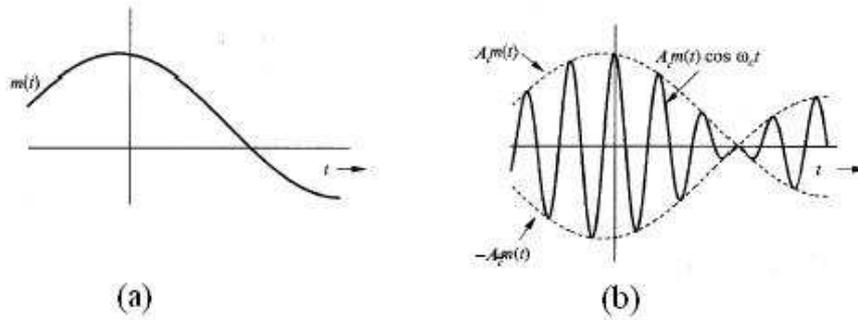


Figura 4.5: Modulação DSB-SC

4.2.1 Descrição no Domínio da Frequência

Tomando a transformada de Fourier de ambos os lados da equação 4.12, tem-se que

$$S(j\omega) = \frac{1}{2} A_c [M(j(\omega - \omega_c)) + M(j(\omega + \omega_c))]
\tag{4.13}$$

onde $S(j\omega)$ é a transformada de Fourier da onda modulada $s(t)$ e $M(j\omega)$ é a transformada de Fourier do sinal de mensagem $m(t)$. Sendo o sinal de mensagem $m(t)$ limitado ao intervalo $-\omega_m \leq \omega \leq \omega_m$, o espectro do sinal modulado fica como o ilustrado na figura 4.6(b).

O processo de modulação desloca o espectro do sinal de mensagem de $\pm\omega_c$. A largura de faixa de transmissão do DSB-SC, assim como na modulação AM, é $2\omega_m$.

4.2.2 Geração de Ondas DSB-SC

A geração de uma onda modulada DSB-SC consiste simplesmente no produto do sinal de mensagem $m(t)$ e da onda portadora $A_c \cos(\omega_c t)$, como indicado na equação 4.12.

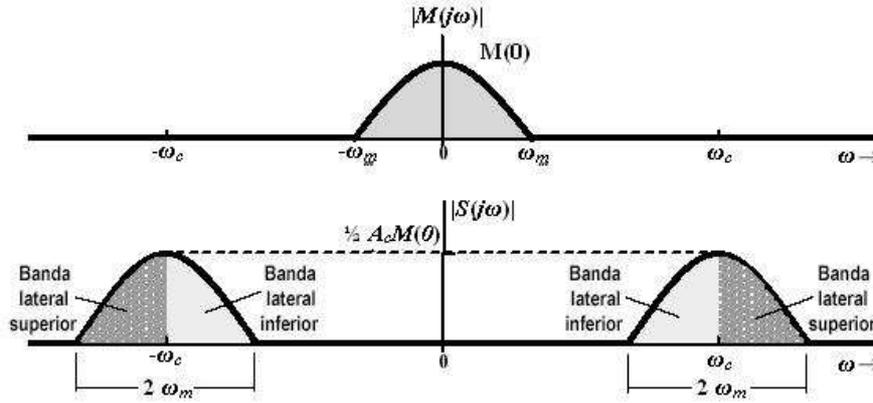


Figura 4.6: Espectro de frequência de uma onda modulada DSB-SC

4.2.3 Demodulação de Ondas DSB-SC

O sinal de mensagem $m(t)$ pode ser recuperado de uma onda modulada DSB-SC $s(t)$ multiplicando-se primeiro $s(t)$ por uma onda senoidal gerada localmente e depois realizar uma filtragem passa-baixas no produto, como descreve a Figura 4.7. Presume-se que a saída do oscilador no receptor seja exatamente coerente ou sincronizado, tanto em termos de frequência como de fase, com a onda portadora $c(t)$ usada no demodulador multiplicador para gerar $s(t)$. Este método de demodulação é conhecido como detecção coerente ou demodulação síncrona [3].

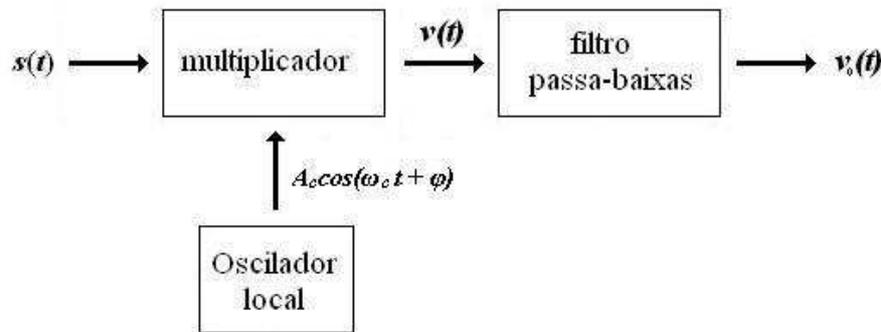


Figura 4.7: Detector coerente para demodulação da onda modulada DSB-SC.

Denotando o sinal do oscilador local no receptor por $\cos(\omega_c t + \phi)$, suposto com amplitude unitária, descobre-se que a saída do modulador de produto da Figura 4.7 é dada por

$$\begin{aligned}
 v(t) &= \cos(\omega_c t + \phi)s(t) \\
 &= A_c \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \phi) m(t) \\
 &= \frac{1}{2} A_c \cos(\phi) m(t) + \frac{1}{2} A_c \cos(2\omega_c t + \phi) m(t)
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

A partir da equação 4.14, que representa o sinal modulado DSB-SC multiplicado por uma onda senoidal local, fica evidente a separação entre os espectros dos dois componentes de $v(t)$. A partir deste ponto, usa-se um filtro passa-baixas para suprimir o segundo termo não desejado de $v(t)$, centrado em $\pm 2\omega_c$. A faixa de passagem do filtro passa-baixas deve estender-se por todo o espectro de mensagem. Assim, suas exigências devem satisfazer duas exigências:

1. frequência de corte ω_m
2. faixa de transição: $\omega_m \leq \omega \leq 2\omega_c - \omega_m$

Desta forma, o sinal recuperado $v_0(t)$ é dado por

$$v_0(t) = \frac{1}{2}A_c \cos(\phi)m(t) \quad (4.15)$$

O sinal demodulado $v_0(t)$ é proporcional a $m(t)$ quando o erro de fase ϕ é uma constante. O erro de fase ϕ no oscilador local faz com que a saída do detector seja atenuada por um fator igual a $\cos(\phi)$. A amplitude será máxima quando $\phi = 0$. Portanto, deve haver um circuito no receptor para manter o oscilador local em perfeito sincronismo, tanto em termos de frequência como de fase, com a onda portadora gerada no transmissor.

4.3 Modulação Angular

Na modulação angular, o sinal mensagem $m(t)$ é carregado na amplitude da onda portadora. Como o sinal senoidal é descrito pela amplitude e pelo ângulo, existe a possibilidade de se carregar a mesma informação variando o ângulo da onda portadora.

4.3.1 Conceito de Frequência Instantânea

Na modulação FM a idéia é variar a frequência da onda portadora na mesma proporção do sinal modulado $m(t)$. Isto significa que a frequência da onda portadora é variada continuamente a todo instante. Desta idéia surge o conceito de **frequência instantânea**.

Seja uma onda senoidal $\varphi(t)$ dada por

$$\varphi(t) = A \cos \theta(t) \quad (4.16)$$

onde $\theta(t)$ é um ângulo generalizado em função de t . Este ângulo generalizado para uma senóide $A\cos(\omega_c t + \theta_0)$ é $\omega_c t + \theta_0$. Para um $\Delta t \rightarrow 0$, o sinal $\varphi(t) = A\cos\theta(t)$ e a senóide $A\cos(\omega_c t + \theta_0)$ são idênticas, isto é,

$$\varphi(t) = A\cos(\omega_c t + \theta_0) \quad (4.17)$$

Assim, para um intervalo Δt pequeno, a frequência de $\varphi(t)$ é ω_c . Como $(\omega_c t + \theta_0)$ é tangente a $\theta(t)$, a frequência de $\varphi(t)$ é a inclinação do ângulo $\theta(t)$ neste intervalo pequeno. Assim, para $\varphi(t)$ tem-se que

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta}{dt} \quad (4.18)$$

$$\theta(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\alpha) d\alpha \quad (4.19)$$

Desta forma, pode-se ver a possibilidade de transmitir a informação de $m(t)$ variando o ângulo θ da portadora. Há dois casos a serem estudados: **Modulação de Fase (PM)** e **Modulação de Frequência (FM)**.

No caso PM, o ângulo $\theta(t)$ é variado linearmente com $m(t)$:

$$\theta(t) = \omega_c t + \theta_0 + k_p m(t) \quad (4.20)$$

onde k_p é uma constante e ω_c é a frequência da portadora. Se $\theta_0 = 0$, sem perda de generalidade,

$$\theta(t) = \omega_c t + k_p m(t) \quad (4.21)$$

resultando na onda PM

$$\varphi_{PM}(t) = A\cos(\omega_c t + k_p m(t)) \quad (4.22)$$

No caso FM, a frequência instantânea ω_i é variada linearmente com o sinal modulado. Assim, a frequência instantânea ω_i em FM é dado por

$$\omega_i(t) = \omega_c + k_f m(t) \quad (4.23)$$

onde k_f é uma constante. O ângulo $\theta(t)$ é

$$\theta(t) = \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \quad (4.24)$$

E a onda FM fica da seguinte forma:

$$\varphi_{FM}(t) = A \cos \left(\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \right) \quad (4.25)$$

Como a amplitude A da onda modulada em ângulo é constante, a potência de uma onda FM ou PM é dada por $A^2/2$.

4.3.2 Largura de Banda de Ondas Moduladas em Ângulo

Para determinar a banda de um sinal FM, considera-se

$$a(t) = \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \quad (4.26)$$

e

$$\hat{\varphi}_{FM}(t) = A e^{j[\omega_c t + k_f a(t)]} = A e^{j k_f a(t)} e^{j \omega_c t} \quad (4.27)$$

Então,

$$\varphi_{FM}(t) = \text{Re}[\hat{\varphi}_{FM}(t)] \quad (4.28)$$

Expandindo a exponencial $e^{j k_f a(t)}$ em séries de potência, tem-se que

$$\hat{\varphi}_{FM}(t) = A \left[1 + j k_f a(t) - \frac{k_f^2}{2!} a^2(t) + \dots + j^n \frac{k_f^n}{n!} a^n(t) + \dots \right] e^{j \omega_c t} \quad (4.29)$$

e

$$\begin{aligned} \varphi_{FM}(t) &= \text{Re}[\hat{\varphi}_{FM}(t)] \\ &= A \left[\cos \omega_c t - k_f a(t) \text{sen} \omega_c t - \frac{k_f^2}{2!} a^2(t) \cos \omega_c t + \right. \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\left. + \frac{k_f^3}{3!} a^3(t) \text{sen} \omega_c t + \dots \right] \quad (4.31)$$

A onda modulada consiste de uma portadora não modulada mais vários termos modulados em amplitude. O sinal $a(t)$ é uma integral de $m(t)$. Se $M(\omega)$ é limitado em banda de B , $A(\omega)$ é também limitado em banda de B . O espectro de $a^2(t)$ é simplesmente $A(\omega) * A(\omega)/2\pi$ e é limitado em banda de $2B$. De modo similar, o espectro de $a^n(t)$ é limitado em banda de nB . Portanto, o espectro consiste de uma portadora não modulada mais os espectros de $a(t)$, $a^2(t)$, \dots , $a^n(t)$, \dots , centrados em ω_c . Pode-se ver claramente que a onda modulada não é limitada em banda. Assim, esta possui uma largura de banda infinita [4].

Apesar da largura de banda teórica de ondas FM serem infinitas, deve-se levar em consideração que a maioria da potência das ondas moduladas é limitada em banda. Há dois casos distintos em termos da largura de banda: FM Banda Estreita e FM Banda Larga.

4.3.2.1 Modulação Angular de Banda Estreita

Se o valor de k_f for bem pequeno, isto é, se $|k_f a(t)| \ll 1$, a equação 4.31 fica da seguinte maneira:

$$\varphi_{FM}(t) \cong A [\cos \omega_c t - k_f a(t) \sin \omega_c t] \quad (4.32)$$

Como a largura de banda de $a(t)$ é B , a largura de banda de φ_{FM} da equação 4.32 é $2B$. Por isto, este caso é chamado de **FM Banda Estreita**. O caso **PM Banda Estreita**, similar, é dado por

$$\varphi_{PM}(t) \cong A [\cos \omega_c t - k_p m(t) \sin \omega_c t] \quad (4.33)$$

4.3.2.2 FM Banda Larga

Se o desvio na frequência da portadora for grande o suficiente, isto é, se a constante k_f for escolhida grande o suficiente para que a condição $|k_f a(t)| \ll 1$ não seja satisfeita, não se pode ignorar os outros termos na equação 4.31. Neste caso, deve-se obter uma melhor estimativa para a largura de banda FM banda larga.

Seja $m(t)$ limitado em banda de B Hz e aproximado com valores de pulsos de amplitude constante. E sejam $-m_p$ e m_p os valores mínimo e máximo, respectivamente, destes pulsos. Assim, as frequências máxima e mínima da portadora são dadas por $\omega_c + k_f m_p$ e $\omega_c - k_f m_p$, respectivamente [4].

Com o desvio na frequência da portadora de $\pm k_f m_p$, pode-se escrever tal desvio como $\Delta\omega$. Portanto,

$$\Delta\omega = k_f m_p \quad (4.34)$$

Em hertz, o desvio da frequência da portadora é dada como

$$\Delta f = \frac{k_f m_p}{2\pi} \quad (4.35)$$

A largura de banda estimada, em hertz, pode ser expressa como

$$\begin{aligned} B_{FM} &= \frac{1}{2\pi} (2k_f m_p + 8\pi B) \\ &= 2(\Delta f + 2B) \end{aligned} \quad (4.36)$$

Este valor da largura de banda corresponde ao caso para a aproximação por pulsos de $m(t)$. O valor real da largura de banda é um pouco menor do que este valor encontrado.

Para o caso FM banda estreita, com k_f bem pequeno, tem-se que o valor de $\Delta f \ll B$. Assim, pode-se ignorar o valor de Δf , deste modo, tem-se

$$B_{FM} \approx 4B \quad (4.37)$$

Mas, como havia sido mostrado anteriormente que a largura de banda de um FM banda estreita é $2B$ Hz, uma melhor aproximação da largura de banda seria

$$\begin{aligned} B_{FM} &= 2(\Delta f + B) \\ &= 2\left(\frac{k_f m_p}{2\pi} + B\right) \end{aligned} \quad (4.38)$$

Esta fórmula é conhecida como **regra de Carson**.

Observa-se que para um caso de banda larga, onde $\Delta f \gg B$, a largura de banda pode ser aproximado como

$$B_{FM} \approx 2\Delta f \quad (4.39)$$

para $\Delta f \gg B$.

Define-se a taxa de desvio β como

$$\beta = \frac{\Delta f}{B} \quad (4.40)$$

e a regra de Carson pode ser expressa em termos da taxa de desvio como

$$B_{FM} = 2B(\beta + 1) \quad (4.41)$$

Para o caso especial de uma FM com modulante tonal, a taxa de desvio β é chamada de **índice de modulação**.

4.3.2.3 Modulação de Fase

Todos os resultados derivados para FM podem ser diretamente aplicados para PM. Assim, a frequência instantânea é dada por

$$\omega_i = \omega_c + k_p \dot{m}(t) \quad (4.42)$$

O desvio de frequência $\Delta\omega$ é dado por

$$\Delta\omega = k_p m_p \quad (4.43)$$

onde

$$m_p = [\dot{m}(t)] \quad (4.44)$$

Então,

$$\begin{aligned} B_{PM} &= 2(\Delta f + B) \\ &= 2\left(\frac{k_p m_p}{2\pi} + B\right) \end{aligned} \quad (4.45)$$

4.3.3 Geração de Ondas FM

Há duas maneiras de se gerar ondas FM: geração indireta e geração direta.

4.3.3.1 Método Indireto de Armstrong

Neste método, as ondas FM de banda estreitas (NBFM) são geradas integrando $m(t)$ e usando este resultado para modular a portadora em fase. Então, o sinal NBFM é convertido em um sinal FM de banda larga (WBFM) usando multiplicadores de frequência.

O sinal NBFM gerado pelo método de Armstrong causa certa distorção devido à aproximação das equações 4.29 e 4.31. A limitação da amplitude nos multiplicadores de frequência remove a maioria das distorções.

Este esquema tem a vantagem da estabilidade na frequência, porém possui deficiências devido ao ruído causado pelas multiplicações excessivas e distorções na modulação à baixas frequências.

4.3.3.2 Geração Direta

Em um oscilador controlado por voltagem (VCO), a frequência é controlada por uma tensão externa. A frequência do oscilador varia linearmente com o controle da tensão. Pode-se gerar uma onda FM usando o sinal modulante $m(t)$ como um sinal de controle. Assim,

$$\omega_i(t) = \omega_c + k_f m(t) \quad (4.46)$$

A geração direta de ondas FM geralmente produz desvio de frequência suficiente e requer multiplicação de frequência. Porém, este método não tem muita estabilidade de frequência. A frequência de saída é comparada com uma frequência constante gerada por um oscilador cristal. Um sinal de erro (erro na frequência) é detectado e uma correção é feita no oscilador com base neste erro [4].

4.3.4 Demodulação de Ondas FM

A informação contida em um sinal FM está na chamada frequência instantânea, definida por $\omega_i = \omega_c + k_f m(t)$. Sendo assim, uma rede de "frequências selecionadas" que possuir um função de transferência no formato $|H(\omega)| = a\omega + b$ em uma banda FM produzirá uma saída proporcional à frequência instantânea. Existem diversas redes com esta característica sendo um dos mais simples um diferenciador ideal com função de transferência igual a $j\omega$.

Se a entrada de um diferenciador ideal for a onda $\varphi_{FM}(t)$, o resultado obtido na saída do mesmo será dado por

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}(t) &= \frac{d}{dt} \left\{ A \cos \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \right] \right\} \\ &= A [\omega_c + k_f m(t)] \operatorname{sen} \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \right] \end{aligned} \quad (4.47)$$

O sinal $\dot{\varphi}(t)$ é modulado tanto na frequência quanto na amplitude, sendo a envoltória igual a $A [\omega_c + k_f m(t)]$. É importante destacar que, pelo fato de $\delta\omega = k_f m_p < \omega_c$, para

todo t , $\omega_c + k_f m(t) > 0$. O valor de $m(t)$ pode ser obtido pela detecção da envoltória de $\dot{\varphi}(t)$.

Supõe-se que a amplitude da portadora introduzida para o sinal FM é constante. Se a amplitude A não fosse constante, caso fosse uma função de tempo, por exemplo, seria necessário adicionar o termo $\frac{dA}{dt}$ na saída do diferenciador. Mesmo assim, a envoltória de $\dot{\varphi}(t)$ seguiria sendo $A(t) [\omega_c + k_f m(t)]$ e a saída do detetor de envoltória seria proporcional a $m(t)A(t)$. Por isso, há a necessidade de ter um valor para A constante. Diversos fatores, tais como ruído do canal, *fading* e outros podem causar a variação de A . Esta variação deve ser removida antes de se fazer a detecção na envoltória do sinal [4].

4.3.4.1 Limitador de Banda

As variações de amplitude de uma portadora modulada pela frequência podem ser eliminadas pelo limitador de banda, que consiste de um *hard limiter* (limitador restritivo de amplitude) seguido de um filtro de banda. A saída do limitador de banda será uma onda quadrada com a amplitude de uma unidade, não sendo importante a amplitude do sinal de entrada. Os pontos em que o sinal de entrada eram iguais a zero permanecem com o mesmo valor de zero. Dentro destas circunstâncias, verifica-se que o sinal de saída do limitador de banda consiste em uma onda quadrada com amplitude constante com modulação angular. Tal operação não linear preserva a informação contida na onda modulada pelos ângulos. Quando a onda de saída passa pelo filtro de banda centrado em ω_c , a saída é a onda de amplitude constante com modulação angular, conforme descrito anteriormente, e centrada na frequência ω_c .

O sinal de saída do *hard limiter* será uma onda com valores $+1$ ou -1 , exclusivamente. Esta disposição depende se a onda de entrada em um determinado tempo se encontra positiva (valores maiores que zero) ou negativa (valores menores que zero) - como já foi esclarecido anteriormente, valores iguais a zero permanecem inalterados.

A saída do limitador de banda pode ser descrito com uma série de Fourier com período 2π . Desta forma, tem-se que a onda de saída possui a onda FM original adicionada de uma outra onda FM cuja frequência é multiplicada pelos fatores 3, 5, 7... da série de Fourier. É possível passar a saída do *hard limiter* através de um filtro de banda centrado em ω_c e com largura de banda B_{FM} , obtendo-se na saída a portadora $e_0(t)$ com modulação angular e amplitude constante [4].

$$e_0(t) = \frac{4}{\pi} \cos \left[\omega_c(t) + k_f \int m(\alpha) d\alpha \right] \quad (4.48)$$

É bastante interessante explicitar que estes resultados obtidos para FM aplicam-se

perfeitamente a ondas PM. O filtro de banda não só mantém a amplitude constante da portadora modulada angularmente, mas também parcialmente suprime o ruído do canal quando este ruído é pequeno.

4.3.4.2 Demoduladores Práticos de Freqüência

É possível usar um diferenciador amplificador operacional como um demodulador FM. Um circuito seguido por uma detetor de envoltória pode também servir como um detetor de freqüências pois sua resposta $|H(\omega)|$ em relação à freqüência de ressonância é aproximadamente linear na forma $a\omega + b$. Dado que a operação está relacionada ao declive de $|H(\omega)|$, esta operação é também chamada de **detecção de declive**. O declive de $|H(\omega)|$ é linear sobre somente uma pequena banda, e portanto, causa uma considerável distorção na saída. Este problema pode ser parcialmente corrigido por um dispositivo chamado **discriminador balanceado**.

Outro demodulador balanceado é o detetor relativo (detetor de taxas), também amplamente usado no passado, o qual oferece maior proteção ante variações de amplitude da portadora do que o discriminador. Por muitos anos, detetores de relação (ou taxas) foram o padrão para quase todos receptores de FM.

Os detetores de zeros também são usados devido aos avanços em circuitos digitais integrados. Estes detetores são os contadores de freqüência, produzidos para medir a freqüência instantânea através do número de vezes que o sinal cruza o eixo zero das abcissas. A taxa de "cruzamento pelo eixo zero" é igual à de freqüência instantânea da entrada do sinal.

4.3.4.3 *Phase-Locked Loop* (PLL)

Devido ao seu baixo custo e a uma performance consideravelmente superior, principalmente quando a relação Sinal-Ruído é baixa, a demodulação FM utilizando o PLL é o método mais popular atualmente. Uma característica do PLL é que ele verifica o ângulo e a freqüência instantânea do sinal de entrada. A saída do filtro de loop $H(s)$ é o $e_0(t)$ que age como uma entrada para um oscilador controlado por voltagem (VCO). O VCO possui uma freqüência ω_c . A freqüência do VCO é tida como sendo $\omega_{VCO} = \omega_c + ce_0(t)$.

Tendo como saída do VCO a onda $B\cos[\omega_c t + \theta_0(t)]$, sua freqüência instantânea é dada por $\omega_c + \dot{\theta}_0(t)$. Portanto, $\dot{\theta}_0(t) = ce_0(t)$, que implica que $e_0(t) = \dot{\theta}_0(t)/c$.

Considerando a fase da primeira onda a entrar no VCO como sendo $\theta(t)$ e as subsequentes como sendo $\theta_i(t)$ e considerando que o sinal de entrada FM é dado por $A\sin[\omega_c t + \theta_i(t)]$, chega-se ao resultado que

$$\theta_i(t) = k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \quad (4.49)$$

e

$$\theta_0(t) = k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha - \theta_e \quad (4.50)$$

tendo o θ_e como sendo o erro mínimo.

Tem-se por fim que

$$e_0(t) = \frac{1}{c} \dot{\theta}_0(t) \cong \frac{k_f}{c} m(t) \quad (4.51)$$

4.3.4.4 Análise do Erro Mínimo

Usando a análise do erro mínimo, pode-se averiguar que um *loop* de primeira ordem não pode verificar um sinal de entrada cuja freqüência instantânea varia linearmente com o tempo. No entanto, o sinal em questão pode ser verificado dentro de uma fase constante pelo uso de um *loop* de segunda ordem e pode ser corretamente identificado sem erro de fase no caso de se usar um *loop* de terceira ordem.

É necessário deixar claro que a análise do erro mínimo é válida somente quando $\sin\theta_e \cong \theta_e$ (o erro mínimo, já mostrado anteriormente) é muito menor que $\pi/2$. Isso significa que as freqüências da portadora e do sinal de entrada devem ser muito próximos para que a análise possa ser corretamente feita.

A saída $e(t)$ do PLL é uma versão distorcida de $m(t)$. Na presença de um pouco de ruído, o comportamento do PLL é comparável ao de um discriminador de freqüência. Sua vantagem sobre o discriminador de freqüência é perceptível somente no caso de um ruído expressivo.

4.3.4.5 Análise de *Loop* de Primeira Ordem

O *loop* de primeira ordem é afetado pelo fato de possuir um erro de fase constante. Além disso, só se consegue uma constância na freqüência somente se a freqüência da onda de entrada e a freqüência inativa do VCO forem diferentes não mais que AK rad/s, sendo A a amplitude do sinal e K uma constante inteira. *Loops* com ordens maiores conseguem superar estas desvantagens, mas criam novos problemas no que diz respeito à estabilidade.

Outra importante classe de detetores, a FMFB (Demodulador FM com *Feedback*) usa um *feedback* no demodulador FM para deixar mais estreita a banda do sinal FM, que por sua vez reduz a potência do ruído.

Capítulo 5 – Descrição do Rádio Definido por Software (SDR)

5.1 Introdução ao SDR

O termo *Software Defined Radio* (SDR), ou sua tradução em português Rádio Definido por Software, é usado para designar rádios controlados por *softwares* com funções de modulação, bem como de segurança em comunicações (tais como o *hopping*), e de cumprimento de exigências de padronizações atuais e em desenvolvimento, cujas bandas de frequência de interesse podem ser disponibilizadas por um sistema de transmissão e recepção. SDR é uma tecnologia em constante desenvolvimento, aplicável em várias áreas da indústria de equipamentos de comunicação sem fio, oferecendo soluções eficientes e de baixos custos comparados às soluções de *hardware* utilizadas nos sistemas atuais. Por exemplo, dispositivos desenvolvidos com a tecnologia SDR podem ser dinamicamente programados por *software* para serem reconfigurados e adaptados a fim de se conseguir melhor desempenho, aumento de funcionalidade, disponibilidade de novos serviços ao usuário final, bem como uma maior flexibilidade ao desenvolvimento de sistemas de uso geral. Por fim, a tecnologia SDR atende aos principais interesses de comunicação de setores militar, civil, e comercial [5].

O conceito de SDR está baseado no uso de uma plataforma de *hardware* simples com capacidade de armazenamento e processamento de dados, capaz de permitir ao usuário final ou ao fabricante a modificação do *software* controlador proporcionando diferentes funções em diferentes ocasiões.

As vantagens de um dispositivo SDR para o usuário final são, dentre outras [5]:

- facilidade de pagar somente o que usar (“*pay-for-what-you-use*”), considerando a independência do dispositivo face aos serviços de comunicações disponíveis em escala global;
- possibilidade da adição de funcionalidades extras bem como suporte e manutenção lógicos através de simples atualização de *software*;
- possibilidade de diminuição no preço do equipamento, com o esforço das indústrias na consolidação de uma plataforma de *hardware* comum e padronizada, e com preço final reduzido tendo em vista uma maior concorrência de mercado.

As vantagens de um dispositivo SDR para o **fabricante** são, dentre outras [5]:

- possibilidade de diminuição de custos relacionados ao suporte e manutenção dos equipamentos;
- avanço em pesquisas de tecnologia de dispositivos e desenvolvimento de *softwares*, proporcionado pela maior concorrência de mercado;
- aumento da demanda de dispositivos e serviços baseados em SDR.

Cada vez mais o mercado de dispositivos de comunicação sem fio tem adotado e aprovado a tecnologia SDR. Diversos grupos comerciais, civis, militares e acadêmicos têm estudado os benefícios da tecnologia SDR formando uma extensa rede de pesquisas incluindo os Estados Unidos, Japão, Coréia do Sul, Alemanha e Reino Unido. Uma variedade de produtos e serviços tem surgido no mercado global comprovando o sucesso da tecnologia SDR [5].

O conceito SDR engloba a maioria dos aparelhos de comunicações móveis, como telefones celulares, PDAs (*Personal Digital Assistant*), *Smart Phones* (telefones celulares inteligentes), dispositivos de computador e ainda dispositivos simples como o receptor de rádio de um portão eletrônico da garagem de uma casa, por exemplo. Todavia o foco do SDR tem sido predominantemente o campo da comunicação móvel e portátil [5].

Hoje em dia a telefonia celular digital e de redes PCS (*Personal Communication System*) utilizam uma variedade de tecnologias digitais de Segunda Geração (2G) na interface aérea para o acesso do terminal à rede, e englobam um grande número de padronizações (GPRS, HSCSD, etc.) e protocolos (WAP, pJAVA, compact-html, etc.) para acesso à Internet. As diferentes padronizações de Segunda Geração adotadas por vários grupos de usuários por todo o mundo frequentemente frustram executivos em viagens, que necessitam fazer contato com seus clientes ou escritórios, onde a mudança geográfica pode gerar perda de qualidade e funcionalidade, podendo até chegar à situação de incompatibilidade de sistemas. Para agravar ainda mais o problema, as indústrias já estão migrando para a próxima geração dos atuais aparelhos, e ainda adicionando novos recursos e serviços tais como GPS (para serviços de localização), e o *Bluetooth* (para serviços de comunicação local), dentre outros [5].

O SDR vem sendo portanto a solução ideal para implementar os diversos serviços de comunicação disponíveis de vários sistemas padronizados, através de aparelhos que podem ser programados, retificados ou adicionado outras funções, por *software* via rádio-transmissão. Com o SDR é possível acomodar em uma plataforma de *hardware* padronizada diferentes tecnologias e serviços usando *software* ou *firmware* [5].

Dentre os novos serviços que podem surgir com o advento do SDR podemos destacar os seguintes[5]:

- conectividade internacional (integração com os diversos padrões existentes);
- logística global (integração com o sistema GPS – *Global Positioning System*);
- liberdade de escolha de tecnologia, serviço e rede;
- integração de diversos sistemas de comunicação em massa, comunicação ponto a ponto local e global, e comunicação por grupos pré-definidos;
- integração de diversos serviços de telefonia, internet, correio eletrônico, correio de voz, mensagens de texto e gráficas;
- disponibilidade para roteamento de informação.

Enfim, são várias as possibilidades de integração de serviços e sistemas possíveis.

5.2 Arquitetura SDR

A arquitetura SDR é baseada num modelo geral em alto nível de blocos funcionais conectados entre si por interfaces de padrão aberto. A arquitetura SDR incorpora três domínios: portáteis, móveis, e estação-base (fixa). O *software* é implementado para controlar as características de sistema em um nível hierárquico de módulos que suportam escalabilidade. Modularidade é a chave para o sucesso de implementações de *softwares* em sistemas abertos. Entre os módulos são definidas interfaces denominadas APIs (*Application Programming Interface*) que são os focos das padronizações. Dentro de um módulo, o desenvolvedor está livre para implementar a funcionalidade desejada do modo que lhe convier [5].

A figura 5.1 mostra o modelo funcional hierárquico em alto nível de sistemas SDR. Note que o modelo funcional apresentado na figura não tem a intenção de mostrar fluxos de dados ou de sinais, e sim, os módulos componentes [5].



Figura 5.1: Modelo funcional de sistemas SDR

Três níveis de complexidade são apresentados. O nível mais alto (nível 1) é uma simples representação da linha de transferência de informação. A linha o lado esquerdo representa a interface aérea e, ao lado direito, a interface do usuário [5].

O nível seguinte (nível 2) representa um conjunto de quatro módulos funcionais fundamentais: processamento inicial (*front end processing*), segurança da informação, processamento de informações de entrada e saída (*I/O*), e controle. O processamento inicial consiste basicamente na mídia de propagação (interface aérea), no processamento de rádio-freqüência inicial, na conversão de freqüência e no processamento da modulação e demodulação. A segurança da informação é empregada com a finalidade de fornecer confidencialidade, autenticação, e integridade da informação. No ambiente comercial essa proteção é especificada pelo padrão de serviço subjacente, enquanto no ambiente militar deve estar de acordo com as várias doutrinas e políticas governamentais. O processamento de informação, ou de conteúdo, tem a finalidade de decompor ou de recuperar a informação dos fluxos de dados, controle, e sincronização. Esse módulo ainda trata da seleção de canal, roteamento, multiplexação, codificação de fonte, protocolos de sinalização e funções de entrada e saída [5].

A arquitetura SDR consiste em funções conectadas em interfaces abertas, e procedimentos específicos de *software* em cada um dos módulos presentes. O *software* utilizado na operação do sistema é tratado como uma aplicação. A figura 5.2 mostra a arquitetura aberta SDRF (*Software Defined Radio Function*) de sete subsistemas independentes interconectados por interfaces abertas. Nessa visão, uma arquitetura SDRF genérica foi particularizada definindo-se os subsistemas e sua funções. Em geral, funções de subsistemas devem ser determinados por considerações de implementação. As interfaces existem para interligar aplicações de módulos específicos em cada subsistema. Cada subsistema contém o *hardware*, o *firmware*, um sistema operacional e módulos de *softwares* específicos que podem ser comuns a várias aplicações. A camada de aplicação é modular, flexível e de objetivo específico. A camada API é padronizada com funções comuns tendo suas interfaces abertas e publicadas. As interfaces ponto-a-ponto não são requeridas nem prescritas pelo SDRF [5].

MODULOS ESPECÍFICOS DE ANTENA	MODULOS ESPECÍFICOS DE RF	MODULOS ESPECÍFICOS DE MODEM	MODULOS ESPECÍFICOS DE CONEXÃO	MODULOS ESPECÍFICOS DE SEGURANÇA	MODULOS ESPECÍFICOS DE EIS	MODULOS ESPECÍFICOS DO USUÁRIO
SOFTWARE COMUM	SOFTWARE COMUM	SOFTWARE COMUM	SOFTWARE COMUM	SOFTWARE COMUM	SOFTWARE COMUM	SOFTWARE COMUM
SISTEMA OPERACIONAL	SISTEMA OPERACIONAL	SISTEMA OPERACIONAL	SISTEMA OPERACIONAL	SISTEMA OPERACIONAL	SISTEMA OPERACIONAL	HARDWARE DO USUÁRIO
FIRMWARE	FIRMWARE	FIRMWARE	FIRMWARE	FIRMWARE	FIRMWARE	
HARDWARE DE ANTENA	HARDWARE DE RF	HARDWARE DE MODEM	HARDWARE DE CONEXÃO	HARDWARE DE SEGURANÇA	HARDWARE DE EIS	

Figura 5.2: Implementação típica de uma arquitetura aberta de *Hardware Software SDRF*

5.3 Perspectiva Funcional do SDR

A figura 5.3 apresenta o diagrama da interface funcional do SDRF e demonstra como a arquitetura SDRF se estende à definição de interfaces funcionais. Um formato de fluxo de informação representativo é fornecido no topo do diagrama. As representações reais serão dependentes de definição de implementação. As interfaces devem ser identificadas para informação e controle. Por exemplo, a transferência de informação é o fluxo entre o módulo da antena e o módulo RF, entre o módulo RF e o modem, entre o modem e o módulo INFOSEC, entre o módulo INFOSEC e o módulo de processamento de mensagens de interfaces. Informações de status do sistema são efetuadas entre as mesmas interfaces mencionadas, e informações de controle são efetuadas entre cada um dos módulos e em um ou mais pontos de controle e interfaces. Interfaces auxiliares também são permitidas, como mostrado na figura. O tráfego de dados e informações em transmissão segue o caminho representado pela letra “I” na Figura ???. O SDR trabalha fornecendo controle em cada um dos módulos funcionais, sendo representado pela letra “C” na figura [5].

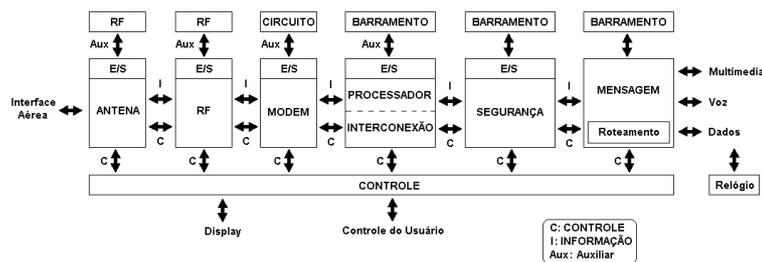


Figura 5.3: Diagrama das interfaces funcionais em sistemas baseados em SRDF

Como um exemplo, a frequência na qual um sinal em rádio-frequência é gerado é determinada pelo gerador de frequência da função RF. Através da capacidade de controle, um terminal SDR permitiria que esta frequência fosse mudada para acomodar diferentes ambientes de operação (tais como movimentar-se entre regiões com diferentes atribuições de frequência).

A execução de SDR em dispositivos portáteis sem fio (*handhelds wireless*) pode ser comparada com um modelo de um PC genérico com múltiplos serviços, assim como ilustrado na figura 5.4 [5].

As implementações em banda base para cada serviço (por exemplo, diferentes tecnologias de interface aérea em sistemas celulares ou sistemas de comunicação pessoal – PCS) são mostradas como parte da camada de *software* do sistema e diretamente interfaceando a camada de *hardware* devido aos estritos requisitos de desempenho quando no consumo de potência e execução em velocidade. Uma variedade de implementações

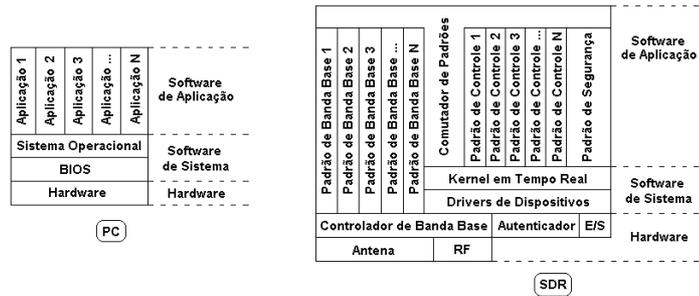


Figura 5.4: Comparação entre modelos SDR e PC

de tecnologia através de SDR vem sendo desenvolvida, considerando os limites de algumas aplicações. Potência de bateria, tamanho, peso e exigências de custo tendem à utilização dos mais novos dispositivos portáteis disponíveis. A fim de se conseguir ao mesmo tempo velocidade de processamento e eficiência, a maioria das implementações em banda base é programada junto ao *hardware*, usando linguagens de programação de baixo nível tais como códigos assembly ou até microcódigos. A tarefa de comutar entre múltiplas bandas de operação usando o mesmo (ou um outro) *hardware* de RF é gerenciada por uma combinação entre o comutador de serviço e os serviços controladores de cada modo operacional [5].

5.4 Aplicações SDR

Uma das principais características de rádios definidos por software é a habilidade de ser reconfigurado. Essa potencialidade é o diferencial oferecido por esta tecnologia, que proporciona aos fornecedores de serviço, fabricantes, desenvolvedores de aplicações e usuários finais benefícios imediatos. Assim como a tecnologia tradicional se difundiu rapidamente entre fornecedores e consumidores, as aplicações SDR estão emergindo num mesmo ritmo, impulsionadas pelas forças do mercado de código livre. As redes compatíveis com SDR fornecem os meios necessários para difundir essas aplicações promovendo interoperabilidade e flexibilidade para consumidores e economia de grande escala para os fornecedores que criam oportunidades para novos investimentos e, conseqüentemente, uma rápida adoção pela indústria [6].

5.4.1 Aplicações para Fornecedores de Serviço

Além dos benefícios tradicionais de qualidade, capacidade, cobertura (através de técnicas de gerenciamento de interferência) e facilidades de operação e manutenção, os SDRs requerem menos *hardware*. Os mesmos conceitos de configuração de rede e provisionamento de rede podem ser assegurados sobre diversas faixas espectrais a fim

de oferecer serviços novos e diferenciados. As operadoras que se utilizam de várias faixas espectrais cobrindo diferentes padrões de rede podem implementar uma rede simples e comum para servir a múltiplos segmentos de mercado. Como exemplo, a mesma infraestrutura pode ser usada para servir a um conjunto de faixas espectrais de celulares e PCS, de celulares e telefones sem fio, de celulares, *paging* e rede de serviços de logística, de PCS e *wireless*-LAN, etc.

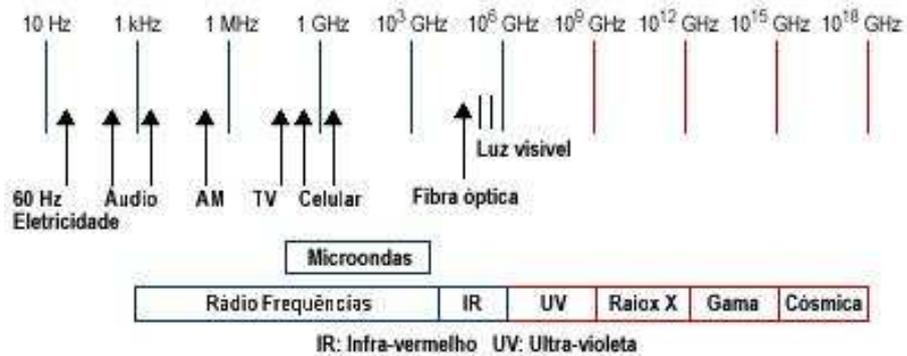


Figura 5.5: Espectro de Frequências

Tanto as estações-base quanto os dispositivos do usuário podem ser reconfigurados para garantir compatibilidade a vários padrões e interfaces, de modo que o ambiente privativo e o ambiente de rede pública podem ser servidos da mesma maneira. Tais combinações incluem, dentre outras [6]:

- fornecimento simultâneo de informações inteligentes (sobre, por exemplo, onde os consumidores estão e o que estão fazendo) e serviços de voz;
- serviços de logística, de voz tradicional e SMS;
- uso de protocolos de comunicações ponto-a-ponto tais como IrDA (comunicação por infra-vermelho), *Bluetooth*, *HomeRF* ou IEEE802.11 (*Wireless*-LAN) dentro de residência ou escritório, e de serviços celulares locais ou PCS;
- internet sem fio através de WAP, de MExE (*Mobile Station Application Execution Environment*) ou de *I-mode* em combinação com rede celular ou PCS e SMS.

Os fornecedores de serviço podem também ser *wireless*-ASPs (*Wireless Application Service Providers*). *Wireless*-ASPs podem fornecer desde hospedagem de servidores de *m-commerce* (*Mobile Commerce*) a listas específicas de diretórios de sistemas. De acordo com pesquisas de institutos internacionais, o mercado de *wireless*-ASP cresceu \$732 milhões de dólares até 2004 [8]. Atualmente algumas companhias têm se

esforçado para encontrar seu nicho neste mercado de rápido desenvolvimento. A maioria destas são companhias relativamente pequenas onde a importância de *hardwares* reconfiguráveis e de ofertas de serviços escaláveis são de importância primordial [7].

A capacidade de reconfigurar tanto estações-base quanto dispositivos de usuário permite excepcionalmente ao fornecedor de serviço (assegurando o suporte à sistema legados, à escalabilidade da rede e à extensibilidade futura) oferecer os seguintes diferenciais (em algumas ou todas as combinações) [6]:

- classe de serviço flexível (como uma função da aplicação), ou seja, um usuário do sistema poderá adquirir novas aplicações para o seu celular ou se desligar do serviço simplesmente fazendo o download de programas ou deletando os programas já instalados em seu aparelho, respectivamente;
- qualidade de serviço adaptativa (como uma função da aplicação), ou seja, o usuário poderá melhorar a qualidade do serviço recebido simplesmente pela aquisição (download) de novas aplicações;
- garantia de integridade do serviço;
- diferenciação de serviço, onde o usuário terá instalado no seu aparelho somente as aplicações que forem de sua conveniência;
- facilidade de pagar somente o que usar, na qual o usuário irá pagar somente pelas aplicações que estiverem sendo usadas no seu aparelho;
- fornecimento de atualizações e correções de software, pelo simples download pelo usuário a partir do seu aparelho ou na própria ERB pelo fornecedor do serviço.

5.4.2 Aplicações para Provedores de Infraestrutura

Devido ao fato de as redes *wireless* estarem cada vez mais se ajustando aos diversos padrões existentes, o verdadeiro diferencial de tecnologia torna-se cada vez mais difícil de se encontrar. As redes compatíveis com SDR se diferenciam na conectividade da rede, acessando quaisquer delas virtualmente, permitindo assim ao provedor de infraestrutura não apenas um teste de mercado relativamente rápido de novas aplicações, mas também prover diferenciais no lado da rede. Um outro diferencial seria o uso de “*Softswitches*” (equivalente a comutadores desenvolvidos por *softwares*) que seguem os princípios da “próxima geração de comutadores” através dos quais é observado o aspecto de reconfiguração e conectividade de todas as redes sob todas as combinações. Atualmente, assim como a convergência de voz e serviços de dados tem mudado o cenário competitivo para sempre, a indústria vem se movimentando rapidamente para

o desenvolvimento de “comutadores multimídia”. Grupos de indústria têm-se formado em torno desse conceito e fabricantes estão rapidamente desenvolvendo equipamentos que acomodam essas novas tecnologias de comutação de circuito e de pacote [6].

Os fornecedores de infraestrutura podem ainda estender suas potencialidades à novas soluções nunca antes tentadas, como por exemplo o conceito “*roaming base-station*” (equivalente a estação base que possui grande mobilidade). Estações-base compatíveis com SDR poderiam certamente ser implementadas em sistemas de transporte em massa tais como os trens que viajam longas distâncias a velocidades elevadas. As estações-base nesses trens poderiam servir aos passageiros enquanto migram de uma rede de determinado provedor de serviço a outra e ainda fazendo parte de uma rede que poderia se transformar em uma fonte de rendimentos e de recursos compartilhados [6].

5.4.3 Aplicações para Fabricantes de Equipamentos, Desenvolvedores de Ferramentas e Fornecedores de Aplicações

As redes compatíveis com SDR na verdade quebram todas as barreiras à entrada dos Fabricantes de Equipamentos, Desenvolvedores de Ferramentas e Fornecedores de Aplicações, onde a especialização passa a se tornar possível. Os Fabricantes de Equipamentos poderiam se concentrar no desenvolvimento e especialização da parte de RF, banda base, ou antena. Os Desenvolvedores de Ferramentas poderiam focalizar seus esforços nos meios para programar novas características e funcionalidades, ou ainda nos meios para testar vários aspectos de desenvolvimento e implementação de projeto. Os Fornecedores de Aplicações poderiam se concentrar em diferenciar aspectos de comunicações, de comércio e de segurança da rede, ou ainda, em serviços especializados aos segmentos específicos da indústria tais como saúde, finanças, negócios, seguros, etc [6].

5.4.4 Aplicações para Fabricantes de Dispositivos

A aplicação mais importante que fornece vantagem competitiva com diferencial é a habilidade de introduzir características e potencialidades de uma maneira independente do dispositivo. Assim como dispositivos portáteis e móveis tem migrado para maiores telas e ricas funcionalidades, eles têm sido caracterizados também por classes de dispositivo, tais como dispositivos de comunicações, telefones celulares, telefones sem fio, *Smart Phones*, PDAs e dispositivos de computador. As potencialidades do SDR permitem ao dispositivo suportar um rico conjunto de módulos de aplicações que podem ser configurados pelo fabricante do dispositivo, provedor de serviço ou fornecedor das aplicações, transformando um simples dispositivo em qualquer classe de

dispositivos através do conceito de “pagar somente o que usar”. Esse diferencial torna-se especialmente importante, ao adicionar o conceito de portabilidade do número ao dispositivo [6].

5.4.5 Aplicações para Usuários Finais

Este tipo de aplicação resume-se em um única palavra: “escolha”. O usuário tem um dispositivo mais inteligente e uma interface mais funcional que permite escolher a aplicação ou a classe de dispositivo baseada no ambiente em que se encontra ou no objetivo que se deseja alcançar, adquirindo ou não, funcionalidades ou aplicações de acordo com o que necessitar. Previamente, o usuário deve estar ciente de sua necessidade e antecipar todos as situações possíveis em suas transações com os fornecedores de serviço para assegurar-se de que o *handset* que escolheu se comunique através dos padrões localmente estabelecidos. Os *handset* desenvolvidos com tecnologia SDR podem extrair informações das redes disponíveis e adaptar-se ao padrão local aliviando a necessidade do usuário de assegurar-se que ele tenha em mãos um dispositivo compatível. Hoje em dia, usuários carregam diversos dispositivos tais como PDAs, *handset*, além dos notebooks para comunicações *wireless* de Internet. Dispositivos de tecnologia SDR podem possuir todas estas potencialidades em um único dispositivo com uma menor e mais fácil configuração e maiores e mais ricas potencialidades [6].

5.5 Os desafios das indústrias com as redes baseadas em SDR

5.5.1 Técnica

Existem dois pontos fundamentais no domínio técnico de rádio definido por *software* que devem ser mencionados.

Um deles é a necessidade óbvia do desenho e fabricação de peças de *hardware* reconfiguráveis e de alto desempenho aliado à um custo considerável de mercado inserido em ciclos de desenvolvimento muito curtos. Este é um ponto importante onde várias empresas estão trabalhando para conseguir um equilíbrio viável. O segundo não é tão óbvio. Existem várias alternativas de ambientes de softwares em estudo para a parte lógica do SDR. Dentre elas estão incluídos debates sobre ambientes Corba e Java. Nos setores comercial, militar e civil esses debates são de fundamental importância para que se encontre o melhor caminho a ser seguido por cada setor [6].

5.5.2 Padrões básicos

Antes que a indústria de SDR se torne viável os padrões existentes devem ser todos acomodados nessa nova tecnologia. Os padrões em desenvolvimento para SDR, e ainda futuros padrões, devem garantir que desenvolvedores de *hardware* e *software* tenham em comum um consistente conjunto de especificações necessárias para desenvolvimento e, simultaneamente, garantam que os equipamentos desenvolvidos trabalhem em cooperação e compatibilidade com os padrões e sistemas *wireless* existentes desenvolvidos em todo o mundo. Este ponto é crucial para o teste e validação de um equipamento habilitado para trabalhar com SDR, assim como a garantia de interoperabilidade entre fornecedores [6].

5.5.3 Ferramentas de testes

Para que os desenvolvedores de aplicação se assegurem de que seus códigos funcionem em todos os produtos de diversos fabricantes, algumas especificações devem ser adotadas aos códigos também. Para isso é necessário ferramentas de testes para garantir compatibilidade com as especificações utilizadas. A Certificação é mais um meio que pode ser usado para provar a sua consistência [6].

5.5.4 Políticas

Acordos de mobilidades globais devem ser estabelecidos para que o usuário possa usufruir da facilidade de movimentação entre diferentes sistemas em todo o mundo, sem que para isso seja necessário um grande esforço para o estabelecimento de serviço por parte do usuário. Do mesmo modo, a consolidação da bilhetagem e contabilidade de serviço dentre vários disponíveis deve contar com a possibilidade de que um usuário possa querer empregar uma classe de serviço para uma aplicação em particular numa determinada área e, em seguida, possa desejar reconfigurar a classe de serviço para uma aplicação diferente usando o mesmo dispositivo SDR. Obviamente, considerações de privacidade são sempre ponto importante quando se trata de dispositivos móveis em redes *wireless* [6].

O certo é que redes SDR estão ainda no início do processo de evolução tecnológica. A comunidade envolvida nesta tecnologia acredita em uma grande mudança de mercado nos próximos anos. Hoje fatores como políticas espectrais, especificações *wireless* e interoperabilidade entre as redes *wireless* existentes já estão sendo tratados na maioria dos setores interessados e, dentro de poucos anos, aspectos SDRs serão a essência desse novo mercado. Algumas empresas (como por exemplo a Nortel, Motorola e Lucent) já desenvolvem produtos com tecnologia SDR. A figura 5.6 mostra uma base de testes em

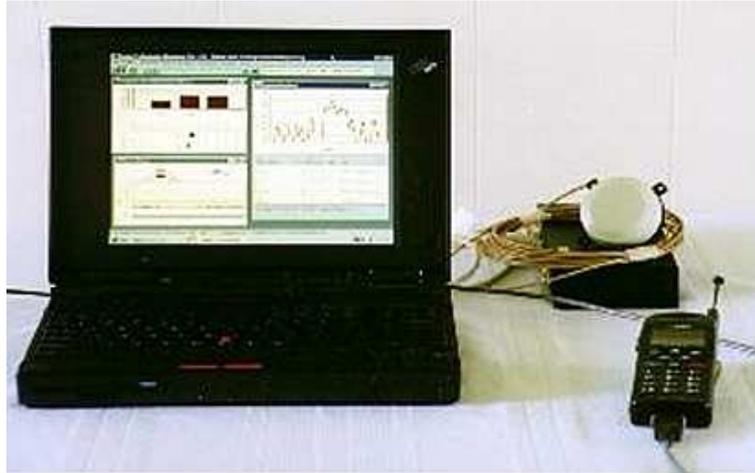


Figura 5.6: Base de testes em ambientes SDR testando um *handset* SDR

ambientes SDR testando um *handset* desenvolvido para funcionar em redes CDMA, GSM e TDMA [6].

O órgão que padroniza o uso do espectro de frequência é a UIT, União Internacional de Telecomunicações, a qual é a organização internacional em que governos, empresas e instituições científicas e industriais cooperam para o desenvolvimento e uso racional das telecomunicações. A UIT desempenha, também, papel de destaque no campo da cooperação técnica em telecomunicações para países em desenvolvimento. Uma das funções técnicas de maior relevo desempenhadas pela organização é a alocação de faixas do espectro de radiofrequências e o registro de posições orbitais para satélites geoestacionários.

Capítulo 6 – Implementação SDR - Dos Modelos do MATLAB/Simulink à Implementação em Protótipos

Nos sistemas de comunicação, a prototipagem é uma tarefa demandada que envolve diversos passos. Inicialmente, um modelo analítico do sistema deve ser desenvolvido, vários algoritmos devem ser projetados e o comportamento do sistema deve ser verificado. No passo seguinte, o protótipo que combina módulos de função de hardware e software deve ser implementado e testado em termos da sua consistência às especificações do modelo analítico. Devido à complexidade dos algoritmos nos sistemas de comunicação moderno, há a necessidade de um longo tempo de desenvolvimento e de teste para finalizar o projeto do protótipo. Com relação à modelagem e aos testes de um sistema de comunicação, as ferramentas do Matlab[©]/Simulink[©]¹/Simulink oferecem um ambiente de alto desempenho de simulação que suporta o desenvolvimento e a análise dos modelos multi-domínios complexos [9].

Neste capítulo, será discutido um ambiente que proporciona um projeto efetivo, explorando a alta performance das simulações, a capacidade de modelar das ferramentas do Matlab e a flexibilidade da arquitetura do hardware da plataforma de um protótipo. A metodologia do projeto envolve o uso das ferramentas do Matlab/Simulink para construir e verificar o modelo analítico e, assim, mapear os blocos selecionados do sistema dentro dos módulos de hardware e/ou software na plataforma do protótipo. Esses blocos estão sendo substituídos por bibliotecas especiais os quais são responsáveis pela comunicação e sincronização. Através do processo de desenvolvimento, pode-se tomar certa vantagem das ferramentas de teste do Matlab para verificar o procedimento adequado de vários passos de integração. Este procedimento continua até que as funções modelo de alto nível estejam integradas em um protótipo completo[9].

É importante ressaltar que neste trabalho é feito o desenvolvimento de um algoritmo no MatLab de acordo com as especificações dadas e, depois, este algoritmo é otimizado através de alguns métodos numéricos, os quais serão descritos posteriormente no capítulo 7.

6.1 A Metodologia de Projeto de um Protótipo

A metodologia de projeto de um protótipo , como está mostrado na Figura 6.1, está baseada numa aproximação que define como um modelo de sistema de alto nível,

¹MATLAB e Simulink são marcas da *The Mathworks Inc.*, a qual detém todos os seus direitos.

desenvolvido usando as ferramentas do Matlab/Simulink, pode ser transformado num protótipo [9].

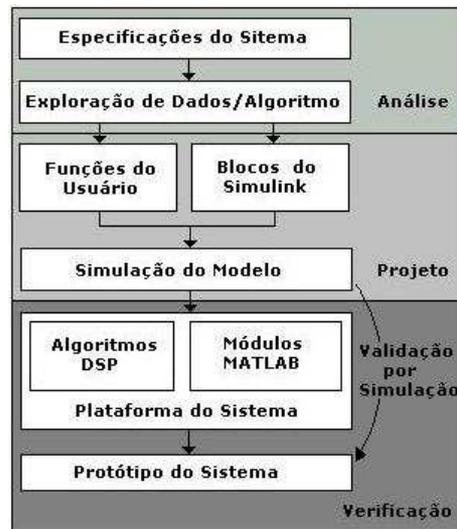


Figura 6.1: A metodologia de projeto de um protótipo.

Durante a fase inicial da aproximação do projeto proposto, as especificações do sistema são definidas e toda informação necessária sobre a arquitetura do sistema, sua funcionalidade e complexidade, é coletada. Baseado nestas informações, novos algoritmos são desenvolvidos e um modelo de alto nível é desenvolvido no Matlab/Simulink, composto de bibliotecas e funções padrões. A funcionalidade de módulo é validada e otimizada através da simulação e uma primeira estimativa da complexidade da implementação [9].

Depois do projeto do modelo estar completo, vários submódulos são progressivamente mapeados em componentes de hardware/software na plataforma do protótipo. A comunicação entre o modelo de simulação de alto nível e a plataforma do hardware é feito através da troca de dados e mecanismos de sincronização. Este sistema misto é verificado usando as mesmas ferramentas e procedimentos de teste que tem sido usados para validar o modelo de alto nível. Esta aproximação permite o usuário a executar uma depuração de baixo nível, enquanto o resultado da simulação é coletado e comparado com os resultados respectivos do modelo de alto nível. A otimização é feita individualmente em cada submódulo do sistema de comunicação e, no final, um sistema funcional completo e consistente de acordo com as especificações iniciais acaba de ser desenvolvido [9].

6.2 A Arquitetura da Plataforma de Hardware

Para implementar um protótipo flexível e de baixo custo, deve-se desenvolver uma plataforma de hardware que é baseado em lógica reprogramável e um processador DSP (*Digital Signal Processing*). A intercomunicação entre a plataforma de hardware e o computador, com as ferramentas do Matlab/Simulink, é feita através de uma interface. Um ambiente de desenvolvimento completo consiste de 2 computadores com duas plataformas de hardware como demonstrado na Figura 6.2. Esta estrutura corresponde a um par de dispositivos de comunicação e fornece um meio de projetar arquiteturas com componentes flexíveis, possibilitando a implementação e a verificação de várias aplicações de comunicação fim-a-fim [9].

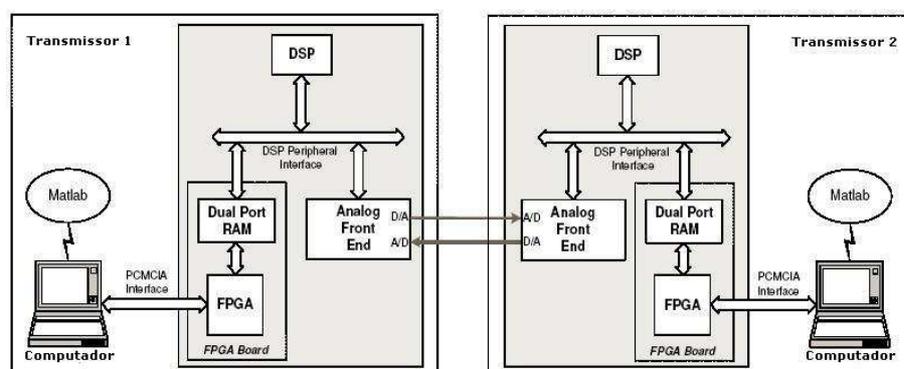


Figura 6.2: A arquitetura do ambiente do protótipo.

6.3 Sincronização

Num projeto misto, que inclui um modelo Matlab/Simulink, o qual certas partes são implementados como funções DSP na plataforma de hardware, a sincronia é fundamental para a eficiência do protótipo. A sincronização tem dois aspectos diferentes: sincronização de várias funções feitas no mesmo processador DSP, e a sincronização que está relacionada com a comunicação e a troca de dados entre a área de trabalho do Matlab e o ambiente DSP [9].

6.3.1 *Multi-threading* No Ambiente DSP

A substituição progressiva de vários blocos no Simulink pelas suas respectivas implementações DSP resulta num desenvolvimento das funções DSP que executam um certo número de funções simultaneamente, sempre em resposta a eventos externos, como a disponibilidade de dados ou a presença de um sinal de controle. Estas funções são chamadas de programas *threads* e *multi-threads*, rodando num processador simples,

permitindo alta prioridade aos *threads* em relação às funções de baixa prioridade e permitindo vários tipos de interação entre os *threads*, incluindo o bloqueio, a comunicação e a sincronização [9].

6.3.2 Sincronia entre o Modelo Matlab/Simulink e a Plataforma de Hardware

A sincronização deve ser feita não somente entre funções DSP distintas, mas também entre as funções Matlab e os módulos DSP, de forma a assegurar o fluxo de dados através dos diferentes estágios do modelo, para uma consistência com as especificações do sistema. A complexidade do problema da sincronização varia dependendo das necessidades de troca de dados em tempo real entre o modelo e a plataforma de hardware. O caso mais simples acontece quando um certo bloco do modelo Matlab/Simulink é substituído por uma função DSP respectiva. Então, a sincronização é feita por um hardware de controle, ou pela informação de controle trocada usando-se a porta dual RAM. O Matlab produz os dados para serem transferidos ao módulo DSP, e apreende a sua execução até que a resposta seja recebida. Um cenário diferente é o uso do Matlab/Simulink para monitorar o comportamento de um sistema de processamento de comunicação ou de sinal implementado na plataforma de hardware, através dos blocos complexos, tais como FFT-Scopes ou *Averaging-Spectrum-Analyzers*. Neste caso, os blocos da informação devem ser coletados periodicamente pelo modelo Matlab de modo que possam ser processados e apresentados. Para isto ser praticável, um procedimento mais sofisticado é definido, envolvendo a observação dos parâmetros de controle e a manipulação do buffer tanto pelo Matlab quanto pelo DSP [9].

A sincronização aumenta muito quando há a necessidade de troca de dados em tempo real entre o Simulink e DSP. Por exemplo, quando um canal de comunicação com determinadas características é emulada e a aplicação Simulink inclui moduladores/demoduladores e/ou codificadores/decodificadores. É óbvio que neste caso, deve haver um fluxo contínuo de dados do Matlab para plataforma de hardware e vice-versa, de modo que a emulação seja a mais realística possível. A dificuldade neste caso vem do fato de que, embora a plataforma de hardware constitui um sistema em tempo real, os tempos da simulação em Simulink não podem ser determinados visto que depende da complexidade do modelo, no poder de processamento do computador e da taxa de troca de dados através da interface. Como consequência, há um limite superior para a transferência de dados máxima que pode ser obtido entre o modelo de alto nível e a plataforma de hardware [9].

Por outro lado, quando a capacidade de cálculo cai no DSP, deixando apenas um

modelo claro no Simulink, o qual pode ser muito rápido, uma adaptação à taxa pré-definida é praticável através de um bloco que adiciona a variável de atraso ao loop de simulação. A troca de dados contínua é realizada através de um buffer, o qual é colocado na *Dual Port* RAM e é compartilhado por ambos Matlab e DSP, como é mostrado na Figura 6.3. Devido à natureza em tempo real da transmissão de dados em um canal de comunicação, o buffer não deve nunca ser transbordado de informação tanto pelo Simulink quanto pelo DSP, desde que neste caso, resultados sem precisão serão obtidos. Esta exigência, junto com o fato de que o buffer é acessado por duas aplicações ao mesmo tempo, faz com que um processo de manipulação do buffer seja necessário. Separado do buffer, há dois ponteiros no DPRAM, um que é atualizado pelo Matlab e dirige-se à última posição que foi alcançada pelo Matlab, e outro, que é atualizado pelo DSP e pelos endereços da última posição que foi alcançada pelo DSP. Um bloco de Simulink foi desenvolvido, o qual assegura que o buffer nunca estará transbordado ou vazio. Durante a simulação, o bloco do Simulink observa a diferença entre estes dois ponteiros para, assim, determinar a taxa ótima na qual o buffer tem que ser acessado. O bloco adapta o tempo de processamento do Simulink de acordo com o tamanho deste buffer [9].

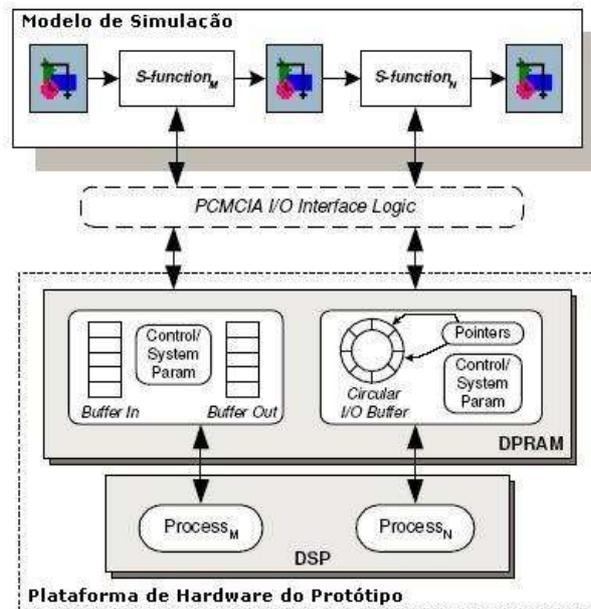


Figura 6.3: Comunicação entre o Simulink e os módulos DSP.

Capítulo 7 – Teoria da Aproximação Aplicada à Construção de Funções SDR

Na construção de funções de rádio definidas por software (SDR), pode-se dispor da flexibilidade do software para implementar tais funções usando o aparato matemático, incluindo teoria da aproximação, teoria da filtragem, etc, visando sempre reduzir tanto o esforço computacional quanto a necessidade dos recursos de hardware.

7.1 Aproximação de Funções

No ambiente SDR, é comum a necessidade de reconstruir um sinal a partir de algumas amostras contíguas. Tais amostras podem estar contaminadas com ruído num grau maior ou menor, podendo, em certos casos, o nível de ruído ser bem elevado.

Visando a implementação prática e tendo em vista a construção de funções SDR, neste texto, será feita uma breve revisão sobre os métodos de aproximação usuais que serão aqui classificados em dois tipos:

1. Aproximação a partir de amostras **não ruidosas**
 - (a) Série de Taylor
 - (b) Aproximação Polinomial
2. Aproximação a partir de amostras **ruidosas**
 - (a) Quadrados Mínimos Lineares
 - (b) Quadrados Mínimos Polinomiais

7.1.1 Princípios Gerais da Separação

É comum dizer-se que se identificou um sinal desconhecido em presença de ruído. Trata-se de um erro ou uma meia verdade, pois para se separar um sinal contaminado com ruído, há necessidade de duas coisas:

1. Conhecimento acerca do sinal
2. Conhecimento acerca do ruído

Esses pontos serão trazidos à luz à medida que se desenvolver este capítulo por meio dos exemplos que serão apresentados para ilustrar a teoria envolvida.

7.2 Aproximações em Ausência de Ruído

A seguir serão descritos métodos de reconstrução de funções em ambiente não ruidoso (ou, na prática, pouco ruidoso).

7.2.1 Série de Taylor

Na expansão de Taylor, dispõe-se de uma função complexa, quer dizer, que tem um número elevado de coeficientes conhecidos como derivadas locais.

Por exemplo, considere-se a função $y = \text{sen}(x)$. Expandindo em torno de $x = 0$ obtém-se a expansão (McLaurin).

$$y = \text{sen}(0) + \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=0} (x - 0) + \left. \frac{d^2y}{dx^2} \right|_{x=0} \frac{(x - 0)^2}{2!} + \left. \frac{d^3y}{dx^3} \right|_{x=0} \frac{(x - 0)^3}{3!} + \dots \quad (7.1)$$
$$(7.2)$$

Fazendo as simplificações óbvias

$$y = x - \frac{x^3}{3!} + \dots \quad (7.3)$$

Como se vê, o que deve motivar a substituição da função original por uma das funções aproximantes $y \approx x$ ou $y \approx x - \frac{x^3}{3!}$ é a facilidade de se equacionar algum problema de forma bem mais simples.

Em outras palavras, obtém-se uma função mais simples que descreve satisfatoriamente o comportamento local da função.

Como pode-se ver, a Série de Taylor, essencialmente, faz uma descrição do comportamento local da função ou sinal, não sendo apropriada para descrever a função à medida que se afasta do ponto onde foram tomadas as derivadas.

A tentativa de utilizar a expansão de Taylor ou McLaurin para descrever a função em um escopo mais amplos levaria a erros inaceitáveis. Isto é ilustrado a seguir na figura 7.1

7.3 Interpolação Polinomial

O problema mais típico que se encontra na implementação SDR consiste em reconstruir um sinal a partir de um conjunto de amostras contíguas.

$$y = \{y_0, y_1, y_2, \dots, y_n\}$$

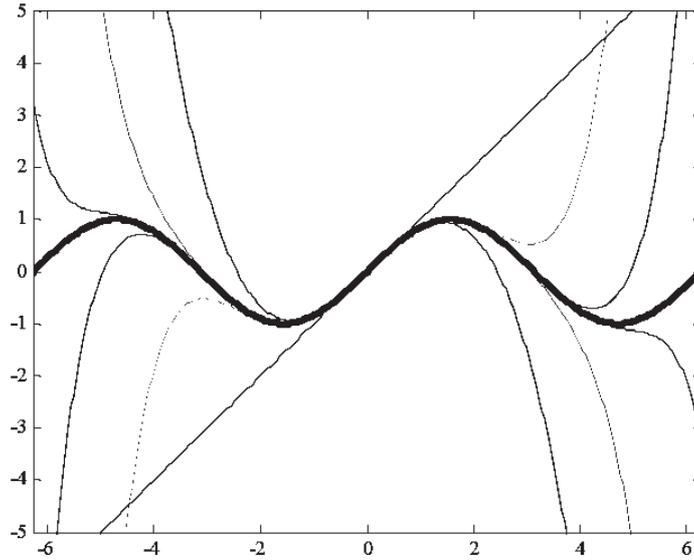


Figura 7.1: Expansão de Taylor e erros longe de $x = 0$

onde $y_k = f(x_k)$.

Supõe-se, como no caso da expansão de Taylor, que o ruído das amostras seja desprezível. Neste caso, supondo a aproximação polinomial, pode-se escrever

$$\begin{aligned}
 a_0 + a_1x_0 + a_2x_0^2 + \dots + a_mx_0^m &= f_0 \\
 a_0 + a_1x_1 + a_2x_1^2 + \dots + a_mx_1^m &= f_1 \\
 a_0 + a_1x_2 + a_2x_2^2 + \dots + a_mx_2^m &= f_2 \\
 &\dots \\
 a_0 + a_1x_n + a_2x_n^2 + \dots + a_mx_n^m &= f_n
 \end{aligned}$$

Escrevendo o sistema na forma matriz-vetor, resulta o sistema na forma compacta

$$V a = f \tag{7.4}$$

$$V \triangleq V(x_0, x_1, \dots, x_n)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & x_0 & x_0^2 & \dots & x_0^n \\ 1 & x_1 & x_1^2 & \dots & x_1^n \\ 1 & x_2 & x_2^2 & \dots & x_2^n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x_n & x_n^2 & \dots & x_n^n \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

$$a = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad f = \begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

Em tese, a solução para o sistema (7.6) pode ser obtido mediante a inversão da matriz de Vandermonde. Porém, não se deve tentar a inversão numérica da matriz de Vandermonde. Nem se necessita desse expediente. De fato, a matriz de Vandermonde tem solução analítica a custo baixo e com boa estabilidade numérica, evitando-se o esforço e os erros oriundos da inversão numérica.

Outra alternativa, a qual será aqui usada será utilizar os polinômios interpoladores de Lagrange.

Para facilidade de exposição, isto será ilustrado mediante o problema de interpolação parabólica ($n = 2$). Para esse caso, serão considerados os seguintes polinômios:

$$\begin{aligned} p_0(x) &= \frac{(x - x_1)(x - x_2)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} \\ p_1(x) &= \frac{(x - x_0)(x - x_2)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} \\ p_2(x) &= \frac{(x - x_0)(x - x_1)}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)} \end{aligned} \quad (7.7)$$

É fácil ver que o polinômio $p_0(x)$ é igual à unidade para $x = x_0$, anulando-se para $x = x_1$ e para $x = x_2$. Da mesma forma, o polinômio $p_1(x)$ é igual à unidade para $x = x_1$, anulando-se para $x = x_0$ e para $x = x_2$ ao passo que o polinômio $p_2(x)$ é igual à unidade para $x = x_2$, e se anula para $x = x_0$ e para $x = x_1$.

A partir dessa observação simples, é fácil verificar que o polinômio

$$p(x) = p_0(x) f_0 + p_1(x) f_1 + p_2(x) f_2 \quad (7.8)$$

construído através dos três polinômios elementares de Lagrange de ordem 2 em (7.7) tem exatamente os valores amostrais $f(x_0) = f_0$, $f(x_1) = f_1$, $f(x_2) = f_2$.

Note que a aproximação da forma (7.8) garante a igualdade apenas dos valores da função em cada um dos pontos tabulares, não das derivadas, ao passo que no caso da aproximação de Taylor procura-se um maior grau de aderência ou osculação em um ponto particular.

Foi admitido *a priori* que a função era apenas conhecida nos pontos tabulares. Contudo, para se utilizar a aproximação de Lagrange nos pontos interamostrais, precisa-se conhecer mais alguma informação acerca da função. É fácil ver que a aproximação seria exata se a função fosse um polinômio de segundo grau. Daí, conclui-se que a ‘primeira parcela’ do erro de interpolação deve ser dada pela $(n + 1)$ -ésima derivada da função a ser aproximada

$$f(x) - p_n(x) = \frac{f_{(n+1)}(\xi)\omega_n(x)}{(n + 1)!} \quad (7.9)$$

onde $f_{(n+1)}(\xi)$ é uma estimativa da n -ésima derivada no intervalo $\omega_n(x) = (x - x_0)(x - x_1) \dots (x - x_n)$.

7.3.1 Derivada através da Interpolação Polinomial

Das equações (7.7) e (7.8), tem-se que a derivada do polinômio de Lagrange parabólico é

$$\frac{dp}{dx} = f_0 \frac{(x - x_1) + (x - x_2)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} + f_1 \frac{(x - x_0) + (x - x_2)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} + f_2 \frac{(x - x_0) + (x - x_1)}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)} \quad (7.10)$$

O resultado fica bem mais apresentável se for feita a seguinte simplificação em cada um dos termos da soma:

$$\frac{dp}{dx} = f_0 \frac{(2x - x_1 - x_2)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} + f_1 \frac{(2x - x_0 - x_2)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} + f_2 \frac{(2x - x_0 - x_1)}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)} \quad (7.11)$$

Avaliando a derivada nos pontos amostrais, tem-se

- para $x = x_0$:

$$\begin{aligned} df_0 &= \frac{dp_0}{dx} \\ &= f_0 \left(\frac{1}{(x_0 - x_1)} + \frac{1}{(x_0 - x_2)} \right) + f_1 \frac{(x_0 - x_2)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} + f_2 \frac{(x_0 - x_1)}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)} \end{aligned}$$

- para $x = x_1$:

$$df_1 = \frac{dp_1}{dx}$$

$$= f_0 \frac{(x_1 - x_2)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} + f_1 \left(\frac{1}{(x_1 - x_0)} + \frac{1}{(x_1 - x_2)} \right) + f_2 \frac{(x_1 - x_0)}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)}$$

- para $x = x_2$:

$$df_2 = \frac{dp_2}{dx}$$

$$= f_0 \frac{(x_2 - x_1)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} + f_1 \frac{(x_2 - x_0)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} + f_2 \left(\frac{1}{(x_2 - x_0)} + \frac{1}{(x_2 - x_1)} \right)$$

Escrevendo a expressão matricial para o cálculo das derivadas à esquerda, central e à direita, simultaneamente, obtém-se

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{1}{(x_0-x_1)} + \frac{1}{(x_0-x_2)} \right) & \frac{(x_0-x_2)}{(x_1-x_0)(x_1-x_2)} & \frac{(x_0-x_1)}{(x_2-x_0)(x_2-x_1)} \\ \frac{(x_1-x_2)}{(x_0-x_1)(x_0-x_2)} & \left(\frac{1}{(x_1-x_0)} + \frac{1}{(x_1-x_2)} \right) & \frac{(x_1-x_0)}{(x_2-x_0)(x_2-x_1)} \\ \frac{(x_2-x_1)}{(x_0-x_1)(x_0-x_2)} & \frac{(x_2-x_0)}{(x_1-x_0)(x_1-x_2)} & \left(\frac{1}{(x_2-x_0)} + \frac{1}{(x_2-x_1)} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} df_0 \\ df_1 \\ df_2 \end{bmatrix}$$

Para o caso de espaçamento uniforme, onde $x_1 = x_0 + h$ e $x_2 = x_0 + 2h$, tem-se

$$\frac{1}{2h} \begin{bmatrix} -3 & 4 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -4 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} df_0 \\ df_1 \\ df_2 \end{bmatrix}$$

Pode-se notar que a derivada central tem uma interceptação interessante em termos da aproximação da derivada pela secante formada pela corda que liga as amostras adjacentes. Porém, não é tão fácil interpretar a aproximação para a derivada à esquerda ou à direita.

7.3.2 Integral através de Interpolação Polinomial

Das equações (7.7) e (7.8), tem-se que a integral do polinômio de Lagrange parabólico é

$$\int p(x)dx = \frac{f_0 x_1 x_2 (x_2 - x_0)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} + \frac{f_2 x_0 x_1}{x_2 - x_1} + \frac{f_1 x_0 x_2 (x_2 - x_0)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)}$$

$$+ \frac{(x_2^2 - x_0^2)}{2} \left(\frac{-f_0 x_1 - f_0 x_2}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} + \frac{-f_1 x_0 - f_1 x_2}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} + \frac{-f_2 x_0 - f_2 x_1}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)} \right)$$

$$+\frac{(x_2^2 - x_0^2)}{3} \left(\frac{f_0}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} + \frac{f_1}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} + \frac{f_2}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)} \right)$$

Simplificando os coeficientes de f_0 , f_1 e f_2 , tem-se que

$$\int p(x)dx = c_0f_0 + c_1f_1 + c_2f_2 \quad (7.12)$$

onde

$$c_0 = -\frac{(x_0 - x_2)(2x_0 - 3x_1 + x_2)}{6(x_0 - x_1)} \quad (7.13)$$

$$c_1 = \frac{(x_0 - x_2)^3}{6(x_0 - x_1)(x_2 - x_1)} \quad (7.14)$$

$$c_2 = -\frac{(x_0 - x_2)(x_0 - 3x_1 + 2x_2)}{6(x_2 - x_1)} \quad (7.15)$$

A integral de Simpson é obtida fazendo o espaçamento uniforme. Assim,

$$\int p(x)dx = \frac{1}{3}f_0h + \frac{4}{3}hf_1 + \frac{1}{3}f_2h \quad (7.16)$$

O erro da quadratura de Simpson é dada por

$$R_k(f) = \frac{f_{IV}(\xi)H^5}{90} \quad (7.17)$$

onde $f_{IV}(\xi)$ é o valor da estimativa máxima para o valor da quarta derivada, sendo ξ um valor arbitrário da abscissa no intervalo de integração.

7.4 Reconstrução de Sinais em Presença de Ruído

Num sistema de comunicação, seja num ambiente SDR ou não, a presença do ruído indesejável no sinal deve ser considerada, e algo deve ser feito afim de se minimizar sua atuação no sistema.

Estudando uma Matemática mais aprofundada existe a Teoria de Interpolação que é a área que estuda os processos para obter funções que passam exatamente pelos pontos dados, e a Teoria de Aproximação estuda processos para obter funções que passem o mais próximo possível dos pontos dados.

Para um tratamento adequado dos erros existentes nas amostras disponíveis em um sistema SDR, torna-se óbvio que, podendo-se obter funções que passem próximas dos pontos dados, representando sua tendência de comportamento, e que tenham uma expressão fácil de ser manipulada, tem-se obtido algo positivo e de valor técnico e científico no que diz respeito à eliminação de ruído nesse sistema.

Uma revisão do método dos Quadrados Mínimos traz a percepção de se tratar da melhor estratégia de atenuação desse ruído, pois ele considera a aproximação de funções na perspectiva diferente da interpolação.

Por exemplo, tendo-se apenas os valores da função em certos pontos, não se deve exigir que a função aproximadora seja exatamente igual à função junto aos pontos tabulares. Deve-se exigir apenas que essa função aproximadora tome valores (com base nesses pontos) de forma a minimizar a distância aos valores dados.

Isso pode ser realizado tomando-se bem mais valores que o necessário para aproximar a função. Dessa forma, é possível utilizar os graus de liberdade adicionais com o objetivo de promover melhor afinidade com o sinal original, rejeitando-se ao máximo o ruído que está contaminando o sinal.

Portanto, o uso eficaz dos Quadrados Mínimos está diretamente condicionado ao prévio conhecimento do comportamento da função que descreve o modelo em questão, bem como o tipo de ruído e suas características de atuação nesse sistema, definindo assim o nível de sucesso de sua implementação.

Isto é muito significativo em termos de aplicações SDR em que se processem sinais contaminados com ruído, como é o caso aqui considerado. O ruído insere no sinal uma margem de incerteza. Ao tentar modelar esse sinal, com uma certa classe de funções, seria inadequado exigir que a função aproximadora interpolasse esses pontos.

Um caso simples, em que se busca a solução para esse problema é o caso da regressão linear, em que se tenta estipular para um conjunto de abscissas e valores das ordenadas associados, a “melhor reta”, que (nesse caso) será a reta que minimiza a soma dos quadrados das discrepâncias entre os valores dados e os valores da reta nesses pontos.

Note que o sucesso da aproximação depende em bom grau de se conhecer alguma informação acerca do sinal e do ruído que o contamina. Em outras palavras, se a função aproximante não tem afinidade com o ruído, o efeito do ruído sobre a solução aproximada tende a ser minimizado, promovendo uma relação sinal ruído ainda mais favorável.

As curvas mais comuns utilizadas neste método encontram-se na tabela 7.1.

A idéia básica para qualquer uma das funções citadas na tabela 7.1 é tentar descobrir quais são os valores dos coeficientes $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots$ de tal modo que a soma dos quadrados das distâncias (tomadas na vertical) da referida curva $y = f(x)$ a cada

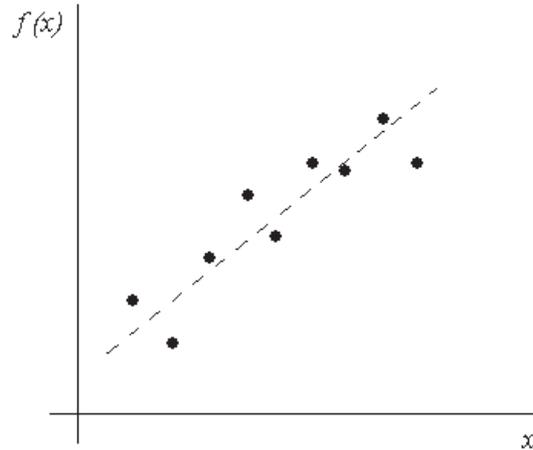


Figura 7.2: Exemplo de aplicação linear do método dos Quadrados Mínimos

Tabela 7.1: Principais curvas do Método dos Quadrados Mínimos

Ordem	Função	Nome
1	$y = a_0 + a_1x$	Reta
2	$y = a_0 + a_1x + a_2x^2$	Parábola
3	$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3$	Cúbica
4	$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4$	Quártica

um dos pontos dados (y_i) seja a menor possível. Daí o nome *Método dos Quadrados Mínimos*.

7.4.1 Método dos Quadrados Mínimos para o sistema incompatível $Ax \cong B$

Em muitas aplicações de Engenharia tem-se que resolver um sistema da forma $Ax \cong B$ onde os parâmetros a_{ij} representam um determinado modelo e os parâmetros b_i representam medidas contaminadas com ruído.

Assim, o problema pode ser formulado como o problema de minimização

$$\text{Min}_x \left\{ \sum_{i=1}^n (b_i - A_i x)^2 \right\} \quad (7.18)$$

onde A_i representa a i -ésima linha da matriz A e b_i a i -ésima coordenado do vetor b .

Usando a Álgebra Linear o problema pode ser colocado da forma

$$\underset{x}{\text{Min}} \quad \{\Psi\}$$

onde

$$\Psi \triangleq (b - Ax)^T (b - Ax) \quad (7.19)$$

Perturbando o vetor $x \rightarrow x + \delta x$ obtemos

$$\begin{aligned} \Psi &= (b - Ax - A\delta x)^T (b - Ax - A\delta x) \\ &\cong (b - Ax)^T (b - Ax) - (b - Ax)^T A\delta x - \delta x^T A^T (b - Ax) + \delta x^T A^T A\delta x \end{aligned} \quad (7.20)$$

Desprezando o termo de ordem superior e com algumas simplificações óbvias, temos

$$\Psi = (b - Ax)^T (b - Ax) - 2(b - Ax)^T A\delta x \quad (7.21)$$

Naturalmente para que a soma dos quadrados seja mínima para qualquer δx deve-se anular a segunda parcela, ou seja

$$(b - Ax)^T A = 0 \quad (7.22)$$

ou, após a transposição,

$$A^T Ax = A^T b \quad (7.23)$$

que é conhecido na literatura como sistema normal.

Note que o sistema (7.23) tem solução única sempre que as colunas de A forem LI (Linearmente Independentes).

7.4.2 Detecção de Ângulo através do Método dos Quadrados Mínimos

O caso da detecção de ângulo de uma onda modulada em ângulo através do Método dos Quadrados Mínimos é discutido neste capítulo afim de esclarecer as vantagens de sua implementação em dispositivos SDR. Neste ponto torna-se natural perceber que o Método Mínimos Quadrados é a melhor saída para a detecção do ângulo de um sinal.

Para este trabalho essa contribuição é essencial, pois simplifica consideravelmente o processo de detecção de um sinal modulado em fase.

Considerando um intervalo de tempo desprezível em relação à duração de um amostra do sinal modulante, pode-se admitir que o ângulo do sinal modulado tenha variação desprezível. Assim o sinal modulado pode ser aproximado como

$$y(t) \cong M \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (7.24)$$

ou ainda

$$y(t) \cong M \cos(\varphi) \cos(2\pi f_c t) - M \sin(\varphi) \sin(2\pi f_c t) \quad (7.25)$$

resultando em

$$y(t) \cong A \cos(2\pi f_c t) + B \sin(2\pi f_c t) \quad (7.26)$$

onde $A = M \cos(\varphi)$ e $B = -M \sin(\varphi)$.

O ângulo φ deve satisfazer

$$\varphi = -\arctan(B, A) \quad (7.27)$$

com $-\pi \leq \varphi \leq \pi$.

Assim, determinar φ envolve primeiro determinar os parâmetros A e B . Fazendo $t = kT$, pode-se tomar algumas amostras do sinal modulado $y(t)$ formando o sistema indeterminado

$$y(kT) \cong A \cos(2\pi f_c kT) + B \sin(2\pi f_c kT) \quad (7.28)$$

que deve ser resolvido pelo método dos Quadrados Mínimos. Tem-se portanto

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & S_1 \\ C_2 & S_2 \\ \vdots & \vdots \\ C_n & S_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \quad (7.29)$$

onde

$$C_n = \cos(2\pi f_c nT)$$

e

$$S_n = \sin(2\pi f_c nT)$$

e que pode ser expresso por

$$b = Ax \tag{7.30}$$

Usando o resultado da solução normal (7.23), a solução dos quadrados mínimos pode ser colocada da forma

$$\begin{bmatrix} \sum C_i^2 & \sum C_i S_i \\ \sum C_i S_i & \sum S_i^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum C_i y_i \\ \sum S_i y_i \end{bmatrix} \tag{7.31}$$

que tem solução única sempre que as colunas da matriz do sistema em (7.29) forem LI.

Ora, se as amostras dos cossenos e dos senos forem uniformemente espaçadas e, além disso, forem síncronas com a frequência da portadora, a matriz do sistema (7.31) será diagonal (quer dizer $\sum C_i S_i = 0$).

A fim de aproveitar a flexibilidade do software não há necessidade de sincronizar a amostragem com a frequência da portadora. Em vez disso, calcula-se a matriz

$$\begin{bmatrix} \sum C_i^2 & \sum C_i S_i \\ \sum C_i S_i & \sum S_i^2 \end{bmatrix}$$

produz-se a inversa e armazena-se o resultado para uso no algoritmo de demodulação

$$M = \begin{bmatrix} \sum C_i^2 & \sum C_i S_i \\ \sum C_i S_i & \sum S_i^2 \end{bmatrix}^{-1} \triangleq \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{12} & m_{22} \end{bmatrix} \tag{7.32}$$

Assim, o algoritmo de demodulação fica

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{12} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum C_i y_i \\ \sum S_i y_i \end{bmatrix} \tag{7.33}$$

Uma vez determinados os parâmetros A e B , calcula-se o ângulo “instantâneo”

$$\varphi = -\arctan(B, A) \tag{7.34}$$

Com isso tem-se a solução “instantânea” a menos de um ângulo replementar.

Esse método possui, entre diversas vantagens:

- possibilidade de cancelar o efeito da assincronia com um número de amostras grandes;

- o fato de *sin* e *cos* serem ortogonais simplifica os cálculos;
- o fato do ruído ser também ortogonal às funções *seno* e *coseno* (correlação nula);
- algoritmo de alta simplicidade de implementação e alta performance.

7.4.2.1 Eliminação das Discontinuidades Replementares

Para eliminarmos as discontinuidades devido ao ângulo replementar pode-se utilizar a função *unwrap()* do MATLAB. Para resultados mais eficientes, a mesma pode ser desenvolvida usando código de baixo-nível.

7.4.3 Recuperação de Sinal Modulado em Frequência

Para recuperar um sinal modulado em frequência, utiliza-se o esquema de diferenciação numérica baseado na interpolação polinomial. Pode-se utilizar a fórmula da derivada central onde

$$dy_i = \frac{1}{2\Delta x} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{i-1} \\ y_i \\ y_{i+1} \end{bmatrix} \quad (7.35)$$

Capítulo 8 – Resultados e Análises

Esta capítulo tem como objetivo analisar uma aplicação da teoria estudada, bem como apresentar um algoritmo desenvolvido no MATLAB durante a realização deste trabalho. Trata-se de um modulador-demodulador de sinais. Em sua etapa de modulação foram-se aplicados conceitos relacionados à Teoria de Modulação de Fase de um sinal, revistos em capítulos contidos neste trabalho como base teórica. Para o processo de demodulação foram empregados conceitos de Teoria da Aproximação. Mais especificamente, o desenvolvimento do modulador segue o princípio da detecção de ângulo através do Método dos Quadrados Mínimos, assunto também contido neste trabalho.

8.1 Algoritmo de Modulação em Fase

O algoritmo desenvolvido tem como premissa básica, a modulação de um sinal em fase e sua posterior demodulação. As características do sinal de entrada são de seguirem o padrão *wav*. Esses sinais são então amostrados na entrada do modulador. Para o nosso trabalho, usou-se um sinal de 100 amostras a uma taxa de 8.000 amostras/seg. Em seguida o algoritmo alterna entre a modulação e a demodulação, em intervalos pre-definidos, a fim de que não estoure a memória do computador.

O arquivo mestre de modulação e demodulação é chamado de *Mestre.m* e possui duas chamadas para funções de modulação e demodulação respectivamente. Essas funções são a *modAngle()* para a modulação, e a *demodAngle()* para a demodulação. Ambas são definidas nos arquivos *modAngle.m* e *demodAngle.m* respectivamente. É utilizado um *Buffer de Modulação* a fim de que a memória do computador não estoure. Uma vez cheio o buffer, a função de demodulação é chamada e então é feita a demodulação do conteúdo do buffer e o resultado armazenado em um *Buffer de Demodulação*.

8.1.1 Arquivo Mestre de Modulação e Demodulação - *Mestre.m*

Abaixo é descrito parte do código de *Mestre.m*.

```
clear all;clc;  
[Modulante, FS, NBITS] = wavread('100samples');
```

```

clear NBITS;

Taxa_Modulante = FS;
Amplitude_portadora = 1;
Frequencia_portadora = 1000000;
Amostras_Por_Periodo_portadora = 3;
Kp = pi / 4;
Fase_inicial = 0;
Tempo_inicial = 0;
Plotar = 1;

Tempo_inicial_modulacao = Tempo_inicial;
Tempo_inicial_demodulacao = Tempo_inicial;

Buffer_modulada = [];
Buffer_demodulada = [];

maxvplot = 5;
maxhplot = 1;
fig = 1;

```

Tem-se logo de início a chamada do sinal de entrada, através da função *wavread()* do MATLAB, armazenando-o numa variável adequada. É definido então a *Taxa de Amostragem* do sinal de entrada, bem como características da portadora. Para o nosso exemplo, foram definidos a *Amplitude da Portadora*, a *Frequencia da Portadora*, a sensibilidade *Kp* do modulador, a *Fase Inicial*, o *Tempo Inicial* e o número de amostras utilizadas para representar cada período da portadora. Em seguida tem-se a criação dos dois buffers utilizados, e por último, a definição de variáveis auxiliares à plotagem dos gráficos.

Em seguida, tem-se

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   INICIO DA DEFINICAO DO TAMANHO DO BUFFER   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
janela = 10;

while (mod((length(Modulante) - 1), janela) > 0) && (janela > 0)
    janela = janela - 1;

```

```

end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           FIM DA DEFINICAO DO TAMANHO DO BUFFER           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

que representa a parte responsável pela definição do tamanho do *Buffer de Modulação*. Como podemos observar o programa ajusta o tamanho inicial da *Janela de Buffer* igual a 10. Em seguida este valor é testado e decrementado até 1, a fim de se obter o melhor tamanho de buffer que modula todo o sinal sem perdas de amostras.

Em seguida, entra-se num loop que segura todo o processo de modulação e demodulação do sinal até o fim do sinal modulante.

```

for k = 1 : (length(Modulante) - 1) / janela

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           INICIO DA MODULACAO           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i = ((k - 1) * janela + 1 : (k) * janela)
    [Modulada, Fase_final, Tempo_final] = ...
        modAngle(Modulante(i), Modulante(i+1), ...
            Taxa_Modulante, Amplitude_portadora, ...
            Frequncia_portadora, Amostras_Por_Periodo_portadora, ...
            Kp, Fase_inicial, Tempo_inicial_modulacao, ...
            Plotar - 1);

    Fase_inicial = Fase_final;
    Tempo_inicial_modulacao = Tempo_final;
    Buffer_modulada(length(Buffer_modulada) + 1 : ...
        length(Buffer_modulada) + length(Modulada)) = Modulada;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           FIM DA MODULACAO           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Este segundo loop, dentro do processo de modulação, tem como objetivo percorrer o sinal modulante informando à função *modAngle()* os parâmetros utilizados para a modulação em ângulo, bem como a amostra modulante atual e a amostra modulante seguinte, para a interpolação, à taxa da portadora, da reta que passa entre as duas

amostras fornecidas. O resultado desta modulação é armazenado no buffer de modulação. Detalhes da função *modAngle()* serão descritos mais adiante.

Abaixo, temos a plotagem do resultado da modulação.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%          INICIO DA PLOTAGEM DOS GRAFICOS          %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if Plotar > 0
    figure(fig); hold on;
    subplot(maxvplot, maxhplot, 2);
    plot((k - 1) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequncia_portadora)) : ...
        1 / (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequncia_portadora) : ...
        (k) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequncia_portadora)), ...
        Buffer_modulada, '-b', ...
        (k - 1) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequncia_portadora)) : ...
        1 / (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequncia_portadora) : ...
        (k) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequncia_portadora)), ...
        Buffer_modulada, '.k');
    title('Portadora Modulada');
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%          FIM DA PLOTAGEM DOS GRAFICOS          %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Para representar uma situação próxima do real, é adicionado ruído do tipo AWGN no resultado da modulação, ou seja, no sinal que seria transmitido no canal de um sistema hipotético.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%          INICIO DA INSERCAO DE RUIDO NO CANAL          %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fator_ruído = 0.1;
Buffer_modulada = Buffer_modulada + ...
rand(1,length(Buffer_modulada))*(fator_ruído);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

%          FIM DA INSERCAO DE RUÍDO NO CANAL          %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Através do *Fator de Ruído* pode-se intensificar o mesmo.

Tem-se então a plotagem do sinal modulado acrescido de ruído.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% INICIO DA CONTINUACAO DA PLOTAGEM DOS GRAFICOS %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if Plotar > 0
    figure(fig); hold on;
    subplot(maxvplot, maxhplot, 3);
    plot((k - 1) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequencia_portadora)) : ...
        1 / (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequencia_portadora) : ...
        (k) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequencia_portadora)), ...
        Buffer_modulada, '-b', ...
        (k - 1) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequencia_portadora)) : ...
        1 / (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequencia_portadora) : ...
        (k) * (length(Buffer_modulada) - 1) * (1 / ...
        (Amostras_Por_Periodo_portadora * Frequencia_portadora)), ...
        Buffer_modulada, '.k');
    title('Portadora Modulada ruidosa');
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%          FIM DA CONTINUACAO DA PLOTAGEM DOS GRAFICOS          %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Em seguida, inicia-se o processo de demodulação à taxa da portadora para o conteúdo do *Buffer de Modulação*.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%          INICIO DA DEMODULACAO          %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i = 1 : length(Buffer_modulada) / Amostras_Por_Periodo_portadora
    [Demodulada_ruidosa(i), Tempo_final] = ...
        demodAngle(Buffer_modulada((i - 1) * ...

```

```

    Amostras_Por_Periodo_portadora + 1 : ...
    i * Amostras_Por_Periodo_portadora), Frequencia_portadora, ...
    Amostras_Por_Periodo_portadora, Tempo_inicial_demodulacao);

    Tempo_inicial_demodulacao = Tempo_final;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               FIM DA DEMODULACAO                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Buffer_modulada = [];

```

pode-se observar que a cada processo de demodulação o *Buffer de Modulação* é limpo a fim de que a memória não estoure e o buffer esteja pronto para receber o outro segmento modulado.

Detalhes da função *demodAngle()* serão descritos mais adiante.

Em seguida é feito alguns ajustes no sinal demodulado.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   INICIO DOS AJUSTES NA DEMODULADA RUIDOSA   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Retirando a componente DC
Demodulada_ruidosa = 1/(Kp)*(Demodulada_ruidosa - ...
    mean(Demodulada_ruidosa));
% Corrigindo as diferencas das medias
if k == 1
    ultima = Demodulada_ruidosa(1);
end
primeira = Demodulada_ruidosa(1);
diferenca = ultima - primeira;
Demodulada_ruidosa = Demodulada_ruidosa + diferenca;
ultima = Demodulada_ruidosa(length(Demodulada_ruidosa));
% Armazenando a demodulada num buffer
Buffer_demodulada(length(Buffer_demodulada) + 1 : ...
    length(Buffer_demodulada) + length(Demodulada_ruidosa)) = ...
    Demodulada_ruidosa;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               FIM DOS AJUSTES NA DEMODULADA RUIDOSA                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
end
```

```
Buffer_demodulada = unwrap(Buffer_demodulada);
```

Retira-se a componente DC relativa do resultado e em seguida ajusta-se os resultados, corrigindo as diferenças, para que se mantenha a continuidade do sinal. O resultado desse processo é armazenado no *Buffer de Demodulação*. Em seguida o loop que segura todo o processo de modulação e demodulação do sinal é fechado. E por último, é utilizada a função *unwrap()* do MATLAB em todo o sinal demodulado.

Em seguida o resultado é trazido novamente para a banda base através da função *spline()* do MATLAB.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% INICIO DA CORRECAO PARA A BANDA BASE %
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
Demodulada = spline(0 : ...  
(1 / Frequencia_portadora) : ...  
(length(Buffer_demodulada) - 1) * (1 / Frequencia_portadora), ...  
Buffer_demodulada, 0 : (1 / Taxa_Modulante) : ...  
(length(Modulante) - 1) * (1 / Taxa_Modulante));
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% FIM DA CORRECAO PARA A BANDA BASE %
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

Plota-se então o sinal modulante original, o sinal demodulado na banda base e o erro entre um e outro.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% INICIO DA PLOTAGEM DOS GRAFICOS %
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
if Plotar > 0  
figure(fig);  
subplot(maxvplot, maxhplot, 1);  
plot(0 : 1 / Taxa_Modulante : (length(Modulante) - 1) * ...  
(1 / Taxa_Modulante), Modulante, '-b', 0 : ...  
1 / Taxa_Modulante : (length(Modulante) - 1) * ...  
(1 / Taxa_Modulante), Modulante, '.k');
```

```

title('Modulante');

subplot(maxvplot, maxhplot, 4);
plot(0 : 1 / Taxa_Modulante : (length(Modulante) - 1) * ...
     (1 / Taxa_Modulante), Demodulada, '-b', 0 : ...
     1 / Taxa_Modulante : (length(Modulante) - 1) * ...
     (1 / Taxa_Modulante), Demodulada, '.k');
title('Demodulada');

subplot(maxvplot, maxhplot, 5);
plot(0 : 1 / Taxa_Modulante : (length(Modulante) - 1) * ...
     (1 / Taxa_Modulante), Modulante' - Demodulada, '-b', ...
     0 : 1 / Taxa_Modulante : (length(Modulante) - 1) * ...
     (1 / Taxa_Modulante), Modulante' - Demodulada, '.k');
title('Erro');

end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           FIM DA PLOTAGEM DOS GRAFICOS           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

8.1.2 Arquivo de Modulação - *modAngle.m*

Uma das principais funções utilizadas no arquivo mestre de modulação e demodulação é a função *modAngle()*, disponibilizada no arquivo *modAngle.m*. O objetivo dessa função é modular um segmento linear de um sinal de entrada. Esse segmento deve ser fornecido à função através de duas amostras subsequentes, formando uma reta de sinal. A função *modAngle()* também deve receber como parâmetro a *Taxa Amostral* do sinal modulante, a *Amplitude da Portadora* desejada na modulação, a *Frequencia da Portadora* desejada, a sensibilidade Kp do modulador, a *Fase Inicial*, o *Tempo Inicial* e o número de amostras utilizadas para representar cada período da portadora. Uma outra entrada define se deve-se plotar o gráfico obtido ou não, passando como valor um número maior que zero ou não, respectivamente. A função *modAngle()* deve retornar como resultado o segmento de reta modulado, a *Fase Final* e o *Tempo Final*.

Como exemplo, a figura 8.1 mostra a modulação de um segmento de reta modulante, passando como parâmetro à função duas amostras subsequentes, à uma taxa amostral de 8.000 amostras/seg, com amplitude e frequência de portadora iguais a 1 volt e 100 kHz, sensibilidade do modulador igual a $\pi/4$, com fase inicial e tempo inicial iguais a zero, e utilizando 8 amostras para representar cada período da portadora.

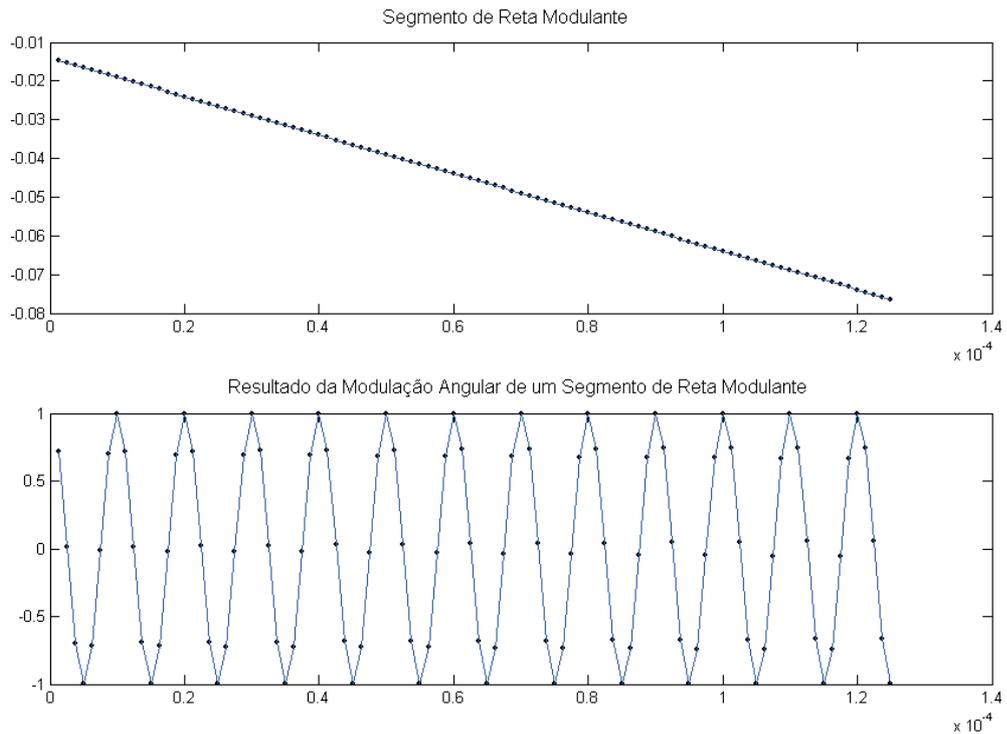


Figura 8.1: Exemplo do uso da função *modAngle()*

Temos então

```
% modAngle.m -- Programa de Modulacao Angular
%
% Este programa faz a modulacao angular de um sinal dado duas amostras
% consecutivas do sinal modulante em banda base
%
% Este programa necessita receber como parametros de entrada os seguintes
% dados:
%   -> Amostra_Modulante_anterior
%   -> Amostra_Modulante_posterior
%   -> Taxa_Modulante
%   -> Amplitude_portadora
%   -> Frequencia_portadora
%   -> Amostras_Por_Periodo_portadora
%   -> Kp
%   -> Fase_inicial
%   -> Tempo_inicial
%   -> Plotar
```

```

%
% E deve ser capaz de calcular e devolver os seguintes dados:
%   -> Modulada
%   -> Fase_final
%   -> Tempo_final
%

function [Modulada, Fase_final, Tempo_final] = ...
    modAngle(Amostra_Modulante_anterior, Amostra_Modulante_posterior, ...
    Taxa_Modulante, Amplitude_portadora, Frequencia_portadora, ...
    Amostras_Por_Periodo_portadora, Kp, Fase_inicial, Tempo_inicial, ...
    Plotar);

% DADOS RECEBIDOS
%   -> Amostra_Modulante_anterior = Primeira amostra da modulante em volts
%   -> Amostra_Modulante_posterior = Segunda amostra da modulante em volts
%   -> Taxa_Modulante = Taxa amostral da modulante
%   -> Amplitude_portadora = Amplitude da portadora em volts
%   -> Frequencia_portadora = Frequencia da portadora dada em hertz
%   -> Amostras_Por_Periodo_portadora = Numero de amostras em cada periodo
%       da portadora
%   -> Kp = Sensibilidade do modulador PM considerando a voltagem
%       maxima da onda modulante igual a 1v como definicao do padrao wav
%   -> Fase_inicial = Fase inicial da portadora
%   -> Tempo_inicial = Tempo inicial do eixo do tempo
%   -> Plotar = Controle de permissao para a plotar dos resultados
%       (maior que zero NAO PLOTA e acima de zero atribui o valor ao numero
%       da figura e PLOTA)

% PRE-CALCULOS
%   -> Calculo do intervalo entre as amostras da portadora
Tempo_Entre_Amostras_portadora = 1 / (Amostras_Por_Periodo_portadora *...
    Frequencia_portadora);

```

```

% DADOS DA MODULANTE
%   -> Atraves da taxa de amostragem calculamos o tempo entre as amostras
%       utilizadas
Tempo_Entre_Amostras_modulante = 1 / Taxa_Modulante;

```

Após alguns comentários temos a definição da função *modAngle()* e, mais abaixo, os cálculos iniciais dos períodos amostrais utilizados no código.

Em seguida temos a construção do eixo do tempo utilizado nos cálculos, considerando o tempo inicial e definindo o tempo final.

```

% CONSTRUCAO DO EIXO DO TEMPO DO MODULADOR
%   -> Criacao do eixo do tempo de interesse
Tempo = [Tempo_inicial : Tempo_Entre_Amostras_portadora : ...
         Tempo_Entre_Amostras_modulante];
%   -> Devemos definir o tempo final para o ajuste no eixo do
%       tempo relativo ao proximo segmento da modulante afim de
%       garantirmos a uniformidade na apresentacao da modulante
Tempo_final = (length(Tempo) * Tempo_Entre_Amostras_portadora + ...
              Tempo_inicial) - Tempo_Entre_Amostras_modulante;

```

Em seguida temos os cálculos da reta modulante a partir das duas amostras fornecidas

```

% PRE-CALCULOS PARA A INTERPOLACAO DA RETA MODULANTE
%   -> Calculo da reta que passa entre as duas amostras da
%       modulante para uma interpolacao na taxa amostral da
%       portadora
Reta_Modulante = ((Amostra_Modulante_posterior - ...
                  Amostra_Modulante_anterior) / (Tempo_Entre_Amostras_modulante)) ...
                * Tempo + Amostra_Modulante_anterior;

```

```

if Plotar > 0
    % PLOTAGEM DO GRAFICO DA RETA MODULANTE
    %   -> Reta Modulante X Tempo de Modulacao
    figure(Plotar);
    subplot(2,1,1);
    title('Reta Modulante');
    plot(Tempo, Reta_Modulante, '.k', Tempo, Reta_Modulante, '-b');
end

```

Percebe-se também a condição de se plotar o resultado da modulação do segmento.

Temos então o cálculo da modulação angular com base nos dados fornecidos e definindo a fase final neste segmento. Percebe-se também a condição de se plotar o resultado.

```
% CALCULO DA MODULADA COMO RESULTADO DA MODULACAO ANGULAR
%   -> Calculo do angulo utilizado no coseno da portadora
Angulo = 2 * pi * Frequencia_portadora * Tempo + Kp * Reta_Modulante;
%   -> Calculo da Modulada
Modulada = Amplitude_portadora * cos(Angulo + Fase_inicial);
%   -> Devemos definir a fase final para o ajuste na fase do
%       proximo segmento a ser modulado
Fase_final = 2 * pi * Frequencia_portadora * ...
            Tempo_Entre_Amostras_modulante + Fase_inicial;

if Plotar > 0
    % PLOTANDO RESULTADOS
    %   -> Plotando o grafico da Modulada para observar a manutencao
    %       da fase
    figure(Plotar);
    subplot(2,1,2);
    title('Modulada');
    plot(Tempo, Modulada, '.k', Tempo, Modulada, '-b');
end
```

8.1.3 Arquivo de Demodulação - *demodAngle.m*

A outra importante função utilizada no arquivo mestre de modulação e demodulação é a função *demodAngle()*, disponibilizada no arquivo *demodAngle.m*. O objetivo dessa função é demodular um conjunto de amostras de um sinal, supondo este estar modulado em ângulo. A função *demodAngle()* deve receber como parâmetro o conjunto de amostras de um sinal modulado, a *Frequencia da Portadora* utilizada, o *Tempo Inicial* e o número de amostras utilizadas para representar cada período da portadora. A função *demodAngle()* deve retornar como resultado a onda demodulada crua e o *Tempo Final*.

Temos então

```
% demodAngle.m -- Programa de Demodulacao Angular
```

```

%
% Este programa faz a demodulacao angular de um sinal dado um
% conjunto de amostras moduladas em angulo
%
% Este programa necessita receber como parametros de entrada os
% seguintes dados:
%   -> Modulada
%   -> Frequncia_portadora
%   -> Amostras_Por_Periodo_portadora
%   -> Tempo_inicial
%
% E deve ser capaz de calcular e devolver os seguintes dados:
%   -> Demodulada
%   -> Tempo_final
%

function [Demodulada, Tempo_final] = ...
    demodAngle(Modulada, Frequncia_portadora, ...
        Amostras_Por_Periodo_portadora, Tempo_inicial);

% DADOS RECEBIDOS
%   -> Modulada = segmento de amostras moduladas em angulo
%   -> Frequncia_portadora = Frequncia da portadora dada
%       em hertz
%   -> Amostras_Por_Periodo_portadora = Numero de amostras
%       em cada periodo da portadora
%   -> Tempo_inicial = Tempo inicial do eixo do tempo

% PRE-CALCULOS
%   -> Calculo do intervalo entre as amostras da portadora
Tempo_Entre_Amostras_portadora = 1 / (Amostras_Por_Periodo_portadora * ...
    Frequncia_portadora);

```

Após alguns comentários temos a definição da função *demodAngle()* e, mais abaixo, o cálculo inicial do período amostral utilizado no código.

Em seguida temos a construção do eixo do tempo utilizado nos cálculos, conside-

rando o tempo inicial e definindo o tempo final.

```
% CONSTRUCAO DO EIXO DO TEMPO DO DEMODULADOR
%   -> Criacao do eixo do tempo de interesse
Tempo = [Tempo_inicial : Tempo_Entre_Amostras_portadora : ...
         Tempo_inicial + (length(Modulada) - 1) * ...
         Tempo_Entre_Amostras_portadora];
%   -> Devemos definir o tempo de demodulacao inicial para o
%       ajuste no eixo do Tempo relativo ao proximo segmento
%       da modulada
Tempo_final = Tempo(length(Tempo)) + ...
Tempo_Entre_Amostras_portadora;
```

Em seguida temos os cálculos para a demodulação, levando-se em conta a teoria estudada no capítulo de Algoritmos desenvolvido neste trabalho.

```
% PROCESSO DE DEMODULACAO ANGULAR
%   -> Criacao dos Senos e Cossenos
Cossenos = cos(2 * pi * Frequencia_portadora * Tempo);
Senos = sin(2 * pi * Frequencia_portadora * Tempo);
%   -> Determinacao das variaveis A e B
A = Cossenos * Modulada';
B = -Senos * Modulada';
%   -> Ajuste do Angulo
Demodulada = atan2(B,A);
```

A execução do algoritmo mestre nos dá como resultado o gráfico da figura 8.2.

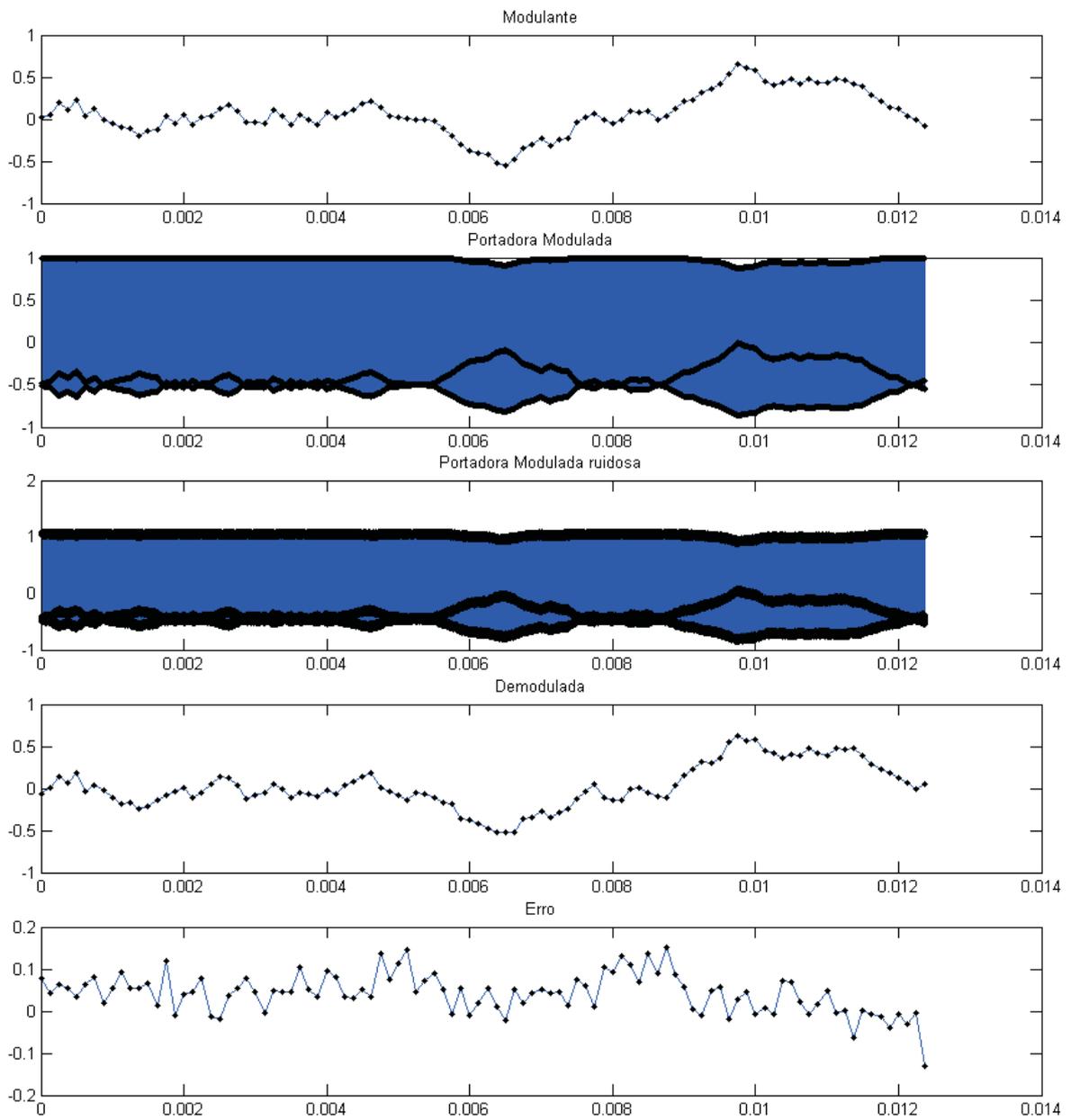


Figura 8.2: Resultados obtidos na execução do algoritmo *Mestre.m*

Capítulo 9 – Conclusão e Perspectivas Futuras

Aulas expositivas sobre o princípio de telecomunicações, apesar de ser um meio muito econômico de ensinar, leva a um aprendizado passivo e de baixa intensidade, devido ao fato de se ter uma elevada quantidade de informações que deverão ser visualizadas através de vários gráficos.

Logo, com o advento das ferramentas computacionais de simulação, é possível aumentar a qualidade das aulas expositivas, além de ilustrar rapidamente os fenômenos ocorridos nos vários tipos de modulação. Consegue-se também atingir os alunos cujo aprendizado se dá com maior eficiência por métodos visuais e participativos, fazendo com que o método de ensino e aprendizagem se torne mais eficiente.

Quanto à tecnologia SDR, é possível ter uma idéia da importância desta nova tecnologia para diversos setores da sociedade.

Útil e prático por diversas razões, o dispositivo SDR promete resolver o maior problema causado pelo avanço da tecnologia: a variedade de padronizações e conseqüentes variedades de dispositivos de tecnologias diferentes.

O dispositivo SDR é capaz de funcionar operando em diferentes padrões, como o GSM, TDMA e o CDMA, para uso de celulares, por exemplo, dentre diversos setores da tecnologia ao qual pode ser explorado. Os benefícios são muitos, podendo-se criar mecanismos de comunicação entre diferentes organismos. Nos Estados Unidos, uma grande preocupação desde o atentado terrorista de setembro de 2001 é a interoperabilidade entre os rádios da polícia, do corpo de bombeiros e de organizações federais. Com o SDR, isso é possível. Os sistemas tornam-se flexíveis e compatíveis com os diversos padrões.

A primeira experiência de SDR no país foi feita na área militar, possibilitando a comunicação entre o Exército, a Marinha e a Aeronáutica. Tudo isso sem que tivesse sido necessário gastar milhões de dólares para trocar os rádios já existentes, que serão apenas adaptados ao novo sistema.

Contudo, seu desenvolvimento depende de pesquisas e incentivo de mercado, fazendo surgir novas aplicações e tecnologias para acomodar a filosofia SDR. Uma análise mais profunda nos resultados de pesquisas realizadas sobre SDR demonstra a variedade de aplicações disponíveis, em vários segmentos de mercado. O uso de técnicas matemáticas de tratamento de sinais é de fundamental importância para a correta adequação da aplicação à demanda, podendo a matemática do SDR resolver as mais comuns dificuldades encontradas nos dispositivos de hardware dedicado como, por exem-

plo, o tratamento de ruído de canal ou ainda a modulação angular, como explorados neste trabalho.

Uma perspectiva para estudos futuros seria a prototipação de sistemas SDR, analisando até onde o SDR é viável, considerando as soluções existentes para os problemas de comunicação atuais, ou agregando novas soluções e funcionalidades em aplicações SDR. Outra perspectiva é a reformulação e otimização matemática das soluções já existentes como, por exemplo, as estudadas neste trabalho, no que diz respeito à modulação angular e tratamento de ruído de canal.

O futuro do SDR aponta para o SDR inteligente. O aparelho teria consciência de seu ambiente, e seria capaz de se adaptar a ele e aprender com suas experiências. Saberá sua localização, o clima que o cerca, e o quanto de bateria lhe resta. Poderia, assim, tomar decisões que melhorem seu funcionamento. Este conceito é também conhecido como rádio cognitivo e é o futuro do SDR.

Apêndice A – Modulação Digital

Este capítulo trata o sistema de comunicação digital. Primeiramente, será feita uma abordagem sobre os componentes básicos de um sistema digital para, em seguida, ser feita uma análise de algumas modulações digitais básicas.

A.1 O Sistema de Comunicação Digital

Um sistema de comunicação digital é feito de vários componentes os quais serão descritos a seguir.

1. **Fonte:** A informação na entrada de um sistema digital deve estar na forma de uma seqüência de bits.
2. **Multiplexação:** A capacidade de um canal de transmissão de dados será aproveitado com mais eficiência se várias fontes forem combinadas através de um multiplexador digital; assim, um canal é compartilhado por várias mensagens simultaneamente.
3. **Codificador de Linha:** A saída de um multiplexador é codificado em pulsos ou ondas elétricos para transmissão através do canal. Este processo é conhecido como **codificação de linha** ou **codificação de transmissão**.
4. **Repetidor Regenerativo:** São usados em intervalos de espaço regulares ao longo da linha de transmissão digital para detectar o sinal digital que chega e regenerá-lo de forma a torná-lo limpo, sem ruídos, para posterior transmissão ao longo da linha.

A.2 Fonte

Em um sistema de comunicação digital, a fonte de informação deve ser discreta, isto é, os símbolos por ela produzidos devem pertencer a um conjunto finito de símbolos.

Quando este conjunto finito possuir apenas dois elementos, diz que a fonte é binária. A comunicação binária é de tal importância, visto que os computadores atuais trabalham com bits 1 e 0.

A.3 Codificação de Linha

Informação digital pode ser transmitida por vários códigos de transmissão, como o on-off, polar, bipolar, entre outros. Cada um tem suas vantagens e suas desvantagens. Dentre outras propriedades, um código de linha deve ter as seguintes propriedades:

1. **Banda de transmissão:** Deve ser a menor possível.
2. **Eficiência de potência:** Para uma dada banda de transmissão e uma probabilidade de detecção de erro especificada, a potência de transmissão deve ser a menor possível.
3. **Detecção de erro e capacidade de correção:** Deve ser possível detectar e, preferencialmente, corrigir os erros detectados.
4. **Densidade espectral de potência favorável:** É desejável ter uma densidade espectral de potência (PSD, *Power Spectral Density*) nula em $\omega = 0$ (dc), já que alguns equipamentos ac são usados nos repetidores.
5. **Conteúdo adequado do tempo:** Deve ser possível extrair a informação do tempo (*clock*) a partir do sinal.
6. **Transparência:** Se os dados são codificados de forma que, para toda seqüência de dados possível, o sinal codificado é recebido com fidelidade ao sinal original, o código é transparente.

A.3.1 Probabilidade de Detecção de Erro

O sinal recebido no detector consiste do pulso desejado mais o ruído aleatório do canal. Este ruído pode causar um erro na detecção do pulso.

<i>Sinalização</i>	<i>Probabilidade de erro de bit para as sinalizações</i>
Polar	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N}}\right)$
On-Off	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N}}\right)$
Bipolar	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{2N}}\right)$

Tabela A.1: Probabilidade de erro de bit para as sinalizações.

A Tabela A.1 mostra a probabilidade de erro para cada tipo de sinalização. Nesta, P_b é a probabilidade de erro por bit (BER, *Bit Error Rate*), E_b é a energia por bit, N é a densidade espectral do ruído e E_p é a energia do pulso $p(t)$ positivo.

A.3.2 Espectro de Potência de um Pulso

A onda portadora contínua pode ser modulada por um sinal digital em sua amplitude, frequência ou fase. Sendo a onda digital constituída por impulsos retangulares NRZ, então o parâmetro modulado (amplitude, frequência ou fase) irá variar entre dois valores discretos.

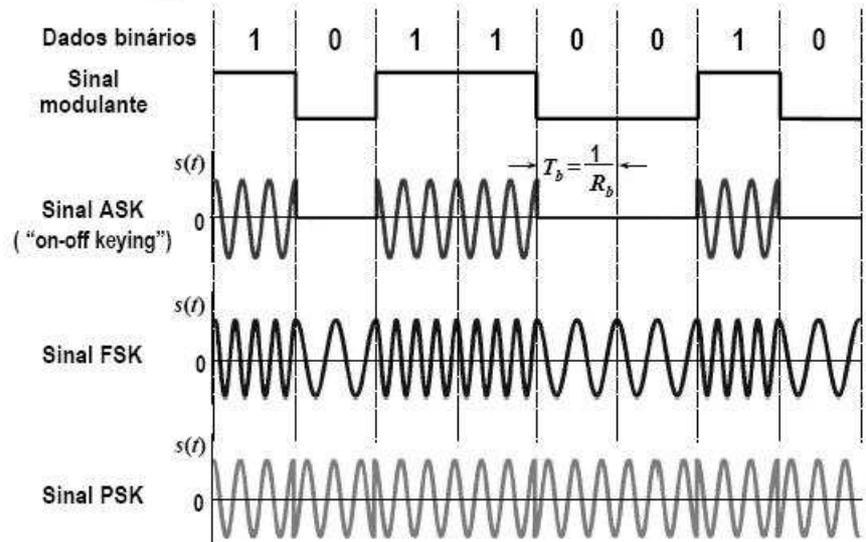


Figura A.1: Esquemas de Modulação Digital

A Figura A.1 representa o envio de informação binária.

- *Amplitude-Shift Keying* (ASK);
- *Frequency-Shift Keying* (FSK);
- *Pulse-Shift Keying* (PSK);

Para transmitir sinais por meio de rádio (ou por um modem), é necessário modular uma portadora de RF com o sinal que se deseja transmitir. Um dos motivos para se usar uma onda portadora é que a frequência do sinal de banda básica não é suficiente para ser transmitida, de forma eficiente por meio de antenas e, além disso, precisa-se designar uma nova frequência para o sinal a ser transmitido, tornando possível evitar a interferência com outros sinais de banda básica iguais.

Um sinal modulado digitalmente pode ser expressa pela soma de duas portadoras em quadratura:

$$x_c(t) = A_c [x_i(t) \cos(\omega_c(t) + \theta) - x_q(t) \sin(\omega_c(t) + \theta)] \quad (\text{A.1})$$

A frequência da portadora ω_c , a amplitude A_c e a fase θ são constantes. A mensagem é transportada por $x_i(t)$ (em fase) e $x_q(t)$ (em quadratura). O espectro deste sinal será:

$$\begin{aligned}\mathcal{F}[x_i(t) \cos \omega_c(t)] &= \frac{1}{2} [e^{j\theta} X_i(f - f_c) + e^{-j\theta} X_i(f + f_c)] \\ \mathcal{F}[x_q(t) \cos \omega_c(t)] &= \frac{1}{2} [e^{j\theta} X_q(f - f_c) + e^{-j\theta} X_q(f + f_c)]\end{aligned}$$

onde $\mathcal{F}[x_i(t)] = X_i(f)$ e $\mathcal{F}[x_q(t)] = X_q(f)$ são os espectros de $x_i(t)$ e $x_q(t)$, respectivamente.

O espectro de potência obtém-se a partir de $|X(f)|^2$

$$|X_c(f)|^2 = G_c(f) = \frac{A_c^2}{4} [G_i(f - f_c) + G_i(f + f_c) + G_q(f - f_c) + G_q(f + f_c)] \quad (\text{A.2})$$

onde $G_i(f) = |X_i(f)|^2$ e $G_q(f) = |X_q(f)|^2$ são os espectros de potência das componentes i e q .

Pode-se utilizar uma expressão mais compacta considerando o espectro passa-baixo equivalente.

$$G_{lp}(f) = G_i(f) + G_q(f)$$

O espectro do sinal modulado obtém-se por translação:

$$G_c(f) = \frac{A_c^2}{4} [G_{lp}(f - f_c) + G_{lp}(f + f_c)]$$

O espectro de potência de um sinal com impulsos com espectro $f * P$, ritmo de sinalização $r = \frac{1}{D}$, variância σ_a^2 (potência média do sinal) e média ma é dado por:

$$G_x(f) = \sigma_a^2 r |P(f)|^2 + (m_a r)^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |P(nr)|^2 \delta(f - nr)$$

O espectro de potência obtido é igual ao espectro de potência dos impulsos e por uma série de harmônicas localizadas em frequências múltiplas do ritmo de sinalização r . Considerando que os impulsos têm forma retangular, duração D e amplitude 1, o seu espectro de potência será:

$$\begin{aligned}|P(f)|^2 &= D^2 \text{sinc}^2 fD \\ &= \frac{1}{r^2} \text{sinc}^2 \left(\frac{f}{r}\right)\end{aligned}$$

Uma média diferente de zero implica a existência de uma componente de tensão contínua. O espectro depende do ritmo de sinalização r , da média ma e da potência média σ_a^2 do sinal.

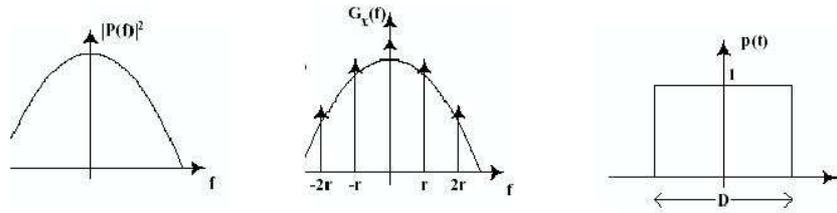


Figura A.2: $|P(f)|^2$, $G_x(f)$, $P(f)$

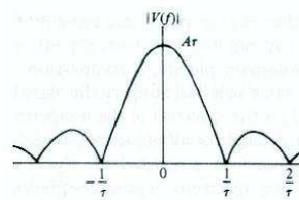


Figura A.3: $|V(f)|$

A.4 Sistemas Digitais de Portadora Contínua

A seguir, serão analisados alguns esquemas de modulações digitais, a saber ASK, FSK e PSK.

A.4.1 ASK - *Amplitude Shift Keying*

Semelhante à modulação AM, a modulação ASK utiliza um modulador no qual a variação da amplitude do sinal modulado indica o código do dado transmitido.

As principais características da modulação ASK são:

1. Facilidade de modular e demodular;
2. Pequena largura de faixa;
3. Baixa imunidade a ruídos.

Essas características fazem com que a modulação por chaveamento de amplitude seja indicada em situações em que exista pouco ruído para interferir na recepção do sinal ou quando o baixo custo for necessário.

A.4.1.1 Modulação de um sinal ASK

O sinal ASK pode ser obtido de duas maneiras:

1. pelo uso de modulador AM convencional ou

2. pelo uso de um modulador chaveado.

O uso de um modulador AM convencional é o método mais indicado para a obtenção do sinal ASK. Isso ocorre porque fica mais fácil limitar a banda passante do sinal modulante do que o sinal modulado. Já os moduladores chaveados não respondem de maneira adequada aos sinais modulantes filtrados.

Pode-se observar na Figura A.4 a estrutura básica de um modulador ASK. O filtro passa-baixa corta os harmônicos do sinal modulante digital, reduzindo a largura de faixa do sinal modulante. Em princípio, a frequência de corte do FPB deve ser igual à metade da velocidade de modulação. O modulador de amplitude gera o sinal ASK a partir do sinal digital filtrado e do sinal senoidal proveniente do oscilador que irá determinar a frequência central do sinal ASK. A saída do modulador será um sinal ASK contendo um par de faixas laterais.

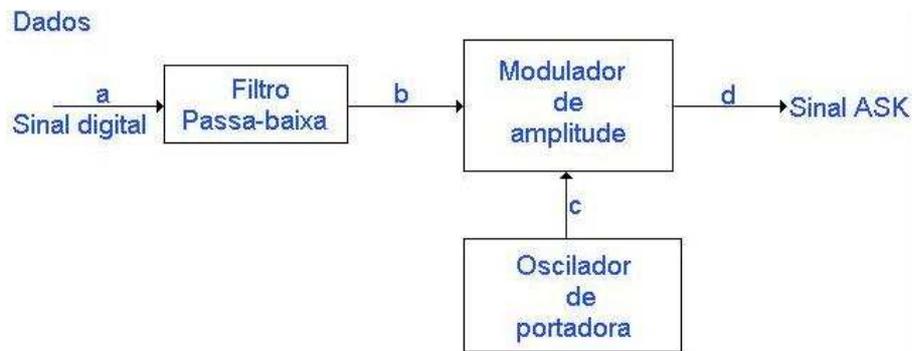


Figura A.4: Modulador ASK

A Figura A.5 mostra o formato de um sinal ASK.

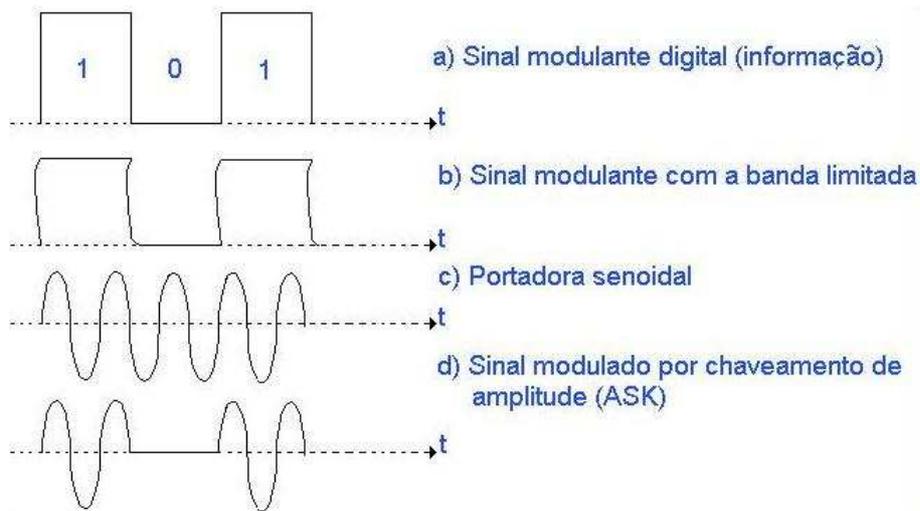


Figura A.5: Sinal ASK

A.4.1.2 Demodulação Do Sinal ASK

A demodulação do sinal ASK pode ser feita por meio de um detector de envoltória seguido por um filtro passa-baixa e um circuito de decisão, como mostrado na Figura A.6.



Figura A.6: Demodulador ASK

O detector de envoltória retifica o sinal ASK. Em seguida, o filtro passa-baixo elimina o componente pulsante do sinal entregue pelo detector de envoltória, recuperando o nível médio correspondente. Veja a figura A.7. O circuito de decisão compara o nível médio presente na saída do filtro passa-baixa com uma tensão de referência, V_2 . Se o nível médio estiver acima do valor de referência, o circuito de decisão coloca nível alto em sua saída. Caso o sinal na entrada do circuito de decisão esteja abaixo da tensão de referência V_1 , a saída estará em nível baixo.

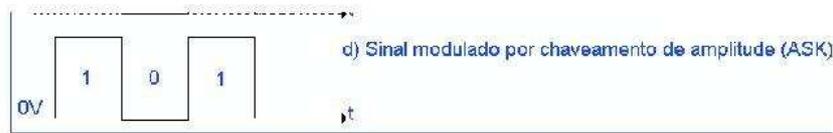


Figura A.7: Sinal ASK

O uso de duas tensões de referência, V_1 e V_2 , ajuda a reduzir os erros causados por sinais, contendo ruídos. Se o ruído no sinal ASK for menor do que a metade do valor pico-a-pico do sinal, não haverá erro na decisão. Um disparador schmitt proporciona o mesmo tipo de proteção contra erros causados por ruídos.

Um sinal ASK binário pode ser gerado através do ligar (*ON*) e desligar (*OFF*) da portadora. Desta forma, tem-se um sinal *On-Off Keying* (OOK), que utiliza sinalização *On-Off*.

Um sinal M-ário ASK tem $M - 1$ amplitudes discretas e o estado OFF.

Como não existem variações na fase do sinal podemos considerar que a componente em quadratura, q , de $x_c(t)$ é nula.

$$x_i(t) = \sum_{k=0}^{M-1} a_k P_D(t - kD) \quad (\text{A.3})$$

A média e a variância (potência média) serão:

$$\begin{aligned} m_a &= \overline{a_k} \\ &= \frac{M-1}{2} \\ \sigma_a^2 &= \overline{a_k^2} - m_a^2 \\ &= \frac{M^2-1}{12} \end{aligned}$$

O espectro passa-baixo equivalente do sinal será então:

$$\begin{aligned} G_{lp}(f) &= G_i(f) \\ &= \frac{\sigma_a^2}{r} \operatorname{sinc}\left(\frac{f}{r}\right) + m_a^2 \delta(f) \\ &= \frac{M^2-1}{12r} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{f}{r}\right) + \frac{(M-1)^2}{4} \delta(f) \end{aligned}$$

O espectro contém uma sinc cuja amplitude depende do ritmo de transmissão r e do número de amplitudes discretas M e por uma harmônica na origem cuja amplitude depende de M . O espectro de potência de um sinal ASK será:

$$G_c(f) = \frac{A_c^2}{4} [G_{lp}(f - f_c) + G_{lp}(f + f_c)]$$

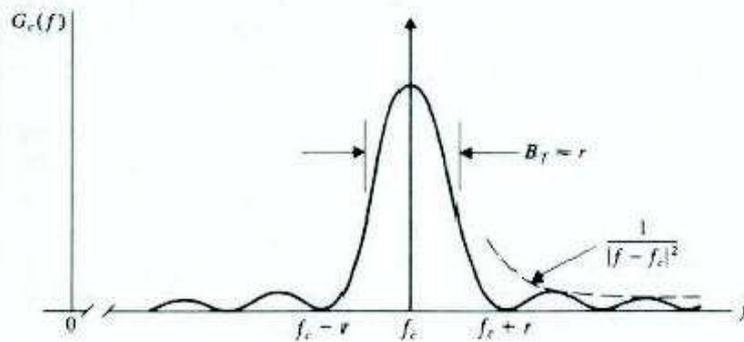


Figura A.8: Espectro ASK

A maior parte da potência do sinal encontra-se dentro da gama $f_c \pm \frac{r}{2}$. Esta consideração sugere que a largura de banda estimada será de $BT \approx r$.

Um sinal M-ário tem um ritmo de transmissão binário de $r_b = \log_2 M$, logo:

$$B_T = \frac{r_b}{\log_2 M} \quad (\text{A.4})$$

ou ainda

$$\frac{r_b}{B_T} = \log_2 M \text{ [bps/Hz]} \quad (\text{A.5})$$

Esta última relação serve como medida da eficiência espectral. O *OOK* ou *ASK* binário tem a mais baixa eficiência espectral com:

$$\frac{r_b}{B_T} = 1 \text{ [bps/Hz]}$$

A.4.2 FSK - *Frequency Shift Keying*

Este esquema de modulação apresenta como principal característica a boa imunidade a ruídos, quando comparada com a modulação ASK. Como ponto negativo, a modulação FSK apresenta a maior largura de faixa dentre as modulações chaveadas.

A modulação FSK pode ser obtida pela aplicação do sinal digital, com a banda de freqüência limitada, na entrada de um VCO. Veja a figura A.9.

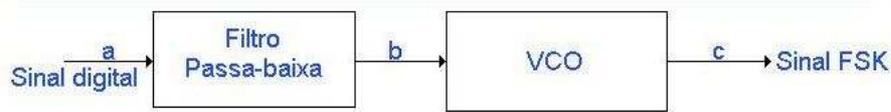


Figura A.9: Obtenção de um Sinal FSK

As variações de amplitude do sinal digital forçam o VCO a variar sua freqüência entre dois valores diferentes. A freqüência correspondente ao bit 0 é chamada de freqüência espaço e a correspondente ao bit 1, de freqüência marca. Veja a Figura A.10.

A largura de faixa do sinal FSK depende da velocidade de transmissão e da diferença entre as freqüências marca F_m , e o espaço, F_s . A equação A.6 é usada para o cálculo da largura de faixa do sinal FSK.

$$BW(FSK) = V_m(1 + r) + (F_m - F_s) \quad (\text{A.6})$$

onde $BW(FSK)$ é a largura de faixa do sinal FSK (em Hz), V_m é a velocidade de transmissão (em bps), R é o fator de filtragem do filtro passa-baixa (em Hz), F_m é a freqüência marca (em Hz) e F_s é a freqüência espaço (em Hz).

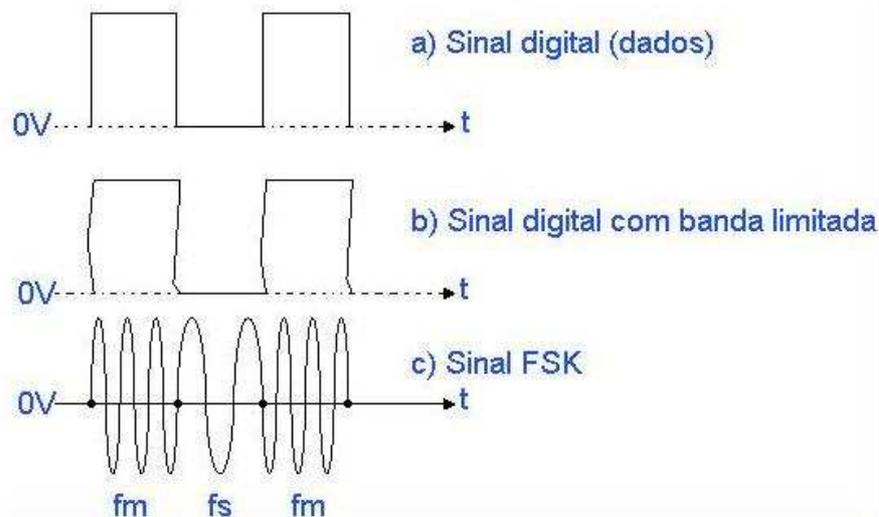


Figura A.10: Sinal FSK

O desvio de frequência utilizado, que é a diferença entre a frequência marca e a frequência espaço, está relacionado com a velocidade de transmissão. Normalmente, se usa um desvio de frequência, Hz, entre a metade e o dobro da velocidade de transmissão, em bps. Para uma velocidade de transmissão de $10Kbps$, podemos usar um desvio de frequência entre $5Khz$ e $20Khz$, por exemplo. Quanto maior o desvio, maior será a largura de faixa ocupada e a imunidade contra ruídos.

A.4.2.1 Demodulação Do Sinal FSK

A demodulação do sinal FSK pode ser feito com o circuito mostrado na Figura A.11. O amplificador limitador tem a finalidade de amplificar o sinal FSK aplicado na entrada do demodulador e eliminar as variações de amplitude e ruídos eventualmente presentes, em **a**. Na saída do amplificador limitador, em **b**, teremos um sinal de amplitude constante, que será aplicado aos FPFs dos circuitos marca e espaço. O amplificador limitador é o maior responsável pela boa imunidade contra ruídos da modulação FSK.

Outra razão para a boa imunidade a ruídos deve-se ao modo como funciona o circuito de decisão usado no demodulador. O circuito de decisão determina o nível de saída em função da amplitude dos sinais em sua entrada, pontos **g** e **h**. A saída irá para nível alto se a tensão no ponto **g** for mais elevada que no ponto **h**. Caso contrário, a saída irá para nível baixo. Quando a frequência do sinal recebido for igual à frequência espaço, aparecerá sinal na saída do FPF do circuito espaço, **d**, o sinal será retificado, **f**, que é filtrado pelo FPB, aparecendo uma tensão em **h**. Como a tensão em **h** será maior que a em **g**, o circuito de decisão coloca a saída em nível baixo.

Existem dois métodos para a geração de sinais digitais FSK.

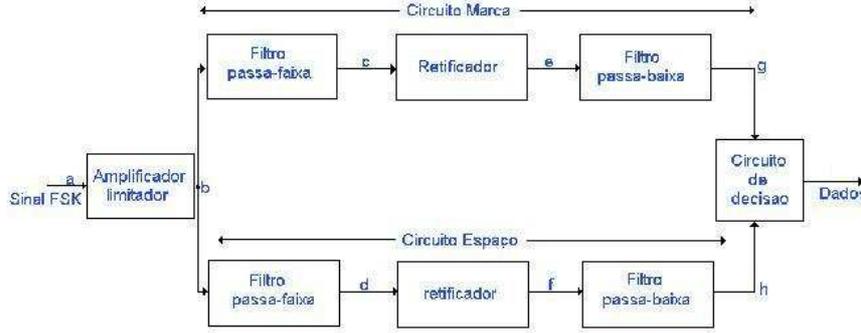


Figura A.11: Demodulador para um Sinal FSK

Na Figura A.13(a) o sinal digital $x(t)$ controla um comutador que seleciona a frequência a partir de um conjunto de M osciladores. O sinal é descontínuo nos instantes de comutação. As descontinuidades são evitadas na *Continuos-Phase* FSK - CPFSK, representado na Figura A.13(b), onde o sinal $x(t)$ modula a frequência de um único oscilador. Considerando que os osciladores têm a mesma amplitude A_c e a mesma fase θ e assumindo que M é par:

$$f_k = f_c + f_d a_k$$

com $a_k = \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm M - 1\}$

$$x_c(t) = A_c \sum_k \cos [2\pi(f_c + f_d a_k)t + \theta] P_D(t - kD)$$

A.4.2.2 FSK Binário - BFSK

Podemos considerar que existem duas portadoras, uma que corresponde ao nível lógico 1 $x_{ch}(t)$ e outra que corresponde ao nível lógico 0 $x_{cl}(t)$:

$$x_{ch}(t) = \cos [2\pi(f_c + f_d)t + \theta] \quad (\text{A.7})$$

$$x_{cl}(t) = \cos [2\pi(f_c - f_d)t + \theta] \quad (\text{A.8})$$

Vamos considerar a frequência mais baixa $f_l = f_c - f_l$ e a mais alta $f_h = f_c + f_l$. Pode-se considerar que existem dois sinais OOK.

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c \sum_k P_h(t) \cos (2\pi f_h t + \theta) P_d(t - kD) \\ &+ A_c \sum_k P_l(t) \cos (2\pi f_l t + \theta) P_d(t - kD) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

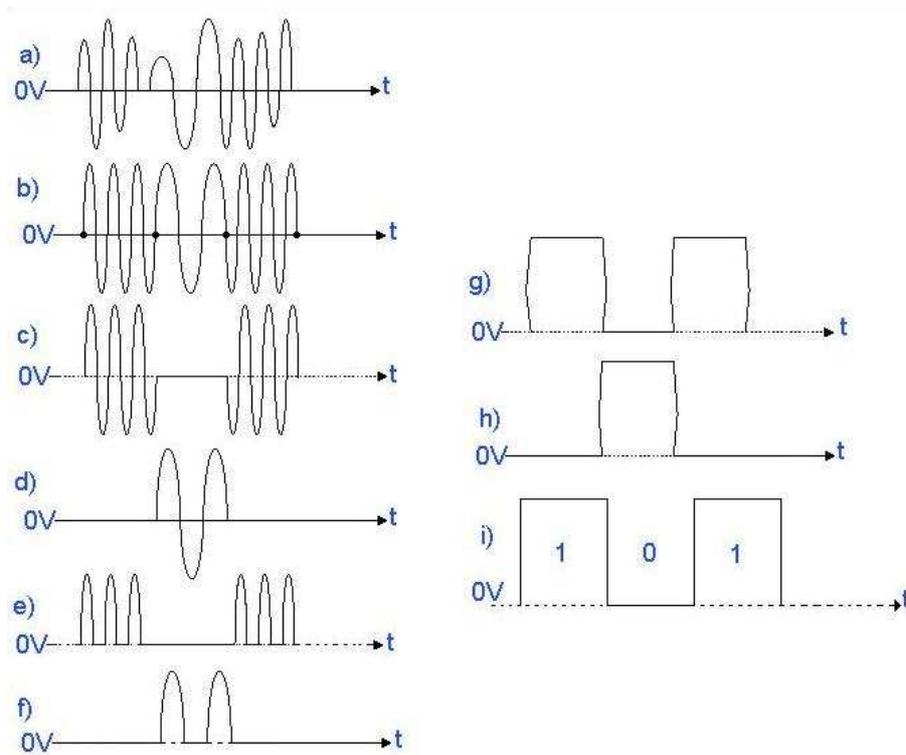


Figura A.12: Demodulador para um Sinal FSK

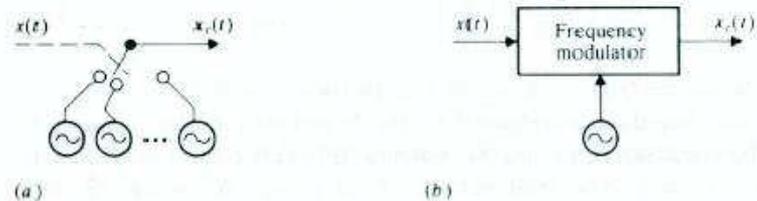


Figura A.13: Geração de um Sinal FSK

O espectro de um sinal BFSK é igual à soma de dois espectros de sinais OOK.

Para uma separação igual a $f_h - f_l = 2r$, a sobreposição dos dois espectros não é muito grande. A largura de banda será de $B_T = 3r_b$ e a eficiência espectral

$$\frac{r_b}{B_T} = \frac{1}{3} \text{ [bps/Hz]} \quad (\text{A.10})$$

A.4.2.3 FSK M-ário

Um sistema de comunicação FSK M-ário é uma extensão do sistema BFSK.

A frequência do sinal emitido, durante a duração do símbolo, será de f_0 , f_1 ou f_{M-1} com $M = 2n$. O espectro de um sinal FSK M-ário será:

a_k	$p_h(t)$	$p_l(t)$
+1	A_c	0
-1	0	A_c

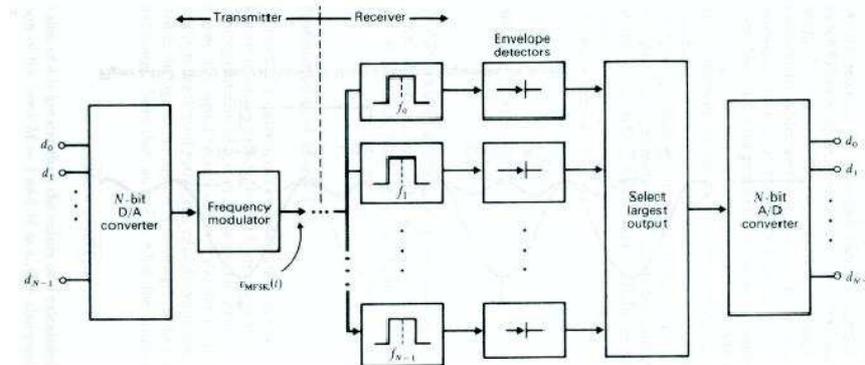


Figura A.14: FSK M-ário

A largura de banda é de $B = 2(M - 1)f_s$, como $f_s = \frac{f_b}{N}$ e $M = 2^n$ temos

$$B = 2^n \left(\frac{f_b}{n} \right) \quad (\text{A.11})$$

Um sistema FSK M-ário requer uma largura de banda consideravelmente maior do que um sinal ASK ou PSK.

A probabilidade de erro de um sistema FSK M-ário diminui com o aumento de M enquanto num sistema PSK M-ário aumenta.

A.4.3 PSK - *Phase Shift Keying*

A modulação por chaveamento de fase - PSK é a que apresenta a melhor imunidade a ruídos e um significativo aumento da velocidade de transmissão, quando usada uma codificação multibit na modulação. A largura de faixa ocupada é a mesma de um sinal ASK.

A modulação PSK apresenta elevada imunidade contra ruídos, comparável, nesse aspecto, com a modulação FSK, chegando mesmo a superá-la. Por esse motivo e também devido à excelente velocidade é empregado em rádios digitais. Na telefonia celular digital, o PSK é largamente empregado, na modalidade DQPSK. A forma mais simples de modulação PSK utiliza apenas 2 fases para a codificação do sinal. Normalmente, usa-se a fase 0° para transmitir o bit 1 e a fase 180° para transmitir o bit 0. A Figura A.16 exibe as formas de ondas correspondentes, assim como a representação do

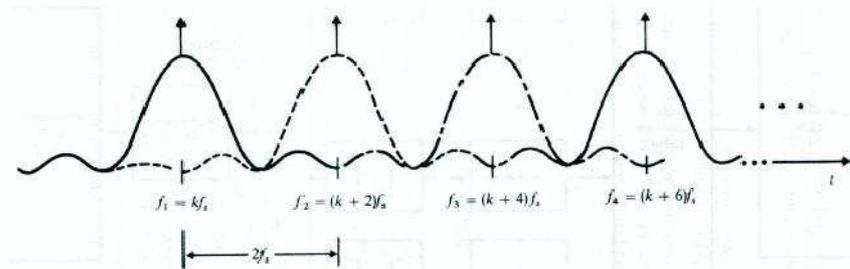


Figura A.15: Espectro de um Sinal FSK M-ário

sinal PSK por meio de uma constelação na qual cada ponto no plano IQ identifica um sinal (símbolo) emitido.

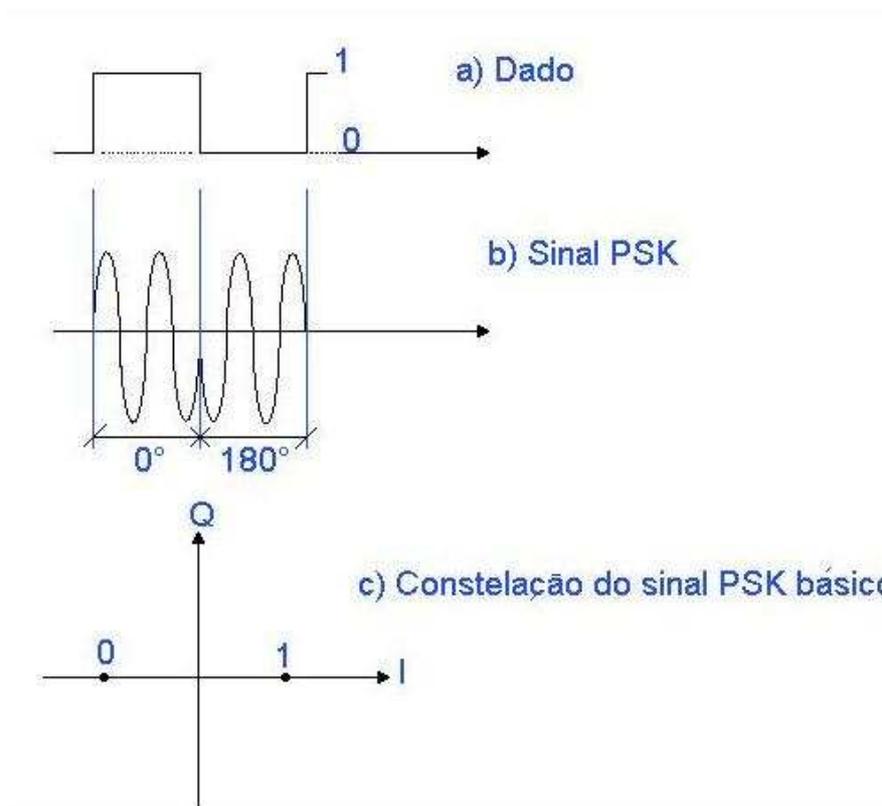


Figura A.16: Modulação Por Chaveamento De Fase - PSK

O sinal PSK que possui apenas duas fases e na qual há inversão de fase entre os símbolos é também chamado de sinal PRK, ou chaveamento por inversão de fase.

A.4.3.1 Modulação Do Sinal PSK

O sinal PSK pode ser obtido por meio de um modulador AM-DSB/SC pela aplicação do sinal modulante digital, com sua banda limitada. A Figura A.17 mostra um modula-

dor que atenua 50%, na frequência em hertz igual à metade da velocidade de modulação simétrica em relação ao ponto de 50%.

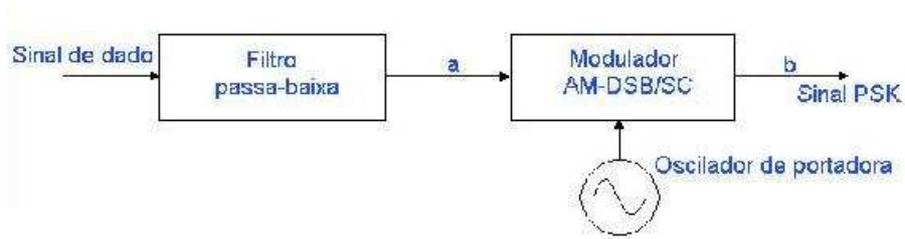


Figura A.17: Modulador AM-DSB/SC Com Aplicação Digital

A.4.3.2 Demodulação Do Sinal PSK

O sinal PSK exige o mesmo tipo de demodulador que o sinal AM-DSB/SC. Assim, é necessária a aplicação de uma portadora de frequência igual à utilizada no modulador. Isso cria uma das grandes dificuldades da modulação PSK, que é a regeneração da portadora a partir do sinal recebido. Uma das modulação PSK, que é a regeneração da frequência do sinal PSK recebido, para suprimir as mudanças de fase, aplicar o sinal multiplicado em um PLL, para filtrar as variações bruscas de amplitude e fase que ocorrem nos momentos de transição e, finalmente, dividir por dois a frequência do PLL, obtendo a portadora regeneradora. A Figura A.18 ilustra este processo.

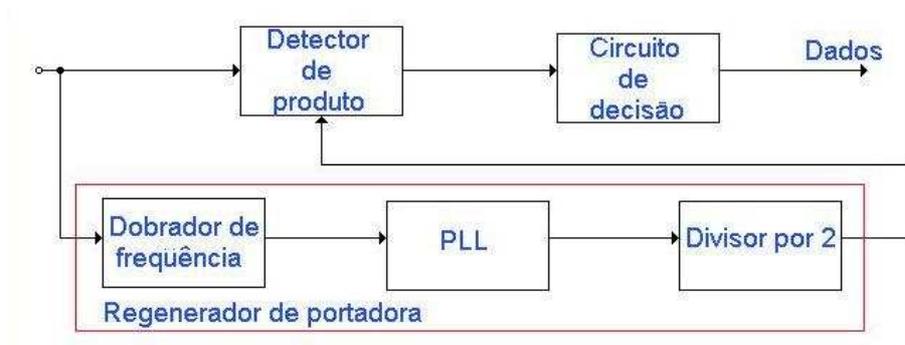


Figura A.18: Demodulação Do Sinal PSK

A.4.3.3 Ambigüidade De Fase

A modulação PSK cria uma ambigüidade de fase, ou seja, embora ela consiga distinguir as mudanças de fase que ocorrem no sinal recebido, não consegue detectar a fase absoluta do sinal. Para superar esta dificuldade, pode-se enviar uma seqüência conhecida de símbolos que torne possível a determinação da fase verdadeira do sinal. Por isso, antes do início transmissão dos dados, é emitida uma longa seqüência de bits

1, dando a oportunidade ao PLL de ajustar sua fase. O problema, porém, permanece de ocorrer falha de comunicação no meio de transmissão. Nesse caso, será perdida a sincronização. Esse problema é mais grave no caso dos rádios digitais, porque a transmissão é contínua, não havendo a oportunidade para a transmissão de sinais de sincronismos. A solução definitiva para o problema da sincronização é a modulação por chaveamento diferencial de fase, ou DPSK.

O sinal PSK binário mostrado na figura A.19 contém rotações de fase de $\pm\pi$ radianos. Este tipo de modulação é também descrito por *Phase-Reversal Keying* (PRK) ou *Binary Phase-Shift Keying* (BPSK).

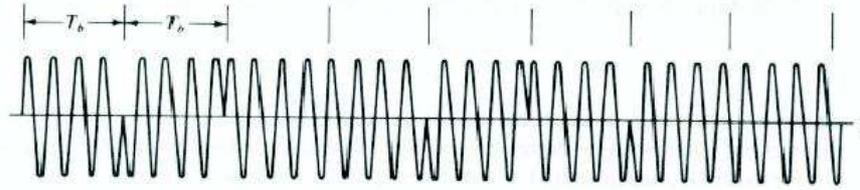


Figura A.19: Um Sinal PSK

Um sinal M-ário PSK tem rotações de fase Φk no intervalo de tempo $kD < t < (k + 1)D$.

O sinal é descrito pela equação:

$$x_c(t) = A_c \sum_k \cos(\omega_c t + \theta + \phi_k) P_D(t + kD) \quad (\text{A.12})$$

Podemos escrever $x_c(t)$ como a soma de duas portadoras em quadratura

$$x_i(t) = \sum_k I_k P_D(t - kD) \quad (\text{A.13})$$

$$x_q(t) = \sum_k Q_k P_D(t - kD) \quad (\text{A.14})$$

onde $I_k = \cos(\phi_k)$ e $Q_k = \sin(\phi_k)$.

A relação entre Φk e a_k será:

$$\Phi_k = \frac{\pi(2a_k + N)}{M} \quad (\text{A.15})$$

para $a_k = \{0, 1, \dots, M - 1\}$, com N sendo um inteiro, normalmente 0 ou 1.

Na Figura A.20 estão representadas suas constelações PSK com as palavras binárias representadas em código Grey.

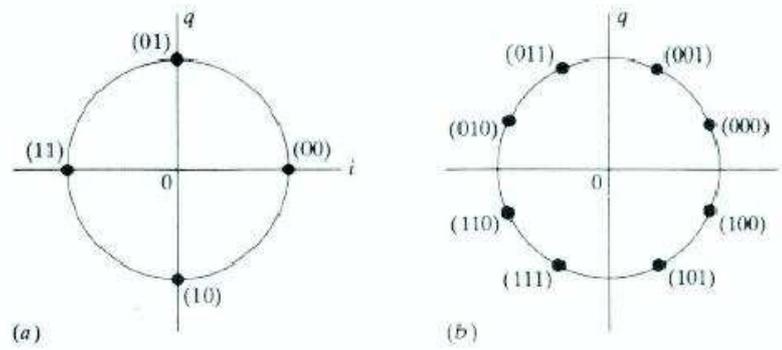


Figura A.20: Constelações PSK

Na Figura A.20 (a) o sinal PSK com $M = 4$ e $N = 0$ é denominado PSK quaternário ou quadrifásico (QPSK).

A potência média (variância) de uma senóide com amplitude igual a 1 é $\frac{1}{2}$ e a sua média zero:

$$\overline{I_k} = \overline{Q_k} = 0$$

e

$$\overline{I_k^2} = \overline{Q_k^2} = \frac{1}{2}$$

O espectro será então:

$$\begin{aligned} G_{lp}(f) &= 2x \frac{r}{2} |P_D(f)|^2 \\ &= \frac{1}{r} \text{sinc}^2 \left(\frac{f}{r} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Espectro de um sinal PSK estende-se, em princípio, ao longo de todas as frequências. Quando se multiplexam vários sinais PSK, inevitavelmente irão surgir sobreposições dos espectros dos vários canais.

As normas indicam que os lóbulos laterais do sinal PSK devem ser reduzidos abaixo de um determinado patamar. Podemos obter este resultado filtrando os impulsos de modo a limitar a sua largura de banda ao seu lóbulo principal que contém perto de 90% da potência. Este espectro resulta em símbolos distorcidos o que provoca Interferência Inter-Simbólica (IIS).

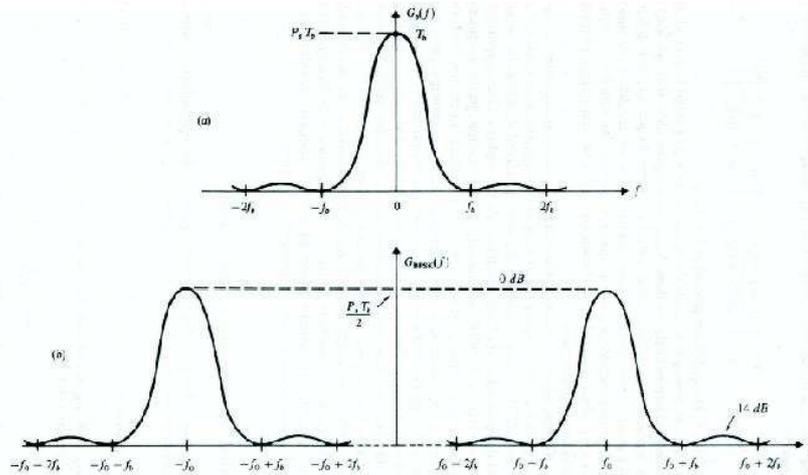


Figura A.21: Espectro de Potência de um Sinal PSK

A.4.3.4 QPSK - *Quaternary Phase Shift Keying*

A modulação QPSK é uma extensão do método PSK binário. Neste método, a senóide pode assumir um dos quatro ângulos de fase possíveis, mutuamente em quadratura, cada um correspondente a uma condição de dados de entrada particular.

Considerando o formato de dados NRZ no qual cada símbolo é dividido em pares de bits. Há quatro modos possíveis de paridade binária 1 e 0, os quais são 00, 01, 10, 11. Qualquer palavra de informação com um número par de bits pode ser representado por uma combinação destes pares de bits. Cada um dos quatro ângulos de fase é associado a cada um destes pares de bits.

O QPSK, quando comparado com o PSK binário, oferece o dobro de bits de informação por portadora de fase, enquanto amplia a aplicação em sistemas de transmissão de dados de portadoras moduladas de alta velocidade.

A Figura A.22 mostra uma forma possível para a constelação QPSK.

Como as portadoras estão em quadratura, ambos estes sinais podem ser transmitidos pelo mesmo canal sem que haja interferência. Desta forma, pode-se usar quatro pulsos da forma $\pm p(t)\cos(\omega_c t \pm \pi/4)$. Assim, o QPSK dobra a taxa de transmissão sem ter a necessidade de aumento da largura de banda. Usando uma expansão trigonométrica, temos que o sinal transmitido pode ser escrito na forma $\pm p(t)\cos(\omega_c t) \pm p(t)\sen(\omega_c t)$.

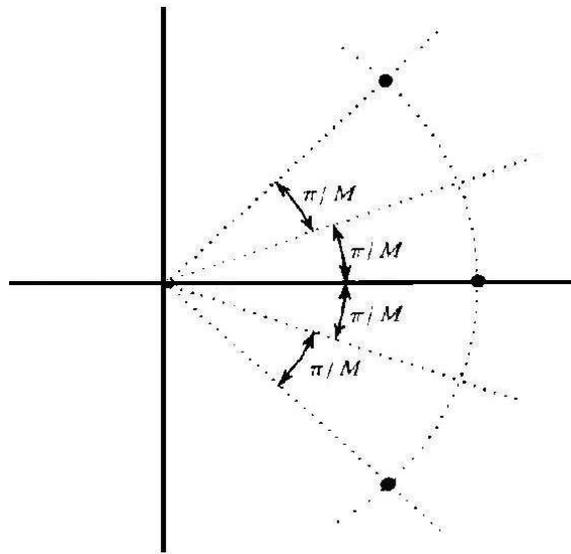


Figura A.22: Constelação QPSK

Referências Bibliográficas

- [1] Wireless Week. Reed Business Information, <http://www.wirelessweek.com/>, 16 de maio de 2005.
- [2] Telecommunications Magazine. Horizon House, 2004.
- [3] Sdr Primer. SDR Forum, <http://www.sdrforum.org/>, 26 de abril de 2005.
- [4] Haykin, S. e Veen, B. V. *Sinais e Sistemas*. Bookman, 2001.
- [5] Lathi, B. P. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. Oxford University Press, third edition, 1998.
- [6] Sedra, A. S. e Smith, K. C. *Microeletrônica*. ISBN: 85.346.1044-4. Pearson Education do Brasil, São Paulo, 4 edition, 2000.
- [7] Tropper, B. *Applications Enabled by Software Radio Technology*. Tropper Technologies Inc., 2000.
- [8] Varsamou, M., Savvopoulos, P., Papandreou, N., e Antonakopoulos, T. *From Matlab/Simulink Models to Prototype Implementation: A Communication Systems Development Environment*. Copenhagen, Dinamarca, 2003.
- [9] Yacoub, M. D. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. Boca Raton, Crc, 1993.