



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas de Energia Elétrica



Esquema de Transmissão Alamouti Implementado em Rádio Definido por Software

Autor: Cláudio Ferreira Dias
Orientador: Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich (Presidente)
Prof. Dr. Charles Casimiro Cavalcante
Prof. Dr. Dalton Soares Arantes

Campinas, SP
02/06/2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

D543e Dias, Cláudio Ferreira
Esquema de transmissão alamouti implementado em
rádio definido por software / Cláudio Ferreira Dias. --
Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientador: Gustavo Fraidenraich.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Telecomunicações. 2. Sistemas de comunicação
sem fio. 3. Sistemas de antenas. I. Fraidenraich,
Gustavo. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.
Título.

Título em Inglês: Alamouti transmission scheme implemented in software defined
radio

Palavras-chave em Inglês: Telecommunication, Wireless communication systems ,
Antenna systems

Área de concentração: Telemática e Telecomunicações

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Dalton Arantes Soares, Carlos Casimiro Cavalcante

Data da defesa: 02/06/2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica e de Computação

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Claudio Ferreira Dias

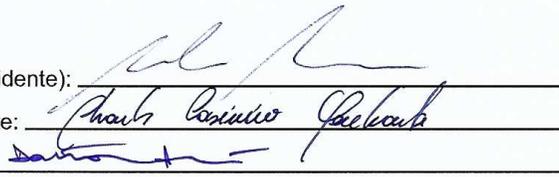
Data da Defesa: 2 de junho de 2011

Título da Tese: "Esquema de Transmissão Alamouti Implementado em Rádio Definido por Software"

Prof. Dr. Gustavo Fraidenaich (Presidente):

Prof. Dr. Charles Casimiro Cavalcante:

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes:



Resumo

Este trabalho apresenta um sistema de comunicação utilizado para fazer testes em sistemas *wireless* com múltiplas antenas. A implementação deste sistema foi baseada em *Software Defined Radio* que faz uso de software para substituir partes físicas de um rádio tradicional. Apresenta-se inicialmente alguns fundamentos teóricos, seguido por uma descrição geral do sistema e, finalmente, a implementação. A ênfase do texto é dada às estruturas de codificação, decodificação, sincronismo e estimação das condições do canal. Foi escolhido para a codificação e decodificação o esquema de transmissão Alamouti de duas antenas transmissoras e uma receptora. Como resultado o trabalho apresenta gráficos de desempenho obtidos de testes realizados com este sistema.

Palavras-chave: Múltiplas Antenas, Blocos de código espaço-temporal, Alamouti, Estimação de Canal, Implementação.

Abstract

This work presents a communication system testbed for wireless systems with multiple antennas. The implementation of the system was based on Software Defined Radio that uses software instead of physical parts of traditional radio. We initially present some theoretical fundamentals, followed by general description of the system and, finally, the implementation. The text emphasis is addressed to the structures of coding, decoding, synchronism and state channel estimation. For the coding and decoding the Alamouti transmission schematic with two receive and one transmit antennas was chosen. As results, the work presents performance plots of the tests performed with this system.

Keywords: Multiple Antennas, Space-time block codes, Alamouti, Channel Estimation, Implementation.

*Dedico este trabalho
à toda a minha família e amigos*

Agradecimentos

À Deus que não deixou me faltar força e motivação.

À minha família pelo apoio durante esta jornada.

À minha noiva Rosalva que foi uma companheira indispensável.

Ao meu orientador Prof. Gustavo Fraidenraich que sempre foi paciente e dedicado.

Ao Prof. Dalton Soares Arantes que me apoiou fornecendo recursos essenciais.

À Eliane e Alexandro pelo suporte fundamental quando me mudei para Campinas.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Aos meus amigos que me acompanharam em todos os momentos.

Sumário

Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvii
1 Introdução	1
1.1 Software Defined Radio	2
1.2 Comunicação por Múltiplas Antenas	3
2 Fundamentação Teórica	5
2.1 O Enlace <i>Wireless</i>	5
2.1.1 Sobre o Canal	6
2.1.2 Sobre o Desvanecimento	7
2.1.3 Desvanecimento em Grande e Pequena Escala	8
2.1.4 Um Modelo Mais Completo para o Desvanecimento	9
2.1.5 Modelo do Espaço Livre para Elementos Fixos	10
2.1.6 Modelo do Espaço Livre para um Elemento Móvel	11
2.1.7 Antenas Fixas e Reflexão em Paredes	12
2.1.8 Antena Móvel e Reflexão em Paredes	14
2.1.9 Modelo de Canal Linear Variante no Tempo	15
2.1.10 Modelo Equivalente em Banda Base	16
2.1.11 Espalhamento Doppler e Tempo de Coerência	22
2.1.12 Espalhamento por Atraso e Banda de Coerência	23
2.2 Comunicação Multiple In Multiple Out (MIMO)	24
2.2.1 Esquema de Transmissão Alamouti	25
2.2.2 Esquema de Receptor de Máxima Taxa de Combinação	27
2.3 Estimação de Canal	29
2.4 Rastreamento de Portadora	32
2.4.1 A malha de Diferença Quadrática	32
2.4.2 A Estrutura <i>Phase Locked Loop</i>	36
2.4.3 A Estrutura <i>Costas Loop</i>	39
2.5 Aspectos do Sistema de Comunicação	43
2.5.1 Formatador de Pulso	43

2.5.2	Planejamento dos Filtros de Transmissão e Recepção	45
2.5.3	O Problema do Domínio Contínuo e Discreto	49
3	Descrição do sistema	53
3.1	Transmissor	54
3.1.1	Mapeamento	54
3.1.2	Codificador Alamouti	56
3.1.3	Formatador de Pulso	57
3.1.4	Conversão de Banda Base para Frequência Intermediária e <i>Upconversion</i>	57
3.2	Receptor	58
3.2.1	Downconverter	59
3.2.2	Conversão de Frequência Intermediária para Banda Base	60
3.2.3	Filtro de Recepção e Amostragem	61
3.3	Estimação de Canal	63
3.3.1	Decodificador Alamouti	63
3.4	Sincronismo do Sistema	65
3.4.1	Sincronismo de Quadro	65
3.4.2	Sincronismo de Símbolo	65
3.4.3	Sincronismo de Portadora	66
3.5	Software: Programação e Controle	66
3.5.1	LabVIEW	67
3.5.2	Matlab	69
4	Implementação e Resultados	71
4.1	Implementação das Interfaces de RF	71
4.1.1	Interface de Transmissão	71
4.1.2	Transmissão: Ponte entre Software e Hardware	73
4.1.3	Interface de Recepção	73
4.1.4	Recepção: Ponte entre Hardware e Software	75
4.2	Resultados	76
4.3	Desempenho do Rastreamento de Portadora	76
4.4	Desempenho da Estimação de Canal	77
4.5	Probabilidade de Erro de Bit x SNR	80
5	Considerações finais	83
5.1	Conclusão	83
5.2	Trabalhos Futuros	84
	Referências bibliográficas	85

Lista de Figuras

2.1	Qualidade do sinal em relação ao tempo em um ambiente com desvanecimento. . . .	9
2.2	Ilustração do caminho direto e refletido.	12
2.3	Padrão da onda refletida na parede.	13
2.4	Padrão de interferências.	15
2.5	Equivalente em banda base	18
2.6	Conversão de sinal banda base para banda passante.	19
2.7	Conversão de banda passante para banda base.	20
2.8	Diagrama de um sistema de comunicação completo.	22
2.9	Diagrama de codificação	26
2.10	Estrutura de recepção de máxima taxa de combinação	27
2.11	Diagrama de blocos da estrutura de estimação de canal.	30
2.12	Topologia de Hardware do Receptor.	32
2.13	Funcionamento do algoritmo para um $\phi = -0.5$	36
2.14	Diagrama de blocos do algoritmo rastreador de fase para J_{SD}	36
2.15	Diagrama de blocos do algoritmo rastreador de fase para J_{PLL}	38
2.16	Gráfico do desempenho do algoritmo PLL para mesma frequência.	38
2.17	Gráfico do desempenho do algoritmo PLL para frequências diferentes.	39
2.18	Diagrama de blocos do <i>Costas Loop</i>	41
2.19	Gráfico do desempenho da estrutura do <i>Costas Loop</i>	42
2.20	Gráfico do desempenho da estrutura do <i>Costas Loop</i> para frequências diferentes. . .	42
2.21	Pulso sinc com período T.	44
2.22	Modelo de sistema de transmissão.	45
2.23	Interface de um receptor típico.	46
2.24	Interface de RF no (a) Transmissor e (b) Receptor.	50
3.1	Topologia de Software do Transmissor.	55
3.2	Alfabetos real e complexo.	56
3.3	Estrutura do modulador QAM	58
3.4	Topologia de Software do Receptor.	59
3.5	Cadeia de recepção inicial.	60
3.6	Conversor de FI para banda base.	61
3.7	Estrutura do filtro casado.	62
3.8	Estrutura de recepção da codificação Alamouti.	64
3.9	Estrutura do Conversor FI para banda base expandido.	66

3.10	Exemplo de código em LabVIEW.	68
3.11	Exemplo de interface gráfica em MatLab.	70
4.1	Equipamentos da National Instruments.	72
4.2	Topologia de Hardware do Transmissor.	73
4.3	Topologia de Hardware do Receptor.	75
4.4	Teste de convergência para uma constelação Alamouti em malha aberta.	76
4.5	Teste de convergência para uma constelação Alamouti usando o Algoritmo Costas Loop.	77
4.6	Teste de convergência do canal h_0 para $\mu = 0.05$	78
4.7	Teste de convergência do canal h_1 para $\mu = 0.05$	78
4.8	Teste de convergência do canal h_0 para $\mu = 0.5$	79
4.9	Teste de convergência do canal h_1 para $\mu = 0.5$	79
4.10	Teste de convergência do canal h_0 para $\mu = 0.05$ e +6dB ruído	80
4.11	Teste de convergência do canal h_1 para $\mu = 0.05$ e e +6dB ruído	80
4.12	Probabilidade de erro de bit com antenas.	81
4.13	Probabilidade de erro de bit sem antenas.	82

Lista de Tabelas

2.1 Codificação Alamouti.	26
-----------------------------------	----

Lista de Símbolos

E_b	- Energia por bit
N_0	- Potência de ruído
$L_s(d)$	- Fator de atenuação com relação à distância
r	- Distância relativa entre dois pontos
r_0	- Distância relativa entre dois pontos inicial
t	- Variável de tempo
λ	- Comprimento de onda
α	- Ganho da antena
c	- Velocidade de propagação da luz no vácuo
v	- Velocidade do móvel
$v(t)$	- Variação em torno da média
f	- Frequência
f_c	- Frequência de portadora
f_x	- Frequência de portadora estimada
d	- Distância entre a antena do móvel até um obstáculo
$E(f, t, (r, \theta, \psi))$	- Campo elétrico em um dado ponto do espaço
$E_r(f, t, (r_0 + vt, \theta, \phi))$	- Campo elétrico recebido por uma antena receptora
$\alpha_s(\theta, \psi, f)$	- Padrão de irradiação da antena transmissora
$\tilde{\mathbf{u}}$	- Um ponto definido no espaço
$\Delta\theta$	- Diferença de fase
Δx_c	- Distância de coerência
T	- <i>Período de símbolo</i>
T_c	- <i>Delay Spread</i>
D_1	- Deslocamento <i>Doppler</i> positivo
D_2	- Deslocamento <i>Doppler</i> negativo
D_s	- Espalhamento <i>Doppler</i>
a_i	- Atenuação no i -ésimo percurso
τ_i	- Atraso no τ -ésimo percurso
$x(t)$	- Entrada arbitrária
$x(n)$	- Valores de entrada para o estimador
$y(n)$	- Valores de saída do estimador
$y_0(n)$	- Sinal estimado da antena zero
$y_1(n)$	- Sinal estimado da antena um
$e_0(n)$	- Erro acumulativo da antena zero
$e_1(n)$	- Erro acumulativo da antena um
$x_b(t)$	- Equivalente em banda base da entrada arbitrária
$y_b(t)$	- Equivalente em banda base de saída

$h(\tau, t)$	- Resposta ao impulso
$h_b(\tau, t)$	- Resposta ao impulso equivalente em banda base
$h(n)$	- Vetor de canal
$h^H(n)$	- Vetor de canal Hermitiano
$\hat{h}(n)$	- Vetor para estimação de canal
$\hat{h}_0(n)$	- Vetor para estimação para o canal zero
$\hat{h}_1(n)$	- Vetor para estimação para o canal um
$H(f; t)$	- Resposta em frequência
W	- Largura de banda de um canal
\mathbf{s}	- Vetor de símbolos de dados
\mathbf{u}	- Vetor de símbolos de dados codificados da antena zero
\mathbf{v}	- Vetor de símbolos de dados codificados da antena um
$\hat{x}(t)$	- Sinal no tempo transmitido pela antena um
$\hat{y}(t)$	- Sinal no tempo transmitido pela antena dois
$s(t)$	- Sinal arbitrário em banda base
$s_{avg}(t)$	- Soma dos valores das médias positivas do sinal
ϕ	- Ambiguidade de fase
\tilde{s}_0	- Estimativa de máxima verosimilhança
$s_b(t)$	- Equivalente complexo do sinal em banda base
$S(f)$	- Transformada de Fourier do sinal em banda base
$S_b(f)$	- Transformada de Fourier do equivalente complexo do sinal em banda base
s_0	- Símbolo transmitido no primeiro intervalo de símbolo
s_1	- Símbolo transmitido no segundo intervalo de símbolo
$\hat{s}(t)$	- Sinal transmitido para o estimador de frequência
$\hat{r}_p(t)$	- Sinal recebido pelo estimador de frequência
$s(kT)$	- Sinal amostrado no tempo igual a um período de símbolo
$g(\cdot)$	- Pulso de formatação
$G(\cdot)$	- Transformada de Fourier do formato de símbolo
h_0	- Condição de canal no percurso da antena transmissora zero
h_1	- Condição de canal no percurso da antena transmissora um
$b(t)$	- Resposta ao impulso de um canal no tempo
r_{rx}	- Sinal no tempo recebido pelo receptor
r_0	- Símbolo recebido no primeiro intervalo de símbolo
r_1	- Símbolo recebido no segundo intervalo de símbolo
$r'_p(t)$	- Sinal recebido pelo estimador de portadora
$r_p(t)$	- Sinal recebido pelo estimador de portadora ideal
$f(t)$	- Filtro de recepção
\hat{a}	- Símbolo estimado por máxima verosimilhança

α_0	- Atenuação no percurso da antena transmissora zero
α_1	- Atenuação no percurso da antena transmissora um
θ_0	- Ângulo no percurso da antena transmissora zero
θ_1	- Ângulo no percurso da antena transmissora um
n_0	- Ruído Gaussiano Branco no primeiro instante do intervalo de símbolo
n_1	- Ruído Gaussiano Branco no segundo instante do intervalo de símbolo
s_i	- Variável condicional do critério de escolha de máxima verosimilhança
s_k	- Variável condicional do critério de escolha de máxima verosimilhança
E_s	- Energia do sinal
$\Re[\cdot]$	- A parte real de
$\Im[\cdot]$	- A parte imaginária de
F_I	- Frequência intermediária
F_{UP}	- Frequência de upconversion
$BPF\{\cdot\}$	- Filtro Passa Faixas
$LPF\{\cdot\}$	- Filtro Passa Baixas
$avg\{\cdot\}$	- Operação de média
$J_{SD}(\theta)$	- Função custo para elemento adaptativo da diferença de quadrados
$e(\theta, k)$	- Erro quadrático entre a saída e o sinal esperado
T_s	- Período de amostragem
μ	- Constante que define um valor utilizado como fator de adaptação
$J_{PLL}(\theta)$	- Função custo para elemento adaptativo do <i>Phase Locked Loop</i>
$J_C(\theta)$	- Função custo para elemento adaptativo do <i>Costa's Loop</i>
P_b	- Probabilidade de erro de bit

Capítulo 1

Introdução

É fato que atualmente os serviços de comunicação tem uma importância sem igual quando comparado à qualquer outro momento da história. Os serviços de comunicações são cada vez mais utilizados e esta tendência de crescimento exige uma taxa de transferência de dados cada vez maior. Além disso, também se deseja que esta transferência de dados seja confiável mesmo quando as condições de operação não sejam favoráveis. Outra dificuldade que se encontra durante o desenvolvimento desta tecnologia está relacionada com as restrições de potência e largura de banda estabelecidos por órgãos reguladores que devem ser obedecidos. Assim, existe um grande esforço por parte dos pesquisadores em encontrar maneiras de desenvolver sistemas que sejam eficientes no uso do espectro de frequência e que consumam menos energia.

Devido a essa motivação, este trabalho tem o objetivo de mostrar como é possível implementar um sistema que utiliza múltiplas antenas para transmissão de dados. Esta escolha foi motivada pela falta de trabalhos disponíveis nesta área e pelos resultados de um importante trabalho teórico que mostrou que o uso de múltiplas antenas permite que haja um aumento de capacidade de transmissão mantendo a potência e a largura de banda constantes[1]. Para tornar esta implementação possível, escolhemos um esquema de transmissão bem simples, visto que um projeto de um sistema de comunicações completo é bastante complexo e dispendioso.

Tendo em vista o consumo de tempo e experiência, é bem sabido que um projeto de um sistema de Rádio Comunicação é quase um sinônimo de dificuldade de construção. Os equipamentos necessários para auxiliar o desenvolvimento de uma aplicação são extremamente caros e complexos. Além disso, o hardware em si é bastante crítico e exige cuidado e capricho. Felizmente existe uma alternativa proporcionada pela evolução tecnológica dos computadores. A ideia, antes inviável devido às limitações tecnológicas, de substituir partes de um sistema na forma "física" por algo na forma "lógica" é bastante conveniente. Assim, podemos lançar mão do conceito de *Software Defined Radio* que consiste em utilizar programas de computador para substituir o trabalho de partes do circuito de

um rádio.

1.1 Software Defined Radio

O SDR(Software Defined Radio) é uma maneira de desenvolver aplicações de rádio comunicação no qual os componentes que são tipicamente implementados em hardware (mixers, filtros, amplificadores, moduladores/demoduladores e detectores) são substituídos por um código de software que pode ser executado por um microprocessador [2].

O SDR representa uma grande mudança nos paradigmas de projeto para rádio convencional em que uma grande porção das funcionalidades são implementadas por dispositivos programáveis. Esta característica nova permite que o rádio altere seus parâmetros de operação para acomodar novas características e capacidades. Além disso, o uso de software reduz a quantidade de componentes necessários dos rádios tradicionais e enfatiza o processamento digital de sinal para melhorar, como um todo, a flexibilidade do receptor.

A evolução deste novo conceito foi extremamente rápida e deixou uma lacuna nesta parte do conhecimento. Atualmente há uma falta de material educacional disponível para treinar novos engenheiros de hardware [2]. O material disponível atualmente são livros textos de engenharia de rádio que enfatizam o projeto ao nível de componentes analógicos com pequena menção à crescente e importante regra para o uso de processamento digital de sinais na realização de funções centrais do rádio. Mesmo assim, muitos grupos tem demonstrado interesse neste assunto [3] e o SDR está emergindo cada vez mais na infraestrutura comercial e militar. Este crescimento é motivado por muitas vantagens, dentre as quais estão:

1. **Fácil de projetar** - O desenvolvimento de um rádio tradicional requer anos de experiência e grande cuidado por parte do desenvolvedor para entender como os vários sistemas componentes trabalham em conjunto. O tempo necessário para desenvolver um produto comercial é a consideração chave para o desenvolvimento em engenharia moderna. A implementação de rádio por software reduz os ciclos de desenvolvimento para novos produtos. Desta forma, economiza-se um número de etapas necessárias associadas com o desenvolvimento de hardware analógico. É possível projetar equipamentos de rádio diferentes usando uma interface de RF comum.
2. **Fácil de fabricar** - Nunca dois componentes analógicos tem precisamente o mesmo desempenho, necessitando de rigoroso controle de qualidade e teste dos rádios durante o processo de manufatura. Entretanto, dada a mesma entrada, dois processadores digitais rodando o mesmo

software irão produzir as mesmas saídas. Portanto, a mudança para o hardware digital reduz os custos associados com a fabricação e testes.

3. **Operação multimodo** - O explosivo crescimento dos sistemas de comunicação *wireless* tem levado a uma proliferação de padrões de transmissão e, em muitos casos, é desejável que o rádio opere com mais de um padrão. Tradicionalmente, operação multimodo requer múltiplos conjuntos completos de hardware, aumentando o tamanho e custo do rádio. Entretanto, um rádio por software pode mudar os modos pela simples carga do software adequado na memória.
4. **Uso de técnicas avançadas de processamento de sinal** - A disponibilidade de processamento de sinal de alta velocidade na placa de rádio permite a implementação de novas estruturas de receptores e técnicas de processamento digital. Técnicas como o uso de antenas adaptativas, rejeição de interferência e criptografia, anteriormente consideradas muito complexas, estão agora ocupando espaço em sistemas comerciais visto que o aumento do desempenho de processadores digitais de sinais continua crescendo. O impacto será a melhora na qualidade de serviço para o consumidor enquanto se reduz o custo total da infraestrutura para o provedor de serviço.
5. **Poucos componentes discretos** - Um único processador de alta velocidade deve ser capaz de implementar várias funções de rádio tradicionais como sincronização, demodulação, detecção de erro e decodificação de dados. Sendo assim, há uma redução do número de componentes necessários e com isso há uma diminuição do tamanho e do custo de um equipamento de rádio.
6. **Flexibilidade para adicionar funcionalidades extras** - Rádios por softwares podem ser modificados em campo para corrigir problemas imprevisíveis ou para realizar alguma atualização. Tal opção não existe em rádios convencionais e a adição de uma nova característica levaria a uma reavaliação completa do projeto. Além da possibilidade de se adicionar facilmente funcionalidade extra há ainda a possibilidade de haver um sistema suporte que tem a capacidade de auto-diagnóstico do rádio, o qual implica na melhoria da confiabilidade que ocasiona uma menor necessidade da intervenção humana.

1.2 Comunicação por Múltiplas Antenas

O uso de múltiplas antenas no transmissor e no receptor sistemas *wireless*, popularmente conhecido como tecnologia MIMO (*Multiple-input multiple-output*), ganhou fama rapidamente na década passada devido ao grande aumento de sua capacidade de transmissão de dados. A comunicação por canais *wireless* é comprometidos principalmente pelo desvanecimento de multipercurso. O

desvanecimento de multipercurso é a chegada de cópias do sinal transmitido em um receptor pelos diferentes ângulos e/ou diferentes atrasos de tempos e/ou diferentes frequências (*Doppler*) devido ao espalhamento das ondas eletromagnéticas no ambiente.

Conseqüentemente, a potência do sinal recebido flutua em torno de um valor médio devido a superposição aleatória das perturbações das componentes de multipercurso. Estas flutuações aleatórias no nível do sinal, conhecidas como desvanecimento, podem afetar severamente a qualidade e a confiabilidade da comunicação *wireless*. Assim, as restrições colocadas pela limitação de potência e largura de banda escassa tornam a tarefa de desenvolver um sistema de alta capacidade na taxa de dados e alta confiabilidade, desafios extremos para sistemas de comunicação *wireless*.

A tecnologia MIMO constitui num avanço no desenvolvimento de sistemas de comunicação *wireless*. Esta oferece benefícios que ajudam a superar os desafios colocados tanto pelas deficiências do canal *wireless* bem como as restrições reguladas para o uso dos recursos. Além das dimensões de tempo e frequência que são exploradas em sistemas *wireless* de uma antena (uma entrada e uma saída), a superação de um sistema baseado em MIMO está baseada na exploração das dimensões espaciais providas pelas múltiplas antenas no transmissor e no receptor.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Para que a implementação de um sistema de comunicação *Wireless* seja bem sucedida é muito importante que se tenha um amplo conhecimento sobre as estruturas que envolvem o rádio. Partindo deste ponto, é preciso se basear em fontes de conhecimento teórico que fornecem ferramentas fundamentais para instruir o desenvolvedor de sistemas a atingir o seu objetivo. Assim, o planejamento para a escolha de parâmetros de operação com o uso de tais ferramentas analíticas permite obter resultados importantes que dizem muito sobre o desempenho da aplicação.

2.1 O Enlace *Wireless*

Quando falamos sobre um enlace de comunicações, a parte do sistema na qual se está referindo não é simplesmente o canal ou a região entre o transmissor e o receptor. O enlace engloba totalmente o percurso de comunicações: fonte, codificação, modulação, antena transmissora, canal, antena receptora, amplificadores, demodulação, decodificação e, finalmente, a saída da informação. A análise do enlace tem um propósito importante no desenvolvimento de um sistema de comunicação. Esta análise se inicia a partir do dimensionamento do enlace que se baseia nos sinais de saída, no tabelamento das grandezas dos sinais úteis e nas grandezas interferentes disponíveis no receptor. O dimensionamento do enlace considera ganhos e perdas e delinea a partilha de recursos entre o transmissor e o receptor. Normalmente as perdas estão associadas a fontes de ruído, atenuadores de sinal e efeitos dos processos que estão fora do enlace. Alguns dos parâmetros do dimensionamento são estatísticos (no caso do ruído gaussiano branco ou no modelo de desvanecimento de Rayleigh). Existe uma relação importante que especifica a probabilidade de erro de bit dada a energia de bit e a potência de ruído. Assim, temos que a energia de bit é dada por E_b e a potência de ruído dada por N_0 e a relação entre estas grandezas, E_b/N_0 , especifica a probabilidade de erro para os vários tipos de modulação sob ruído gaussiano. Uma vez que o esquema de modulação fora escolhido,

estes requisitos devem atender a uma probabilidade de erro em particular, isto é, o desempenho de erro requerido dita o valor de E_b/N_0 , que deve estar disponível no receptor para atender àquele desempenho. Assim, temos os principais contribuintes para a degradação da SNR (*Signal to Noise Ratio*) enumerados a seguir:

1. **Perda pelo ruído do receptor** - O sinal que entra no receptor passa por amplificadores e estes normalmente o corrompem com ruído (geralmente chamado de ruído térmico). Este tipo de ruído pode ser aproximado por um modelo chamado de ruído aditivo gaussiano branco. Este é um modelo de canal no qual o único prejuízo para a comunicação é uma adição linear de um ruído de faixa larga (motivo por ser chamado de branco) com uma densidade espectral constante e amplitude com distribuição gaussiana. O modelo não conta com o desvanecimento, seletividade em frequência, interferência ou dispersão. Entretanto, este produz um modelo matemático simples e tratável o qual é útil para adquirir uma visão aprofundada do comportamento do sistema antes de outros fenômenos serem considerados.
2. **Perda por largura de banda limitada** - Todos os sistemas usam filtros no transmissor para assegurar que a energia transmitida está confinada à largura de banda alocada. Isso serve para evitar interferência com outros canais ou usuários e atender os requisitos das agências reguladoras. Uma vez que a filtragem reduz a quantidade de energia total que poderia ser transmitida, o resultado pode significar perda no sinal.
3. **Interferência intersimbólica (ISI)** - Situação em que os pulsos se sobrepõem um ao outro. A calda de um pulso se manifesta nos símbolos dos intervalos adjacentes tal que há interferência no processo de detecção. Mesmo na ausência de ruído térmico, filtragem imperfeita, restrição de largura de banda e canais com desvanecimento levam à degradação ISI.
4. **Perda no espaço** - Há uma diminuição na força do campo eletromagnético, e portanto na força do sinal (densidade de potência ou densidade de fluxo), como uma função da distância.

2.1.1 Sobre o Canal

Em sistemas de comunicação a mídia que fica entre o transmissor e o receptor é chamado de canal. Em geral, um canal de comunicação deve consistir de fios, cabos coaxiais, cabos de fibra óptica e no caso de enlaces de rádio-frequência (RF), guias de onda, a atmosfera, ou o espaço vazio. Para a maioria dos enlaces de comunicação terrestre, o espaço do canal é ocupado pela atmosfera e parcialmente restrito pela superfície da terra. Visto que há uma variedade de elementos no canal, simplifica-se inicialmente o problema a partir do conceito de espaço livre. O espaço livre considera que um canal é livre de todos os obstáculos da propagação rádio frequência (RF), tais como absorção,

reflexão, refração ou difração. Se há atmosfera no canal, este é perfeitamente uniforme e cumpre todas estas condições. Também, assume-se que a terra é infinitamente distante ou que seu coeficiente de reflexão é insignificante. Assim, a energia de RF que atinge o receptor é assumida como sendo função apenas da distância a partir do transmissor (regido pela lei do inverso do quadrado) [4]. Um canal no espaço livre caracteriza um percurso de propagação ideal. No mundo real a propagação é através da atmosfera e é próximo ao chão, o que resulta em absorção, reflexão, difração e espalhamento. Desta forma a transmissão não se comporta como no modelo espaço livre. É necessário, então, uma abordagem mais completa como será discutido a seguir sobre o conceito de desvanecimento.

2.1.2 Sobre o Desvanecimento

Quando os mecanismos que causam o desvanecimento em canais de comunicação foram inicialmente modelados em 1950 e 1960, os princípios desenvolvidos foram primeiramente aplicados em comunicações sobre o horizonte cobrindo uma ampla faixa de bandas de frequência [5] [6] [7] [8]. A banda de alta frequência de 3-30MHz, usada para propagação ionosférica, a banda de frequência ultra alta de 300MHz-3GHz e a banda de frequência super alta 3-30GHz, usado para espalhamento troposférico, são exemplos de canais afetados pelo fenômeno de desvanecimento. Embora os efeitos do desvanecimento em canais de rádio móvel sejam um pouco diferentes daqueles encontrados em canais ionosféricos ou troposféricos, esses modelos são ainda úteis para caracterizar os efeitos do desvanecimento em sistemas de comunicação digital móvel [9].

Quando se analisa o desempenho de um sistema de comunicação, considera-se um canal que tenha apenas degradação com ruído aditivo gaussiano branco e que não seja corrompido por Interferência Inter-simbólica. Com relação ao receptor, pode-se classificar as fontes de ruído em duas: originadas devido à agitação térmica dos componentes eletrônicos ou a partir de fontes de interferência (natural ou humana). Estes ruídos têm uma densidade espectral tipicamente plana sobre a banda do sinal e uma função densidade de probabilidade gaussiana de média zero. Desta forma, ainda sob uma perspectiva de análise inicial, as características de propagação de um canal de rádio são especificadas considerando que a atenuação do sinal com relação a distância comporta-se como se a propagação ocorresse em um espaço ideal livre.

O modelo de espaço livre trata a região entre as antenas do transmissor e do receptor sendo livres de objetos que poderiam absorver ou refletir a energia de RF. É assumido também que, dentro desta região, a atmosfera comporta-se como sendo perfeitamente uniforme e como um meio não absorvente. Além disso, a terra é tratada como sendo infinitamente distante do sinal de propagação (ou, equivalentemente, como tendo um coeficiente de reflexão que é insignificante). Basicamente, neste modelo de espaço livre idealizado, a atenuação da energia de Rádio Frequência entre o transmissor e o receptor comportam-se de acordo com a lei do inverso do quadrado. A potência

recebida expressa em termos de uma potência transmitida é atenuada por um fator $L_s(r)$, onde este fator é chamado de perda de percurso ou perda no espaço livre[4]. Quando a recepção na antena é isotrópica, este fator é expressado da seguinte maneira [9]:

$$L_s(r) = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2. \quad (2.1)$$

Na equação (2.1), r é a distância em metros entre o transmissor e o receptor, e λ é o comprimento de onda do sinal propagante em metros. Para este caso de propagação idealizada, a potência do sinal recebido é muito previsível. Para a maioria dos canais práticos, onde a propagação de sinal toma lugar na atmosfera e próximo ao chão, o modelo de propagação no espaço livre é inadequado para descrever o comportamento do canal e prever o desempenho do sistema. Em um sistema de comunicação real, um sinal viaja do transmissor para o receptor sofrendo modificações durante o trajeto. Assim, o modelo mais simples de propagação do sinal pelo espaço deve considerar mais fenômenos para que a previsão da potência do sinal recebido seja mais precisa.

2.1.3 Desvanecimento em Grande e Pequena Escala

Inicialmente, os efeitos fundamentais do desvanecimento podem ser classificadas em desvanecimento em grande e pequena escala. O desvanecimento em larga escala representa a potência média atenuada do sinal ou a perda por percurso devido a movimentação sobre áreas grandes. Este fenômeno é afetado pelos contornos salientes do terreno (ex. vales, florestas, montanhas, etc) entre o transmissor e o receptor. O receptor é frequentemente dito como se estivesse sendo "sombreado" pelas saliências do terreno. As estatísticas do desvanecimento em larga escala provêm uma maneira de computar uma estimativa da perda por percurso como uma função da distância. Este tipo de desvanecimento é tipicamente independente da frequência [10].

O desvanecimento em pequena escala refere às mudanças dramáticas na amplitude do sinal e fase que podem ser experimentadas como um resultado de pequenas mudanças no posicionamento espacial entre o receptor e o transmissor. Este fenômeno acontece devido à interferência construtiva e destrutiva de sinais vindos de múltiplos percursos entre o transmissor e o receptor. Um rádio móvel percorrendo uma grande área deve experimentar sinais de ambos os tipos de desvanecimento: desvanecimento em grande escala superposto com o efeito do desvanecimento em pequena escala. A figura 2.1 mostra uma variação de sinal típica em um ambiente com desvanecimento.

Geralmente os fenômenos que causam as variações na qualidade do canal são a reflexão, a difração e o espalhamento. Estes fenômenos podem ocorrer da seguinte maneira:

- **Reflexão** - Ocorre quando a onda eletromagnética propagante incide sobre uma superfície lisa com grandes dimensões relativa ao comprimento de onda do sinal de RF.

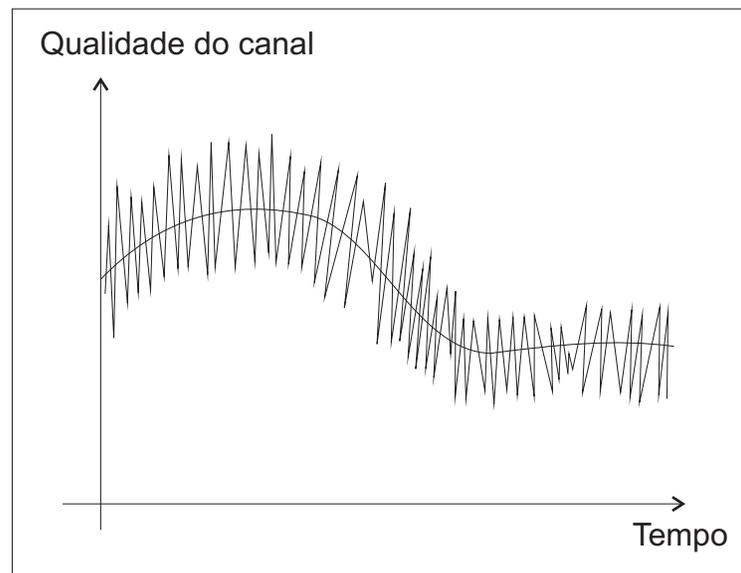


Fig. 2.1: Qualidade do sinal em relação ao tempo em um ambiente com desvanecimento.

- **Difração** - Ocorre quando o percurso de propagação entre o transmissor e o receptor é obstruído por um corpo denso com dimensões que são maiores relativo ao λ , causando ondas secundárias que se formam atrás do corpo de obstrução. Difração é um fenômeno que responde pela energia de Rádio-Frequência que viaja a partir do transmissor para o receptor sem o percurso de uma linha de visada entre os dois.
- **Espalhamento** - Ocorre quando uma onda de rádio incide tanto sobre uma grande superfície rugosa ou qualquer superfície a qual as dimensões são da ordem de λ ou menores, ocasionando um espalhamento da energia ou a reflexão em várias direções. Em um ambiente urbano, obstruções típicas do sinal produzem o espalhamento que incluem os postes de lâmpadas, placas do transito e folhagem. O nome espalhador se aplica a qualquer obstrução no percurso de propagação que causa uma reflexão do sinal ou o espalhamento.

2.1.4 Um Modelo Mais Completo para o Desvanecimento

Os canais *wireless* operam pela radiação de ondas eletromagnéticas partindo do transmissor para o receptor. Em princípio, poderia-se resolver equações eletromagnéticas de campo, com um certo conhecimento sobre a potência do sinal transmitido, para encontrar a força do campo eletromagnético que atinge a antena receptora. Além disso, poderia levar em conta a influência sobre as ondas eletromagnéticas dos elementos da vizinhança que podem ser o chão, construções e veículos.

Outro aspecto a ser analisado é com relação à frequência de operação. Sabe-se que os órgãos governamentais estipulam a forma de uso do espectro de frequências. Geralmente há três frequências

típicas que estão em torno de .9GHz, 1.9GHz e 5.8GHz comuns no uso de comunicações móveis. O comprimento de onda λ da radiação eletromagnética em uma dada frequência f é dado por $\lambda = c/f$, onde $c = 3 \times 10^8 m/s$ é a velocidade da luz. O comprimento de onda destas bandas é apenas uma fração do metro e o cálculo do campo eletromagnético no receptor, considerando a localização e influência dos obstáculos, deve ser conhecido com precisão sub-métrica. Visto que as distâncias envolvidas entre os pontos de comunicação são bem maiores que uma fração de metro, assim as equações de campo eletromagnético se tornam muito complexas para serem resolvidas. Portanto, um método que permite uma aproximação para ter conhecimento sobre o canal é muito bem vindo.

O conhecimento do valor da potência em um dado ponto é importante para ajudar a escolher a localização de estações base em uma faixa do espaço que garanta o funcionamento do sistema de comunicação. Para isso, seria importante ter um sentimento sobre quais tipos de fenômenos esperar. Para resolver isso, nós analisaremos diversos modelos probabilísticos de canal, assumindo que diferentes comportamentos de canal aparecem com diferentes probabilidades e mudanças com relação ao tempo. Inicialmente, analisamos estas características a grosso modo e que, posteriormente, serão refinadas. A seguir vamos começar analisando exemplos de modelos idealizados.

2.1.5 Modelo do Espaço Livre para Elementos Fixos

Novamente temos o modelo inicial em um espaço livre com uma antena em um ponto fixo irradiando sinal. O campo elétrico e o campo magnético em uma dada localização são ambos perpendiculares um com relação ao outro e a direção de propagação é dada a partir da antena. Estes são proporcionais e é suficiente conhecer somente um destes valores. Podemos representar o campo elétrico do sinal transmitido como[10]:

$$E(f, t, (r, \theta, \psi)) = \frac{\alpha_s(\theta, \psi, f) \cos[2\pi f(t - r/c)]}{r} \quad (2.2)$$

Aqui, (r, θ, ψ) representam o ponto \tilde{u} no espaço ao qual o campo elétrico está sendo medido, onde r é a distância desde a antena transmissora até o ponto \tilde{u} e (θ, ψ) representam os ângulos de elevação e azimute desde a antena até \tilde{u} respectivamente. A constante c é a velocidade da luz, e $\alpha_s(\theta, \psi, f)$ é o padrão de irradiação da antena transmissora na frequência f na direção (θ, ψ) . Este também conta com um fator escalar para as perdas da antena. Note que a fase do campo varia com fr/c , correspondendo ao atraso causado pela viagem da onda na velocidade da luz.

É importante observar aqui que, à medida que a distância r aumenta, o campo eletromagnético diminui de r^{-1} e portanto a potência por metro quadrado de uma onda no espaço livre diminui com r^{-2} . Isso é esperado uma vez que se observarmos as esferas concêntricas de raio r aumentando em torno da antena a área da superfície aumenta com r^2 . Desta forma, é esperado que a potência

por unidade de área cai de r^{-2} se considerarmos que a potência total irradiada através da antena permanece constante. [10]

Em seguida, supõe-se que haja uma antena receptora fixa localizada em $\tilde{\mathbf{u}} = (r, \theta, \psi)$. A forma de onda recebida neste ponto é dado por[10]:

$$E_r(f, t, \tilde{\mathbf{u}}) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cos(2\pi f(t - r/c))}{r}, \quad (2.3)$$

em que $\alpha(\theta, \psi, f)$ é o produto dos padrões de antena das antenas transmissora e receptora em uma dada direção. A colocação de uma antena receptora muda o campo elétrico na vizinhança próxima de $\tilde{\mathbf{u}}$, mas isso é levado em conta pelo padrão de antena da antena receptora.

2.1.6 Modelo do Espaço Livre para um Elemento Móvel

Neste momento, ainda dentro do modelo do espaço livre, considera-se uma antena fixa transmissora e uma outra antena receptora móvel. A antena receptora tem velocidade v na direção em que a distância aumenta em relação às localizações das duas antenas. Ou seja, assume-se que a antena receptora está se movendo de acordo com um $\tilde{\mathbf{u}}(t) = (r(t), \theta, \psi)$ com $r(t) = r_0 + vt$. Usando (2.2) para descrever o espaço livre do campo elétrico em um ponto que se move $\mathbf{u}(t)$, temos:

$$E(f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)) = \frac{\alpha_s(\theta, \psi, f) \cos[2\pi f(t - r_0/c - vt/c)]}{r_0 + vt} \quad (2.4)$$

Note que pode-se reescrever $f(t - r_0/c - vt/c)$ como $f(1 - v/c)t - fr_0/c$. Pode-se observar que a manipulação permite ver que a senoide na frequência f foi convertida em outra frequência $f(1 - v/c)$. Este é um deslocamento *Doppler* de $-fv/c$ devido a movimentação do ponto de observação. Intuitivamente, cada crista sucessiva na senoide transmitida tem que viajar um pouco mais antes de ser observada no ponto. Se a antena receptora é colocada em $\tilde{\mathbf{u}}(t)$ a mudança do campo devido a presença da antena é novamente representada pelo padrão da antena receptora. Assim, a forma de onda recebida, em analogia com a equação (2.3), é:

$$E_r(f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cos \{2\pi f[(1 - v/c)t - r_0/c]\}}{r_0 + vt}. \quad (2.5)$$

É importante salientar ainda que esta análise não é dependente se o transmissor ou o receptor e até ambos estão se movendo. Assim, $r(t)$ é interpretado como a distância entre as antenas.

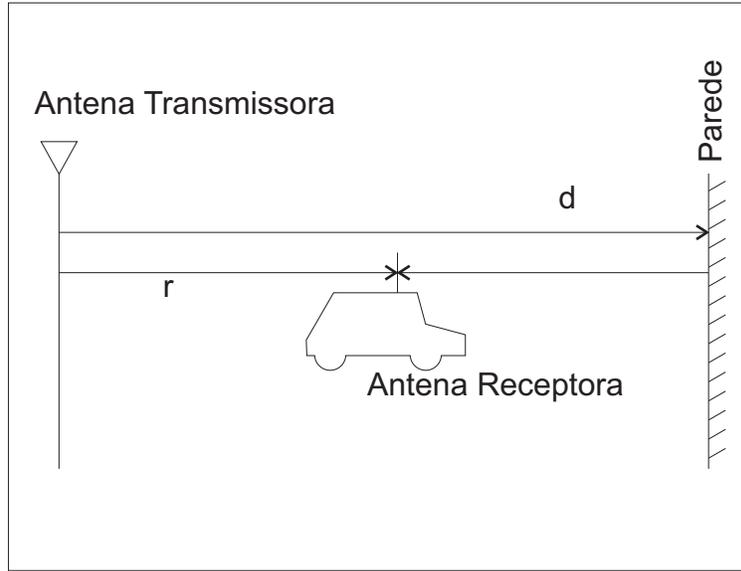


Fig. 2.2: Ilustração do caminho direto e refletido.

2.1.7 Antenas Fixas e Reflexão em Paredes

Considere a figura 2.2, na qual há uma antena fixa transmitindo uma cosenóide $\cos(2\pi ft)$, uma antena fixa receptora e uma parede grande fixa e capaz de refletir totalmente o sinal. Assume-se que na ausência de uma antena receptora, o campo eletromagnético no ponto onde a antena receptora será colocada é a soma do campo do espaço livre vindo da antena transmissora com a onda refletida vindo da parede. Nesta situação, a onda neste dado ponto é igual (exceto pela mudança de sinal) a aquela existente no lado oposto da parede se essa não estivesse presente (veja a figura 2.3). Isso significa que a onda refletida que vem da parede tem a mesma intensidade de uma onda no espaço livre a uma distância medida a partir da antena transmissora até a parede e de volta até o ponto da antena receptora. Veja que o percurso percorrido pelo sinal é de $2d - r$. Usando (2.3) para ambas as ondas direta e refletida e assumindo o mesmo ganho de antena α para ambas as ondas, teremos

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha \cos[2\pi f(t - r/c)]}{r} - \frac{\alpha \cos[2\pi f(t - (2d - r)/c)]}{2d - r}. \quad (2.6)$$

O sinal recebido é uma superposição de duas ondas, ambas de frequência f . A diferença de fase entre as duas ondas é:

$$\Delta\theta = \left(\frac{2\pi f(2d - r)}{c} + \pi \right) - \left(\frac{4\pi f}{c}(d - r) + \pi \right). \quad (2.7)$$

Quando a diferença de fase é um inteiro múltiplo de 2π , as duas ondas se adicionam construtivamente, e o sinal recebido é forte. Quando a diferença de fase é um inteiro ímpar múltiplo de π , as

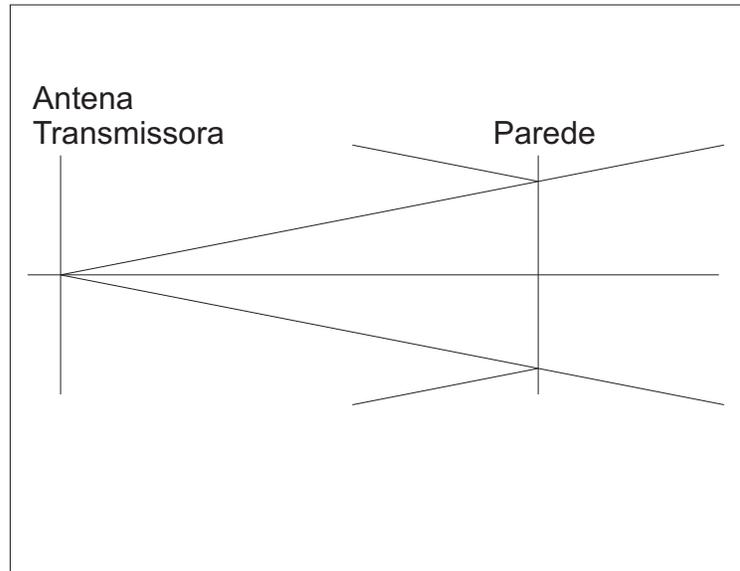


Fig. 2.3: Padrão da onda refletida na parede.

duas antenas se adicionam destrutivamente e o sinal recebido é fraco. Como uma função de r , isso se traduz em um padrão espacial de interferências de ondas construtivas e destrutivas. A distância a partir de um pico até um vale é chamado de distância de coerência. Esta distância pode ser dada pela seguinte equação[10]:

$$\Delta x_c := \frac{\lambda}{4} \quad (2.8)$$

em que $\lambda := c/f$ é o comprimento de onda da senoide transmitida. Em distâncias muito menores que Δx_c , o sinal recebido em um tempo em particular não tem mudança apreciável.

O padrão de interferência destrutivo e construtivo também depende da frequência f para um r fixo, se f muda de

$$\frac{1}{2} \left(\frac{2d - r}{c} - \frac{r}{c} \right)^{-1} \quad (2.9)$$

movendo-se do pico até o vale. A quantidade

$$T_d := \frac{2d - r}{c} - \frac{r}{c} \quad (2.10)$$

é chamado de *delay spread* do canal. Isso é a diferença entre o tempo de propagação ao longo do percurso de dois sinais. O padrão de interferência construtiva e destrutiva não muda apreciavelmente se a frequência muda por uma quantidade muito menor que $1/T_d$. Este parâmetro é chamado de *coherence bandwidth* ou banda de coerência.

2.1.8 Antena Móvel e Reflexão em Paredes

Suponha que a antena receptora move-se a uma velocidade v . Como este se movimenta através de um padrão de interferência construtiva e destrutiva criado pelas duas antenas, a força do sinal recebido aumenta e diminui. Este é o fenômeno de desvanecimento de multipercurso. O tempo que se leva para caminhar a partir de um pico até um vale é $c/(4fv)$. Essa é a escala de tempo ao qual o desvanecimento ocorre e isso é chamado de tempo de coerência do canal.

Uma maneira equivalente de se observar isso é em termos do deslocamento *Doppler* das ondas direta e refletida. Suponha a antena receptora localizada em r_0 no tempo 0. Tomando $r = r_0 + vt$ em 2.6, temos

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha \cos \{2\pi f[(1 - v/c)t - r_0/c]\}}{r_0 + vt} - \frac{\alpha \{ \cos 2\pi f[(1 + v/c)t + (r_0 - 2d)/c] \}}{2d - r_0 - vt}. \quad (2.11)$$

O primeiro termo, a onda direta, é uma cosenóide na frequência $f(1 - v/c)$, experimentando um deslocamento *Doppler* $D_1 := -fv/c$. O segundo é uma senoide de frequência $f(1 + v/c)$, com um deslocamento *Doppler* $D_2 := +fv/c$. O parametro

$$D_s := D_2 - D_1 \quad (2.12)$$

é chamado de espalhamento *Doppler*. Como exemplo, se a antena receptora está se movendo a uma velocidade de 60km/h e opera com uma frequência de 900MHz, o espalhamento *Doppler* é de 100Hz. O papel do espalhamento *Doppler* pode ser visualizado mais facilmente quando a antena receptora está mais próxima da parede do que da antena transmissora. Neste caso a atenuação é grosseiramente considerada a mesma para ambos os percursos. Assim, pode-se aproximar o denominador do segundo termo por $r = r_0 + vt$. Então, combinando as duas senoides, temos

$$E_r(f, t) \approx \frac{2\alpha \text{sen}(2\pi f[vt/c + (r_0 - d)/c]) \text{sen}(2\pi f[t - d/c])}{r_0 + vt} \quad (2.13)$$

Este é o produto de duas senoides, uma na frequência de entrada de f , a qual é tipicamente da ordem de GHz, e a outra em $fv/c = D_s/2$, a qual pode ser da ordem de 50Hz. Portanto, o resultado é uma senoide em f é outra senoide em $4f$ com um envelope variando no tempo, com picos indo para zeros em torno de cada 5ms (figura 2.4). O envelope está em seu máximo quando a antena receptora está em um pico do padrão de interferência e está em seu mínimo quando a antena receptora está em um vale. Portanto, o espalhamento *Doppler* determina a taxa de cruzamentos do padrão de interferência e é inversamente proporcional ao tempo de coerência do canal.

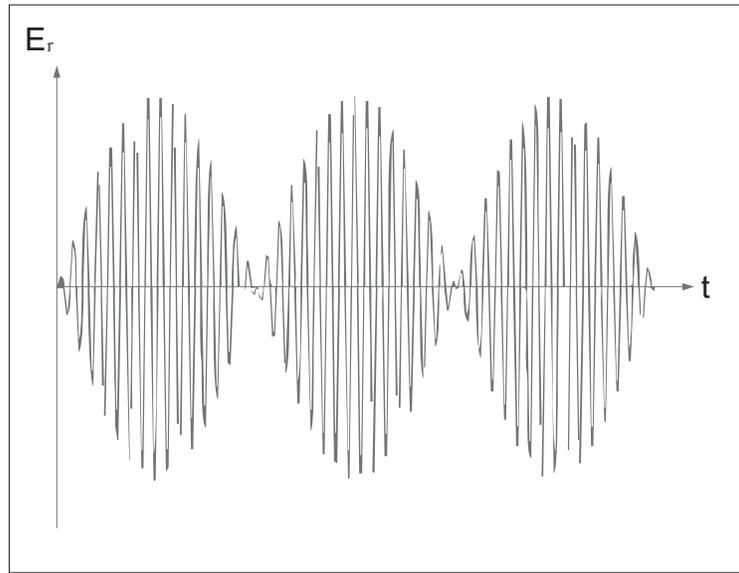


Fig. 2.4: Padrão de interferências.

2.1.9 Modelo de Canal Linear Variante no Tempo

Esta é uma modelagem de entrada e saída de canal modelados como um sistema linear variante no tempo para mostrar os efeitos de multipercurso. Assim, o sinal recebido pode ser escrito como $\sum_t a_i(f, t)\phi(t - \tau_i(f, t))$, onde $a_i(f, t)$ e $\tau_i(f, t)$ são respectivamente a atenuação e o atraso de propagação total no tempo t partindo do transmissor para o receptor no percurso i . A atenuação total é o produto dos fatores de atenuação do padrão de antena do transmissor e do receptor, um fator da distância a partir da antena de transmissão para o refletor e do refletor para a antena receptora. Assumindo que $a_i(f, t)$ e $\tau_i(f, t)$ não dependem da frequência f , então nós podemos usar o princípio da superposição para generalizar a relação de entrada/saída para uma entrada arbitrária $x(t)$ com largura de banda diferente de zero, fornecendo:

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)). \quad (2.14)$$

Uma vez que o canal, representado em (2.14) é linear, este pode ser descrito por meio da resposta $h(\tau, t)$ no tempo t para um impulso transmitido no tempo $t - \tau$. Em termos de $h(\tau, t)$, a relação de entrada e saída é dado por

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t - \tau)d\tau \quad (2.15)$$

Comparando (2.15) com (2.14), nós podemos ver que a resposta ao impulso para o desvanecimento de multipercurso do canal é então dada por

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (2.16)$$

Esta equação mostra que o efeito dos usuários móveis, considerando a movimentação arbitrária dos refletores e absorvedores, e todas as complexidades das soluções das equações de Maxwell, finalmente se reduzem para uma relação de entrada e saída entre as antenas transmissora e receptora e que é simplesmente representado como uma resposta ao impulso de um filtro de canal linear variante no tempo.

O efeito do deslocamento *Doppler* não é imediatamente evidente nesta representação. A partir de (2.14) para o exemplo de uma única parede refletora, $\tau_i' = v_i/c$ onde v_i é a velocidade com a qual o i -ésimo comprimento de percurso é aumentado. Portanto, o deslocamento *Doppler* sobre o i -ésimo percurso é $-f\tau_i'(t)$.

Um caso especial é quando o transmissor, o receptor e todo o ambiente é totalmente estacionário. Assim, as atenuações $a_i(t)$ e os atrasos de propagação $\tau_i(t)$ não dependem do tempo t e, desta forma, tem-se a tradicional resposta ao impulso de um canal linear e invariante no tempo, representada por:

$$h(\tau) = \sum_i a_i \delta(\tau - \tau_i). \quad (2.17)$$

Para a resposta ao impulso variante no tempo $h(\tau, t)$, nós podemos definir uma resposta em frequência variante no tempo como:

$$H(f; t) := \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \sum_i a_i(t) e^{-j2\pi f\tau_i(t)}. \quad (2.18)$$

O caso em que o canal é invariante no tempo pode ser reduzido para uma resposta em frequência usual. Uma maneira de interpretar $H(f; t)$ é pensar em um sistema em função do tempo t que varia lentamente com uma resposta em frequência $H(f; t)$ em cada tempo fixo t . Correspondentemente, $h(\tau, t)$ pode ser pensado como a resposta ao impulso de um sistema em um tempo fixo t . Esta é uma maneira útil e legítima de pensar sobre muitos canais de multipercurso, em uma escala de tempo ao qual o canal varia é tipicamente muito maior que o espalhamento por atraso da resposta ao impulso em um tempo fixo.

2.1.10 Modelo Equivalente em Banda Base

Em aplicações típicas *wireless* a comunicação ocorre em um canal banda passante $[f_c - W/2, f_c + W/2]$ de largura de banda W em torno da frequência f_c . Entretanto, em sistemas modernos, a maior parte do processamento, tal como codificação/decodificação, modulação/demodulação,

sincronização, é em banda base. No transmissor, o último estágio da operação é passar pelo processo de *Upconversion* do sinal para a frequência da portadora e transmiti-lo pela antena. Similarmente, o primeiro passo no lado do receptor é passar o sinal pelo processo de *Downconversion* do sinal em banda passante para a banda base antes de qualquer processamento extra. Portanto, a partir do ponto de vista de projeto de um sistema de comunicação é muito útil ter uma representação equivalente em banda base do sistema.

Considere um sinal real $s(t)$ com transformada de Fourier $S(f)$, limitado em banda $[f_c - W/2, f_c + W/2]$ com $W < f_c$. Defina seu equivalente complexo em banda base $s_b(t)$ como um sinal tendo a transformada de Fourier dada por:

$$S_b(f) = \begin{cases} \sqrt{2}S(f + f_c), & \text{para } f + f_c > 0, \\ 0, & \text{para } f + f_c \leq 0. \end{cases} \quad (2.19)$$

Uma vez que $s(t)$ é real, sua transformada de Fourier satisfaz $S(f) = S^*(-f)$, o que significa que $s_b(t)$ contém exatamente a mesma informação que $s(t)$. O fator de $\sqrt{2}$ é necessário para normalizar a energia entre $s_b(t)$ e $s(t)$ para que seja a mesma. Note que $s_b(t)$ é limitado em banda em $[-W/2, W/2]$ conforme pode ser visto na figura 2.5. Para reconstruir $s(t)$ a partir de $s_b(t)$, observe que

$$\sqrt{2}S(f) = S_b(f - f_c) + S_b^*(-f - f_c). \quad (2.20)$$

Tomando a transformada de Fourier Inversa, temos

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}[s_b(t)e^{j2\pi f_c t} + s_b^*(t)e^{-j2\pi f_c t}] = \sqrt{2}\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}], \quad (2.21)$$

em que a notação $\Re[\cdot]$ representa a parte real do argumento. Em termos de sinais reais, a relação entre $s(t)$ e $s_b(t)$ é mostrado na figura 2.6. O sinal banda passante $s(t)$ é obtido pela modulação de $\Re[s_b(t)]$ por $\sqrt{2}\cos(2\pi f_c t)$ e $\Im[s_b(t)]$ por $-\sqrt{2}\sin(2\pi f_c t)$ e estes dois últimos termos são somados para obter $\sqrt{2}\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$. O sinal banda base $\Re[s_b(t)]$ é obtido pela modulação $s(t)$ por $\sqrt{2}\cos 2\pi f_c t$ seguido por uma filtragem em passa baixas para a banda base $[-W/2, W/2]$

Vamos voltar agora para a equação do canal (2.14) com desvanecimento de multipercurso dado pela equação (2.16). Temos $x_b(t)$ e $y_b(t)$ sendo os equivalentes em banda base do sinal transmitido $x(t)$ e recebido $y(t)$, respectivamente. A figura 2.7 mostra o diagrama do sistema de $x_b(t)$ para $y_b(t)$. Esta implementação de um sistema de comunicação banda passante é conhecido como Modulação por Amplitude em Quadratura (QAM). O sinal $\Re[x_b(t)]$ é normalmente chamado de componente em fase I e $\Im[x_b(t)]$ é a componente em quadratura Q. Nós agora calculamos o canal equivalente banda base. Substituindo $x(t) = \sqrt{2}\Re[x_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$ e $y(t) = \sqrt{2}\Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$ em (2.14) temos

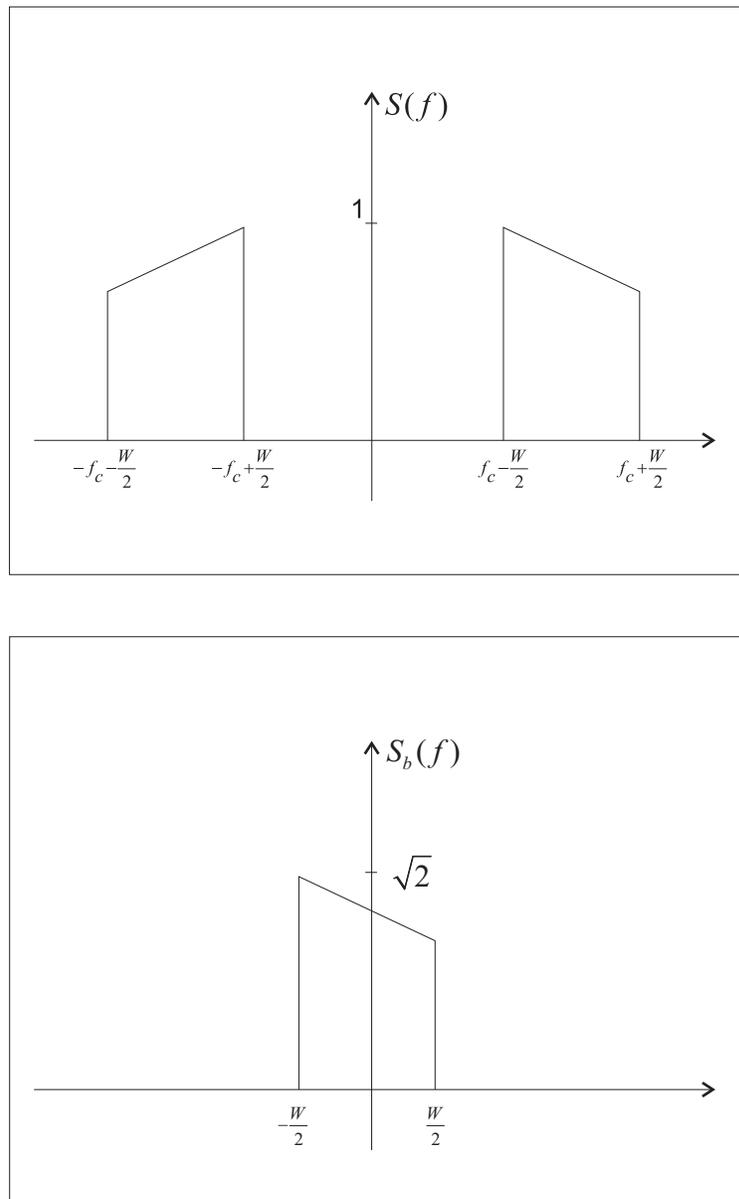


Fig. 2.5: Equivalente em banda base

$$\begin{aligned}
 \Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] &= \sum_i a_i(t) \Re[x_b(t - \tau_i(t))e^{j2\pi f_c (t - \tau_i(t))}] \\
 &= \Re \left[\left\{ \sum_i a_i(t) x_b(t - \tau_i(t)) e^{j2\pi f_c \tau_i(t)} \right\} e^{j2\pi f_c t} \right].
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Similarmente, de (2.22) pode-se obter

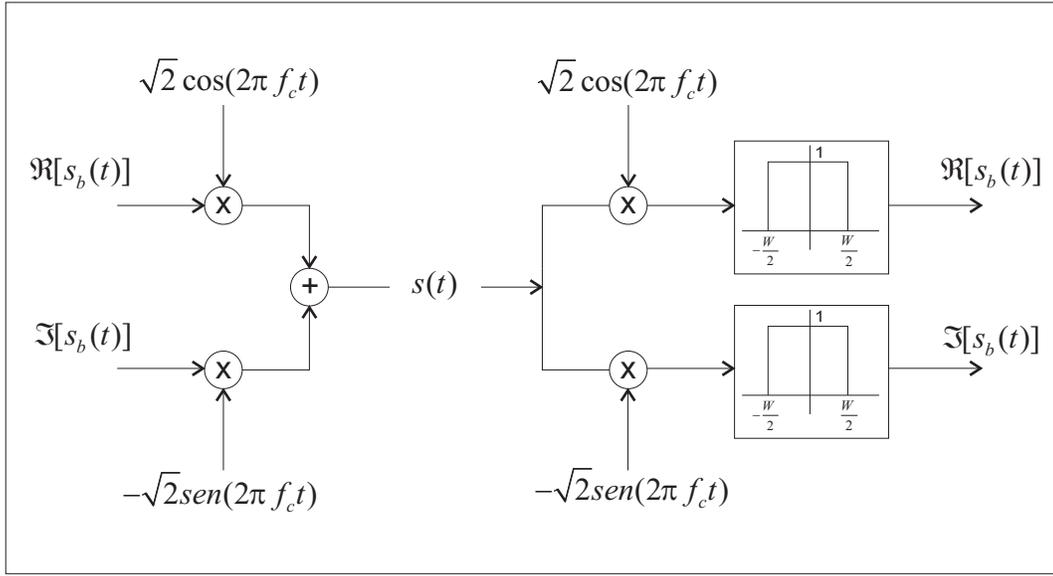


Fig. 2.6: Conversão de sinal banda base para banda passante.

$$\Im[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] = \Im \left[\left\{ \sum_i a_i(t)x_b(t - \tau_i(t))e^{-j2\pi f_c t} \right\} e^{j2\pi f_c t} \right]. \quad (2.23)$$

Portanto, o canal equivalente em banda base é

$$y_b(t) = \sum_i a_i^b(t)x_b(t - \tau_i(t)), \quad (2.24)$$

em que

$$a_i^b(t) := a_i(t)e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)}. \quad (2.25)$$

A relação de entrada e saída em (2.24) é também a mesma de um sistema linear e variante no tempo, e a resposta ao impulso equivalente em banda base é

$$h_b(\tau, t) = \sum_i a_i^b(t)\delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.26)$$

Esta representação é facilmente interpretada no domínio do tempo, na qual o efeito da frequência de portadora pode ser visto explicitamente. A saída em banda base é a soma, sobre cada percurso, de réplicas atrasadas da entrada em banda base. A amplitude de cada i -ésimo termo é amplitude da resposta sobre um dado percurso. Este muda lentamente, com mudanças significativas ocorrendo na ordem de segundos ou mais. A fase é mudada de $\pi/2$ quando o atraso sobre o percurso muda de $1/(4f_c)$, ou equivalentemente, quando o comprimento do percurso está mudando a velocidade v , o tempo necessário para cada mudança de fase é $c/(4f_c v)$. Relembrando que o deslocamento *Doppler*

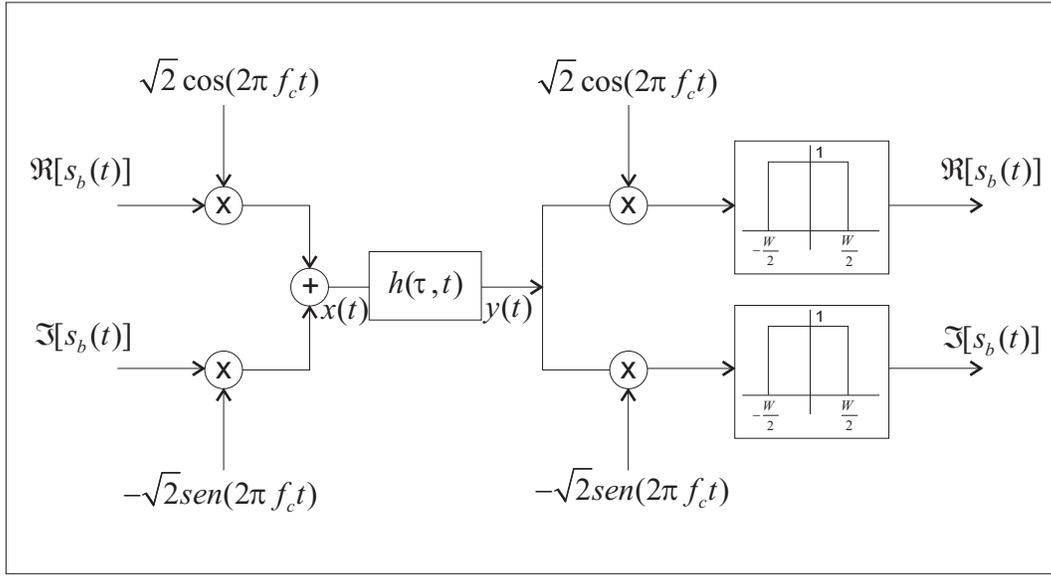


Fig. 2.7: Conversão de banda passante para banda base.

D na frequência f é fv/c , e notando que $f \approx f_c$ para comunicações de banda estreita, o tempo necessário para uma mudança de fase de $\pi/2$ é $1/(4D)$.

A próxima etapa é construir uma modelagem que permite converter o canal do tempo contínuo para o tempo discreto. Tomamos como aproximação usual o teorema da amostragem. Assume-se que a forma de onda de entrada é limitada em uma banda W . O equivalente em banda base é limitado em $W/2$ e pode ser representado como

$$x_b(t) = \sum_n x[n] \text{sinc}(Wt - n), \quad (2.27)$$

na qual $x[n]$ é dado por $x_b(n/W)$ e $\text{sinc}(t)$ é definido como

$$\text{sinc}(t) := \frac{\text{sen}(\pi t)}{\pi t}. \quad (2.28)$$

Esta representação vem a partir do teorema da amostragem, o qual diz que qualquer forma de onda limitada em $W/2$ pode ser expandida em termos da base ortogonal $\text{sinc}(Wt - n)_n$, com coeficientes dados pelas amostras.

Usando a equação (2.24), a saída em banda base é dada por

$$y_b(t) = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b(t) \text{sinc}(Wt - W\tau_i(t) - n). \quad (2.29)$$

A saída amostrada em múltiplos de $1/W$, $y[m] := y_b(m/W)$, tem as amostras dadas por

$$y[m] = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[m - n - \tau_i(m/W)W]. \quad (2.30)$$

A saída amostrada $y[m]$ pode ser equivalentemente pensada como uma projeção da forma de onda $y_b(t)$ sobre a forma de onda $W \text{sinc}(Wt - m)$. Tomamos $l := m - n$. Então

$$y[m] = \sum_l x[m - l] \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W]. \quad (2.31)$$

Por definição, tem-se

$$h_l[m] := \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W], \quad (2.32)$$

a equação (2.31) pode ser escrita de uma maneira mais simples, conforme abaixo:

$$y[m] = \sum_l h_l[m] x[m - l]. \quad (2.33)$$

Denota-se $h_l[m]$ como o l -ésimo *filter tap* no tempo m . Este valor é uma função principal de ganhos a_i^b de percursos, cujos atrasos $\tau_i(t)$ são próximos a l/W . Em um caso especial no qual os ganhos $a_i^b(t)$ e os atrasos $\tau_i(t)$ dos percursos são invariantes no tempo, a equação (2.32) pode ser simplificada para

$$h_l = \sum_i a_i^b \text{sinc}[l - \tau_i W], \quad (2.34)$$

e o canal é linear e invariante no tempo. O l -ésimo *tap* pode ser interpretado como a amostra (l/w) -ésima do canal banda base filtrado em um passa baixas com resposta $h_b(\tau)$ convolvido com o $\text{sinc}(W\tau)$.

Nós podemos interpretar a operação de amostragem como a modulação e demodulação em um sistema de comunicação. No tempo n , nós estamos modulando um símbolo complexo $x[m]$ por um pulso sinc antes do processo de *Upconversion*. No receptor, o sinal recebido é amostrado nos tempos m/W na saída de um filtro passa baixas. A figura 2.8 mostra o sistema completo. Na prática, outros pulsos de transmissão, como o pulso do cosseno levantado, são frequentemente usados no lugar do pulso sinc que tem um tempo de decaimento lento. Este necessita de uma amostragem na taxa de Nyquist, mas não altera a natureza essencial do modelo.

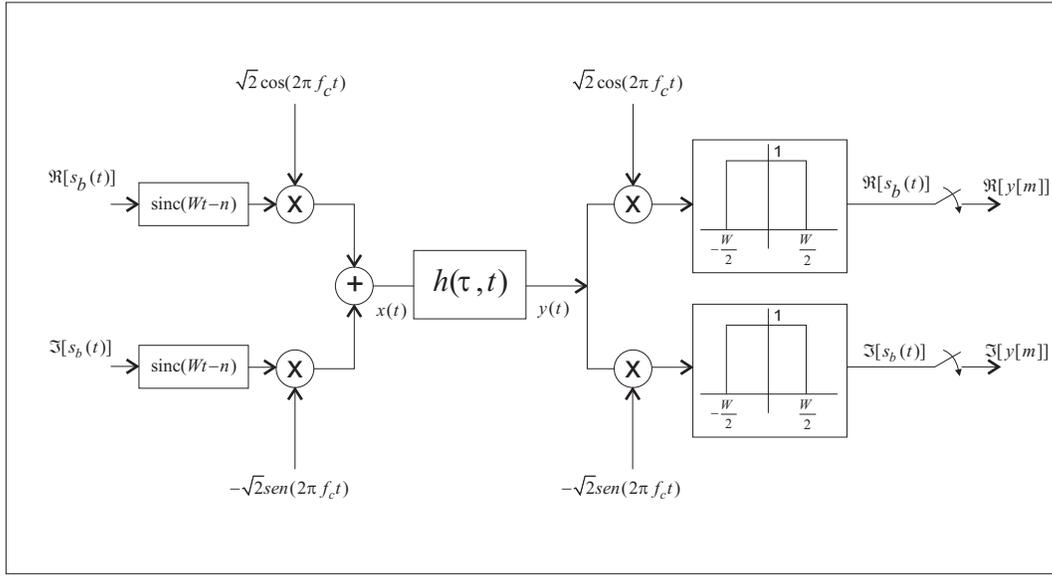


Fig. 2.8: Diagrama de um sistema de comunicação completo.

2.1.11 Espalhamento Doppler e Tempo de Coerência

Um parâmetro importante do canal é a variação da sua escala de tempo. Este, tenta mensurar o quão rápido, em função do tempo, são as variações dos *taps* de $h_l[m]$. Assim, pode se escrever a seguinte equação:

$$\begin{aligned}
 h_l[m] &= \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W] \\
 &= \sum_i a_i(m/W) e^{-j2\pi f_c \tau_i(m/W)} \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W].
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

Da seção 2.1.10 foi observado que mudanças significativas em a_i ocorrem sobre períodos de segundos ou mais. Mudanças significativas na fase do i -ésimo percurso ocorre em intervalos de $1/(4D_i)$, onde $D_i = f_c \tau_i'(t)$ é o deslocamento *Doppler* para aquele percurso. Quando os diferentes percursos contribuindo com o l -ésimo *tap* tem deslocamentos *Doppler* diferentes, a amplitude de $h_l[m]$ muda significativamente. Isto está acontecendo proporcionalmente ao inverso da escala de tempo da diferença entre o maior deslocamento *Doppler*, o espalhamento *Doppler* D_s , definido como:

$$D_s := \max_{i,j} f_c |\tau_i'(t) - \tau_j'(t)| \tag{2.36}$$

em que o máximo é tomado para todos os percursos que contribuem significativamente para um *tap*. Finalmente, mudanças no termo sinc da equação (2.35) devido a variação de tempo de cada τ_i são proporcionais a largura de banda, enquanto que aqueles na fase são proporcionais a frequência de

portadora, a qual é tipicamente muito maior. Essencialmente, este toma um percurso muito maior para mover de um *tap* à outro para que sua fase mude significativamente. Portanto, mudanças dramáticas nos *taps* dos filtros ocorrem devido as mudanças de fase, e essas são significativas sobre mudanças de atraso de $1/(4D_s)$.

O tempo de coerência T_c de um canal *Wireless* é definido como o intervalo o qual $h_l[m]$ muda significativamente como uma função de m . Assim, escreve-se a seguinte relação:

$$T_c = \frac{1}{4D_s}. \quad (2.37)$$

O aspecto mais importante da equação é reconhecer que o maior efeito na determinação do tempo de coerência é o espalhamento *Doppler* e que a relação é recíproca: quanto maior o espalhamento *Doppler* menor é o tempo de coerência.

Na literatura sobre comunicações *Wireless*, os canais são frequentemente classificados como de "desvanecimento rápido" e de "desvanecimento lento", mas há um consenso não tão definido com relação aos significados destes termos. De acordo com [10] o canal com desvanecimento rápido tem tempo de coerência T_c muito menor que o tempo de atraso requerido da aplicação e o desvanecimento lento T_c é o caso contrário. Assim, a classificação de um canal como de desvanecimento rápido ou lento não depende somente do ambiente, mas também da aplicação.

2.1.12 Espalhamento por Atraso e Banda de Coerência

Outro parâmetro geral importante de um sistema *Wireless* é o espalhamento de atraso de multipercurso, T_d , definido pela diferença do tempo de propagação entre o maior e o menor percurso, contando somente os percursos com energia significativa. Portanto, escreve-se

$$T_d := \max_{i,j} |\tau_i(t) - \tau_j(t)|. \quad (2.38)$$

Este é definido como uma função de t , mas nós consideramos este como uma ordem da quantidade de amplitude, assim como o tempo de coerência e o espalhamento *Doppler*. Se uma célula ou rede local tem uma extensão linear de uns poucos quilômetros ou menos, é muito improvável haver um comprimento de percurso que extrapole mais do que uma faixa de 300 a 600 metros. Isto corresponde a um atraso de percurso de um ou dois microsegundos. Quanto menor forem as células devido ao crescente uso de celular, T_d também diminui.

2.2 Comunicação Multiple In Multiple Out (MIMO)

De acordo com o que foi visto até agora, temos que sinal transmitido em um canal pode sofrer os efeitos do desvanecimento. Felizmente existe uma maneira de combater os efeitos nocivos do desvanecimento utilizando algumas técnicas que estão relacionadas a um conceito muito importante chamado de *diversidade*. A diversidade define um conjunto de estratégias que visam atenuar os efeitos do desvanecimento de multipercurso e está disponível sempre que há múltiplos enlaces com canais sob desvanecimentos independentes entre o transmissor e o receptor. Tais canais múltiplos ocorrem naturalmente em aplicações Multiple In Multiple Out (MIMO) para as quais os transmissor e o receptor usam um conjunto de antenas.

A ideia básica por trás da diversidade é transmitir simultaneamente através de múltiplos canais que estão sob desvanecimento independente. Desta forma, é pouco provável que todos os canais estejam desvanecidos simultaneamente da mesma maneira. O motivo deste fenômeno está relacionado com os múltiplos percursos de propagação que atingem o receptor e que resultam em um ganho de canal aleatório multiplicativo que pode variar sobre uma ampla faixa de amplitudes e fases. No modelo de desvanecimento de Rayleigh, o ganho complexo é uma variável aleatória com uma distribuição gaussiana de média zero circunlarmente simétrica, tal que sua amplitude tenha uma distribuição de Rayleigh, e sua fase tenha uma distribuição uniforme.

O uso da transmissão MIMO ajuda a alcançar benefícios tecnológicos que não são conseguidos pela tecnologia atual que utiliza apenas uma antena para transmitir e receber. Basicamente, podemos classificar estes ganhos em: Ganho de *array*, ganho de diversidade espacial, ganho de diversidade por multiplexação e redução de interferência. Assim, podemos detalhar estes conceitos da seguinte maneira:

- **Ganho de Array** - O ganho de *array* pode ser considerado como um aumento na recepção de Signal Noise Ratio(SNR) que resulta a partir do efeito da combinação coerente dos sinais *wireless* no receptor. A combinação coerente deve ser realizada por processamento espacial na matriz de antenas receptoras e/ou por pré-processamento na matriz de antenas transmissoras. O ganho na matriz melhora a resistência ao ruído, além de melhorar a cobertura e o alcance da rede *wireless*.
- **Ganho de diversidade espacial** - O nível do sinal que chega em um receptor flutua, ou seja, ocorre o efeito do desvanecimento. O ganho de diversidade espacial que combate o desvanecimento ocorre devido à disponibilidade de múltiplas (idealmente independentes) cópias do sinal transmitidos para o receptor. Com um aumento do número de cópias independentes (o número de cópias é frequentemente referido como ordem de diversidade), a probabilidade de que pelo menos uma destas cópias não experimentou desvanecimento

profundo aumenta. Desta forma, melhora-se a qualidade e a confiabilidade da recepção. Um canal MIMO com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras potencialmente oferecem $M_T M_R$ enlaces com desvanecimento independente, e portanto uma diversidade espacial da ordem de $M_T M_R$. [10]

- **Ganho de multiplexação espacial** - Os sistemas MIMO oferecem um aumento linear na taxa de dados pela multiplexação espacial [11][12][13]. Considerando que haja condições adequadas de canal, tais como um ambiente rico em espalhamento, o receptor pode separar as sequências de dados. Além disso, cada sequência de dados experimenta pelo menos a mesma qualidade de canal que poderia ser experimentada por somente um sistema de única entrada e única saída, efetivamente melhorando a capacidade por um fator multiplicativo igual ao de sequências. Em geral, o número de sequências de dados que podem ser confiáveis suportados pelo canal MIMO é igual ao número mínimo de antenas transmissoras e o número de antenas receptoras. O ganho de multiplexação espacial aumenta a capacidade (taxa) de uma rede *wireless*.
- **Redução de interferência** - Interferência em redes *wireless* é resultado de múltiplos usuários compartilhando recursos no tempo e frequência. A interferência pode ser atenuada em sistemas MIMO pela exploração da dimensão espacial para aumentar a separação entre os usuários.

Na próxima seção vamos discutir sobre um esquema de transmissão MIMO escolhido por ser mais adequado para ser utilizado na implementação por *Software Defined Radio*(SDR). Veja na seção a seguir os motivos para esta escolha e os detalhes sobre como ocorreu esta implementação.

2.2.1 Esquema de Transmissão Alamouti

O esquema Alamouti [14] é uma técnica simples de diversidade de transmissão que melhora a qualidade do sinal no receptor. Este esquema realiza um processamento de um sinal recebido por uma antena e que foi originado de duas antenas no lado do enlace de transmissão. A ordem de diversidade obtida é igual a aquela aplicada ao receptor de combinação de máxima relação com duas antenas no receptor. O esquema é facilmente generalizado para duas antenas transmissoras e M antenas receptoras para prover uma ordem de diversidade de $2M$. Isso é feito sem qualquer realimentação do receptor para o transmissor e com uma complexidade computacional reduzida. O esquema não requer expansão na largura de banda e isso é justificado pela aplicação de redundância no espaço através das múltiplas antenas. A estratégia de transmissão para o esquema Alamouti é mostrado na figura 2.9.

A transmissão e codificação de uma sequência ocorre, inicialmente, em um dado período de símbolo. A codificação é feita a cada dois símbolos, sendo que dois sinais são transmitidos

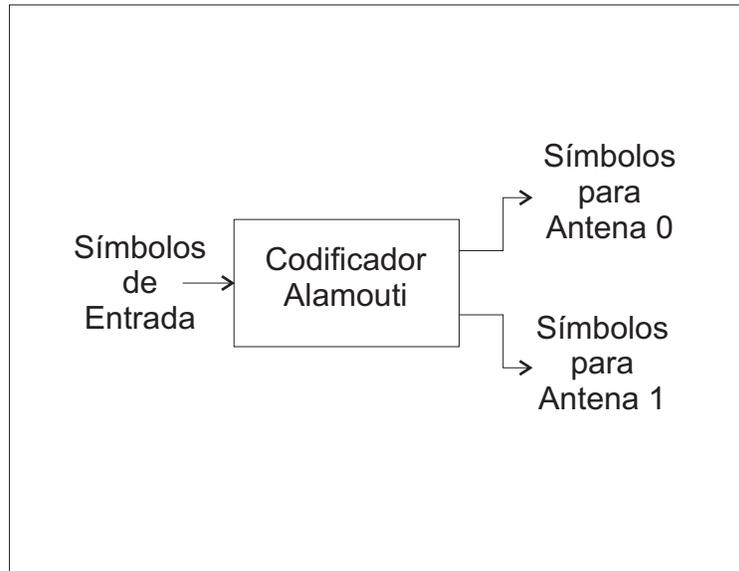


Fig. 2.9: Diagrama de codificação

simultaneamente a partir de duas antenas. Assim, no primeiro período de símbolo a entrada é s_0 e no segundo período de símbolo a entrada é s_1 . Como resultado temos que no primeiro intervalo de símbolo a saída da Antena 0 tem s_0 e a saída da Antena 1 tem s_1 . No segundo intervalo de símbolo a saída da Antena 0 tem $-s_1^*$ e a saída da Antena 1 tem s_0^* . A operação $*$ denota o conjugado. A sequência é mostrada na tabela 2.1.

<i>Tempo</i>	<i>Antena 0</i>	<i>Antena 1</i>
t	s_0	s_1
$t + T$	$-s_1^*$	s_0^*

Tab. 2.1: Codificação Alamouti.

Na tabela 2.1, a codificação é feita no espaço e tempo (codificação espaço temporal). A codificação, entretanto, pode ser feita também no espaço e frequência. Em vez de dois períodos de símbolos adjacentes, duas portadoras adjacentes (codificação espaço frequencial). O canal no tempo t pode ser modelado por uma distorção multiplicativa $\mathbf{h}_0(t)$ para a transmissão da antena zero e $\mathbf{h}_1(t)$ para a transmissão da antena um. Assumindo que o desvanecimento é constante através de dois símbolos consecutivos, pode se escrever que

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_0(t) &= \mathbf{h}_0(t + T) = \mathbf{h}_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ \mathbf{h}_1(t) &= \mathbf{h}_1(t + T) = \mathbf{h}_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (2.39)$$

onde T é a duração do símbolo. Os sinais recebidos podem então ser expressos como

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_0 &= \mathbf{r}_{\text{rx}}(t) = \mathbf{h}_0 \mathbf{s}_0 + \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_1 + \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{r}_1 &= \mathbf{r}_{\text{rx}}(t) = -\mathbf{h}_0 \mathbf{s}_1^* + \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_0^* + \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (2.40)$$

onde \mathbf{r}_0 e \mathbf{r}_1 são sinais recebidos no tempo t e $t + T$ e \mathbf{n}_0 e \mathbf{n}_1 são variáveis aleatórias complexas representando o ruído do receptor.

2.2.2 Esquema de Receptor de Máxima Taxa de Combinação

Antes de entrar no esquema com o uso de duas antenas transmissoras é importante analisar inicialmente a estrutura de recepção com combinação por máxima razão ou *Maximal Ratio Combine* (MRC) com uma antena transmissora e duas antenas receptoras. Assim, a figura 2.10 mostra uma representação clássica de dois ramos MRC.

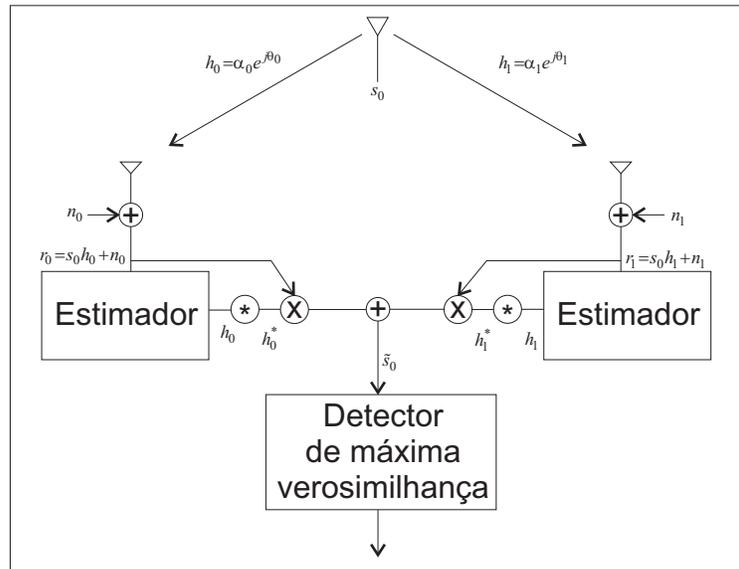


Fig. 2.10: Estrutura de recepção de máxima taxa de combinação

A um dado tempo, um sinal s_0 é enviado a partir do transmissor. O canal inclui os efeitos da cadeia de transmissão, enlace aéreo e a cadeia de recepção que podem ser modeladas por uma distorção multiplicativa complexa composta por uma resposta em amplitude e uma resposta em fase. O canal entre a antena transmissora e a antena receptora zero é denotada por h_0 e entre a antena transmissora e a antena receptora um é denotada por h_1 , nas quais temos:

$$h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0},$$

$$h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}. \quad (2.41)$$

O ruído e a interferência são adicionados nos dois sinais de recepção. Os sinais banda base resultantes são

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + n_0, \\ r_1 &= h_1 s_1 + n_1. \end{aligned} \quad (2.42)$$

em que n_0 e n_1 representam o ruído complexo e interferência.

Assumindo n_0 e n_1 sendo uma distribuição gaussiana e decorrelacionada, a regra de decisão de máxima verossimilhança no receptor para estes sinais recebidos é escolher o sinal s_i se e somente se

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \forall i \neq k \quad (2.43)$$

na qual $d^2(x, y)$ é a distância euclidiana quadrada entre os sinais \mathbf{x} e \mathbf{y} calculados pela seguinte expressão:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*). \quad (2.44)$$

O esquema de combinação do receptor para um MRC de dois ramos pode ser escrito da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* + h_1^* r_1 \\ \tilde{s}_1 &= h_0^* + h_1^* r_1 \end{aligned} \quad (2.45)$$

Ao se expandir (2.43) e usando (2.44) e (2.45), é possível escolher s_i se e somente se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2)|s_i|^2 - s_0 s_i^* - s_0^* s_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)|s_k|^2 - s_0 s_k^* - s_0^* s_k, \forall i \neq k, \quad (2.46)$$

ou, de maneira equivalente, escolhe s_i se, e somente se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k), \forall i \neq k \quad (2.47)$$

Para constelações PSK (constelações de mesma energia), tem-se

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \forall i, k, \quad (2.48)$$

em que E_s é a energia do sinal. Portanto, para sinais PSK, a regra de decisão na equação (2.47) pode ser simplificada para escolher s_i se, e somente se

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), i \neq k. \quad (2.49)$$

O combinador de máxima razão deve então construir o sinal \tilde{s}_0 , como mostrado na equação 2.10. O detector de máxima verossimilhança deve produzir um \tilde{s}_0 , o qual é uma estimativa de máxima verossimilhança de s_0 .

2.3 Estimação de Canal

Em comunicações *wireless*, a informação do estado de canal ou *Channel State Information*(CSI) refere-se ao conhecimento das propriedades do canal em um enlace de comunicação. Esta informação descreve como um sinal propaga-se a partir do transmissor até o receptor e representa o efeito combinado de, por exemplo, espalhamento, desvanecimento e queda da potência com relação a distância. Além disso, o transmissor e o receptor podem ter CSIs diferentes: O CSIT e o CSIR. O CSIR lida com a informação sobre o canal somente no receptor, enquanto que o CSIT lida com a informação do canal no transmissor. No caso do CSIR a informação do canal pode ser estimada a partir da demodulação de um sinal piloto pelo receptor. No caso do CSIT o receptor deve enviar informações ao transmissor para que este conheça o estado de canal.

Um dos métodos mais comuns para a estimação pode ser alcançada pelo uso de filtros adaptativos. Dentre estes, o algoritmo *Least Mean Squares*(LMS) é um dos mais populares. O LMS baseia-se na minimização do erro quadrático médio entre a entrada e a saída. A figura 2.11 ilustra a formulação do problema em um diagrama de blocos que serve para a maioria dos filtros lineares adaptativos.

Observe na figura 2.11 que temos h , representando o canal real, e \hat{h} representando o canal a ser estimado. Como saída destes sistemas temos y e \hat{y} . Para que $h = \hat{h}$ é necessário que o erro entre as saídas y e \hat{y} seja zero, ou seja:

$$e = y - \hat{y} = y - \hat{h}x. \quad (2.50)$$

Assim, podemos construir uma função custo baseada na média do erro quadrático dada pela seguinte equação:

$$J = E[e^2] = E[(y - \hat{h}x)^2]. \quad (2.51)$$

De acordo com [15] existe uma função adaptativa que se configura da seguinte forma:

$$\hat{h}(k+1) = \hat{h}(k) - \frac{\mu}{2} \cdot \frac{dJ(x)}{dx} \Bigg|_{x=x(k)}, \quad (2.52)$$

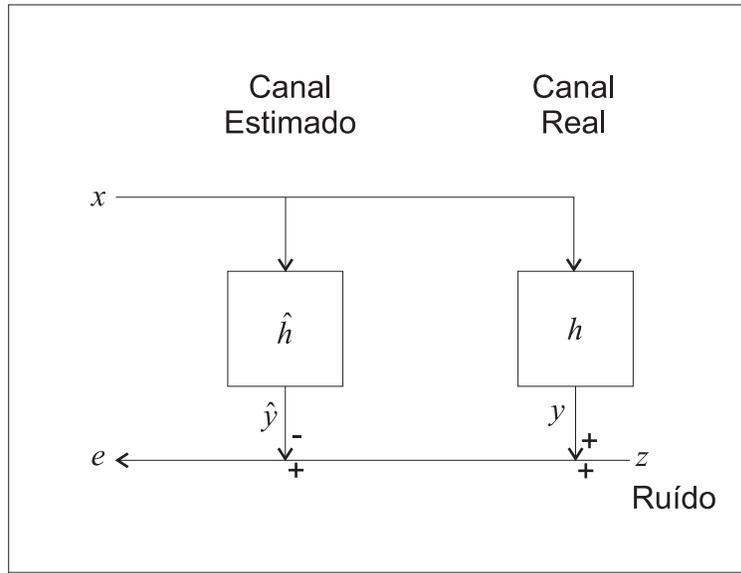


Fig. 2.11: Diagrama de blocos da estrutura de estimação de canal.

sendo que $J(\cdot)$ é uma função custo originada do sistema apresentado na figura 2.11. Visto que a função dada por (2.52) requer a derivada da função $J(\cdot)$, esta desenvolve-se da seguinte maneira:

$$\frac{dJ}{d\hat{h}} = -2E[(y - \hat{h}x)x] = -2E[ex], \quad (2.53)$$

e, portanto, podemos substituir na função adaptativa da equação (2.52), fornecendo:

$$\hat{h}(k+1) = \hat{h}(k) + \mu E[ex] \quad (2.54)$$

Assim, temos a função adaptativa de rastreamento do canal dada pela equação (2.54) e que tem como entrada uma sequência de dados conhecida dada por x a qual possibilita a ocorrência do rastreamento de canal. Uma vez que este algoritmo deve funcionar com a codificação Alamouti, então deve-se ainda fazer adaptações na função adaptativa. A primeira consideração está relacionada com a existência de dois estados de canais \hat{h}_0 e \hat{h}_1 . Podemos escrever as funções adaptativas para estes canais da seguinte maneira:

$$\hat{h}_0(k+1) = \hat{h}_0(k) - \frac{\mu}{2} \cdot \frac{dJ}{d\hat{h}}. \quad (2.55)$$

$$\hat{h}_1(k+1) = \hat{h}_1(k) - \frac{\mu}{2} \cdot \frac{dJ}{d\hat{h}}. \quad (2.56)$$

A partir da decodificação Alamouti podemos definir a saída do sistema real e do sistema estimado. Portanto, definimos y e \hat{y} para os canais da seguinte maneira.

$$\begin{aligned}y_0 &= h_0x_0 + h_1x_1 + n_0, \\y_1 &= -h_0x_1^* + h_1x_0^* + n_1.\end{aligned}\tag{2.57}$$

para o canal real e para o canal estimado escreve-se

$$\begin{aligned}\hat{y}_0 &= \hat{h}_0x_0 + \hat{h}_1x_1 + n_0, \\ \hat{y}_1 &= -\hat{h}_0x_1^* + \hat{h}_1x_0^* + n_1.\end{aligned}\tag{2.58}$$

Para facilitar o desenvolvimento do cálculo desconsidera-se o ruído n_0 e n_1 . Então, as equações de erro podem ser escritas da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}e_0 &= y_0 - \hat{y}_0 = y_0 - (\hat{h}_0x_0 + \hat{h}_1x_1), \\ e_1 &= y_1 - \hat{y}_1 = y_1 - (-\hat{h}_0x_1^* + \hat{h}_1x_0^*).\end{aligned}\tag{2.59}$$

Podemos, então, construir os parâmetros necessários para a função adaptativa a partir de (2.59), fornecendo a derivada em relação a \hat{h}_0 :

$$\begin{aligned}\frac{de_0^2}{d\hat{h}_0} &= -2e_0x_0, \\ \frac{de_1^2}{d\hat{h}_0} &= 2e_1x_1,\end{aligned}\tag{2.60}$$

e em relação a \hat{h}_1 :

$$\begin{aligned}\frac{de_0^2}{d\hat{h}_1} &= -2e_0x_1, \\ \frac{de_1^2}{d\hat{h}_1} &= -2e_1x_0.\end{aligned}\tag{2.61}$$

Finalmente, podemos escrever as funções adaptativas da seguinte maneira:

$$\hat{h}_0(k+1) = \hat{h}_0(k) - \frac{\mu}{2} \cdot (-2e_0x_0 + 2e_1x_1)\tag{2.62}$$

$$\hat{h}_1(k+1) = \hat{h}_1(k) - \frac{\mu}{2} \cdot (-2e_0x_1 - 2e_1x_0)\tag{2.63}$$

Contudo, tendo seqüências de símbolos conhecidas x_0 e x_1 , o sistema será capaz de estimar o estado de canal.

2.4 Rastreamento de Portadora

Estabelecer uma base de tempo comum entre localidades físicas distantes constitui em um desafio importante. Os sistemas típicos usam bases de tempo independentes frequentemente derivadas de osciladores baseados em cristal. A figura 2.12 ilustra uma configuração típica deste tipo de sistema de comunicação. Apesar dos osciladores a cristal proverem uma base de tempo extremamente precisa a um custo baixo, não é possível manter exatamente as mesmas características para dois osciladores distintos. Assim, deve-se fazer o uso de estratégias para conseguir a sincronização entre transmissor e receptor. Existem muitas técnicas de sincronização e dentre as mais importantes está o *Phase-locked loop*(PLL) e o “*Costas Loop*”[16].

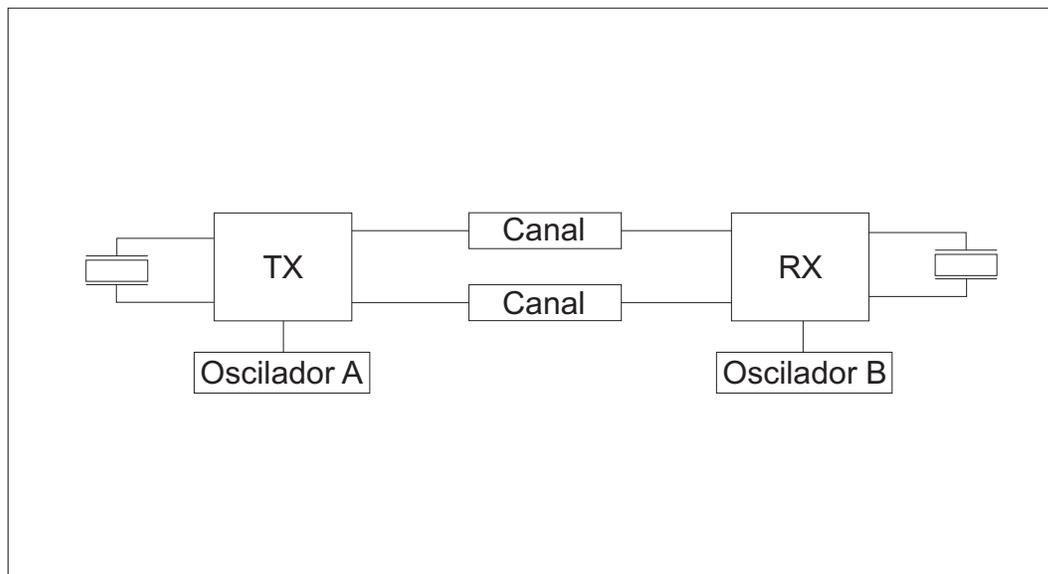


Fig. 2.12: Topologia de Hardware do Receptor.

2.4.1 A malha de Diferença Quadrática

Para que um sistema consiga estabelecer um enlace de comunicação é muito importante que o transmissor e o receptor estejam sincronizados. O primeiro sincronismo que vamos analisar é com relação a portadora. Chamamos de frequência de portadora ao sinal necessário para realizar as operações de modulação e demodulação e este parâmetro deve ser compartilhado com exatidão entre os pontos de comunicação. Este sinal é conseguido a partir de um oscilador que tem um custo proporcional à precisão. Mesmo assim, estes osciladores caros, e portanto muito precisos, não garantem uma precisão suficiente. Felizmente, a precisão que se deseja atingir pode ser conseguida com osciladores de baixo custo pelo uso de uma estratégia de sincronismo. Esta estratégia de

sincronismo consegue garantir que a frequência e a fase nos pontos de comunicação se aproximem o suficiente para manter uma comunicação adequada no enlace.

Inicialmente, para entender melhor o raciocínio envolvido no processo de estimação de portadora, considera-se que a frequência é conhecida. O objetivo é conseguir aproximar as fases nos pontos de comunicação e estruturar elementos adaptativos que, iterativamente, estimam a fase desconhecida da portadora. O problema do rastreamento da fase é determinar a fase ϕ da portadora e continuar rastreando qualquer mudança em ϕ usando somente o sinal recebido. A frequência f_x da portadora é assumida como sendo conhecida apesar de ser uma estimação. O sinal é inicialmente processado e resulta em um outro novo com a diferença de não haver mais a parte dos dados. Em essência, a nova versão do sinal é uma senóide ligeiramente ruidosa. Assim, podemos partir do seguinte equacionamento:

$$\hat{r}_p(t) = \hat{s}(t) \cos(2\pi f_x t + \phi), \quad (2.64)$$

em que $\hat{r}_p(t)$ é o sinal recebido, $\hat{s}(t)$ é a mensagem transmitida modulada por uma portadora f_x . Calculando $\hat{r}_p^2(t)$ podemos chegar ao seguinte:

$$\begin{aligned} \hat{r}_p^2(t) &= \hat{s}^2(t) \cos^2(2\pi f_x t + \phi) \\ \hat{r}_p^2(t) &= \frac{1}{2} \hat{s}^2(t) [1 + \cos(4\pi f_x t + 2\phi)] \end{aligned} \quad (2.65)$$

Reescrevemos $\hat{s}^2(t)$ como a soma dos valores de suas médias positivas e a variação em torno da média[15]

$$\hat{s}^2(t) = \hat{s}_{\text{avg}}^2(t) + v_s(t) \quad (2.66)$$

portanto,

$$\hat{r}_p^2(t) = \frac{1}{2} \left[\hat{s}_{\text{avg}}^2(t) + v_s(t) + \hat{s}_{\text{avg}}^2(t) \cos(4\pi f_x t + 2\phi) + v_s(t) \cos(4\pi f_x t + 2\phi) \right] \quad (2.67)$$

Um filtro passa faixas (BPF) centrado em torno de $2f_x$ permite a passagem de um termo de cosseno puro em \hat{r}_p^2 e remove as componentes de passa baixas como $\hat{s}_{\text{avg}}^2(t)$ e tudo que se relaciona com $v_s(t)$. A saída do filtro passa faixas pode ser escrito aproximadamente da seguinte maneira:

$$r_p'(t) = BPF\{\hat{r}_p^2(t)\} \approx \frac{1}{2} \hat{s}_{\text{avg}}^2 \cos(4\pi f_x t + 2\phi) \quad (2.68)$$

Ao fazer uma aproximação do caso da equação (2.68), podemos partir de um modelo mais simples que facilita o entendimento e os cálculos. Desta forma, escrevemos

$$r_p(t) = \cos(4\pi f_x t + 2\phi) \quad (2.69)$$

o qual tem duas vezes a frequência e duas vezes a fase de uma portadora não modulada. A forma de $r_p(t)$ implica que há uma ambiguidade essencial na fase uma vez que ϕ pode ser substituído por $\phi + n\pi$ para qualquer inteiro n sem mudança do valor da equação (2.69).

A partir desta simplificação podemos construir uma função de custo J_{SD} que tenta minimizar a média da diferença dos quadrados entre $r_p(t)$ e uma senoide gerada usando uma estimativa de fase, ou seja, minimizar

$$J_{SD}(\theta) = \text{avg}\{e^2(\theta, k)\} = \frac{1}{4} \text{avg}(r_p(kT_s) - \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta))^2 \quad (2.70)$$

por escolher θ , onde $r_p(kT_s)$ é o valor de $r_p(t)$ amostrado no tempo kT_s . Esta função tenta buscar um valor de θ tal que $\theta = \phi + n\pi$. Assim, o valor da função de desempenho vai a zero quando o θ é encontrado. Quando $\theta \neq \phi + n\pi$, então $r_p(kT_s) \neq \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta)$, $e(\theta, k) \neq 0$ e então $J_{SD}(\theta) > 0$. Portanto, a equação (2.70) é minimizada quando θ identifica corretamente o deslocamento de fase.

Entre vários métodos de minimização da função de desempenho da equação (2.70), podemos fazer a derivada do gradiente desta função que leva ao algoritmo

$$\theta[k+1] = \theta[k] - \mu \left. \frac{dJ_{SD}(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta[k]} \quad (2.71)$$

Esta equação segue ao critério de minimização por passos decrescentes[15]. Além disso, também de acordo com [15], é possível comutar entre a derivada e a média. Assim, é possível escrever que

$$\begin{aligned} \frac{dJ_{SD}(\theta)}{d\theta} &= \frac{d \text{avg}\{e^2(\theta, k)\}}{d\theta} \\ &\approx \text{avg}\left\{\frac{de^2(\theta, k)}{d\theta}\right\} \\ &= \text{avg}\left\{e(\theta, k) \frac{de(\theta, k)}{d\theta}\right\} \\ &= \text{avg}\{(r_p(kT_s) - \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta)) \sin(4\pi f_x kT_s + 2\theta)\}. \end{aligned} \quad (2.72)$$

Substituindo isso na equação (2.71) e avaliando em $\theta = \theta[k]$ temos

$$\theta[k+1] = \theta[k] - \mu \text{avg}\{(r_p(kT_s) - \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta[k])) \sin(4\pi f_x kT_s + 2\theta[k])\} \quad (2.73)$$

Reconhecendo que a operação de média permite uma simplificação considerável de $J_{SD}(\theta)$

reescreve-se a equação (2.70) como

$$J_{SD}(\theta) = \frac{1}{4} \text{LPF}\{(\cos(4\pi f_x k T_s + 2\phi) - \cos(4\pi f_x k T_s + 2\theta))^2\}.$$

sendo que LPF é um filtro passa baixas. Ao expandir o quadrado temos

$$= \frac{1}{4} \text{LPF}\{(\cos^2(4\pi f_x k T_s + 2\phi) - 2\cos(4\pi f_x k T_s + 2\phi)\cos(4\pi f_x k T_s + 2\theta) + \cos^2(4\pi f_x k T_s + 2\theta))\}.$$

Sabendo que $\cos^2(x) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2x))$ e $\cos(x \pm y) = \cos(x)\cos(y) \pm \text{sen}(x)\text{sen}(y)$ para a soma do ângulo do cosseno, a função J_{SD} pode ser reescrita como

$$= \frac{1}{8} \text{LPF}\{2 + \cos(8\pi f_x k T_s + 4\phi) - 2\cos(2\phi - 2\theta) - 2\cos(2\pi f_x k T_s + 2\phi + 2\theta) + \cos(8\pi f_x k T_s + 4\theta)\}.$$

Pela linearidade do LPF, temos:

$$= \text{LPF}\left\{\frac{1}{4}\right\} + \frac{1}{8} \text{LPF}\{\cos(8\pi f_x k T_s + 4\phi)\} - \frac{1}{4} \text{LPF}\{\cos(2\phi - 2\theta)\} - \frac{1}{4} \text{LPF}\{\cos(2\pi f_x k T_s + 2\phi + 2\theta)\} + \frac{1}{8} \text{LPF}\{\cos(8\pi f_x k T_s + 4\theta)\}.$$

Assumindo que a frequência de corte do filtro passa baixa é menor que $4f_x$ a função J_{SD} pode ser simplificada como

$$J_{SD}(\theta) \approx \frac{1}{4}(1 - \cos(2\phi - 2\theta)), \quad (2.74)$$

O algoritmo da equação (2.73) é iniciado com um $\phi[0]$ qualquer. A cada iteração do algoritmo este tende a caminhar para o ponto de mínimo. A figura 2.13 mostra um gráfico que representa a dinâmica do algoritmo a partir de pontos distintos de partida com um $\phi = -0.5$ rad. Eventualmente, este irá alcançar um mínimo próximo, o qual ocorre em $\phi = -0.5$ rad. Portanto, a figura 2.13 produz uma evidência convincente de que o algoritmo pode localizar a fase desconhecida com sucesso.

A figura 2.14 mostra o algoritmo da equação (2.73) representado como um diagrama de blocos. Note que a operação de média pode ser representada por um filtro passa baixas geral, pois a média e o bloco integral agem todos como um filtro passa baixas.

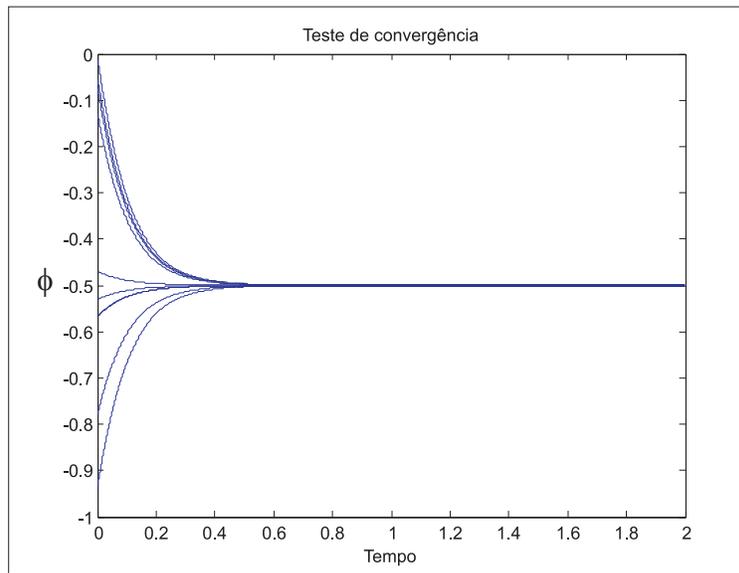


Fig. 2.13: Funcionamento do algoritmo para um $\phi = -0.5$.

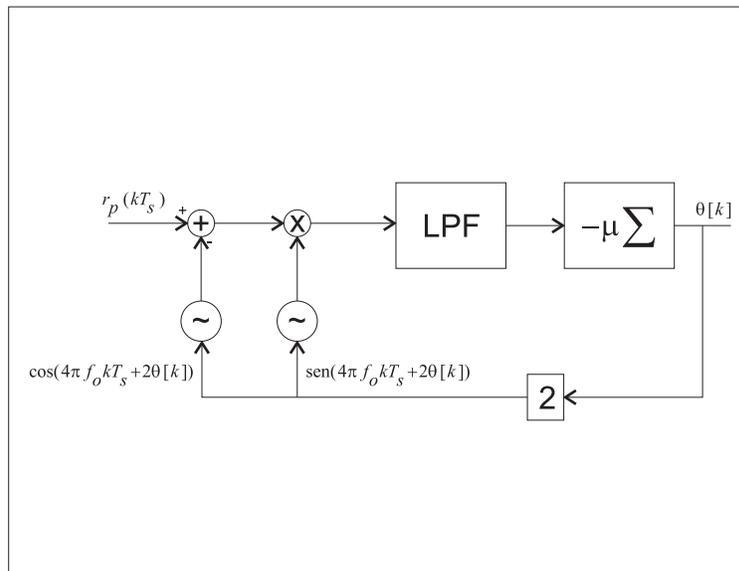


Fig. 2.14: Diagrama de blocos do algoritmo rastreador de fase para J_{SD}

2.4.2 A Estrutura *Phase Locked Loop*

Outro método muito conhecido utilizado para rastrear a fase é o *phase locked loop* (PLL). Esta seção mostra que o PLL pode ser derivado de um elemento adaptativo pelo gradiente decrescente de uma função de desempenho simples. A idéia chave é modular o sinal recebido $r_p(t)$ para deslocar parte do espectro para o nível DC utilizando um sinal cossenoide de frequência conhecida $2f_x$ e fase 2θ . Após fazer uma filtragem para remover as componentes de alta frequência, resta somente

a componentes DC. Esta componente DC é necessária para indicar a fase pretendida. Para ser mais específico, desenvolve-se a equação de custo abaixo [15]

$$J_{PLL}(\theta) = \frac{1}{2} \text{LPF}\{r_p(kT_s) \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta)\}, \quad (2.75)$$

Partindo da definição da equação (2.69) e usando a relação do produto do cosseno, pode-se reescrever J_{PLL} como

$$\begin{aligned} J_{PLL}(\theta) &= \frac{1}{2} \text{LPF}\{\cos(4\pi f_x kT_s + 2\phi) \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta)\} \\ &= \frac{1}{4} \text{LPF}\{\cos(2\phi - 2\theta) + \cos(8\pi f_x kT_s + 2\theta + 2\phi)\} \\ &= \frac{1}{4} \text{LPF}\{\cos(2\phi - 2\theta)\} + \frac{1}{4} \text{LPF}\{\cos(8\pi f_x kT_s + 2\theta + 2\phi)\} \\ &\approx \frac{1}{4} \cos(2\phi - 2\theta), \end{aligned} \quad (2.76)$$

na qual assume-se que a frequência de corte do filtro passa baixas é bem abaixo de $4f_x$. Note que houve uma mudança de sinal e isso significa que enquanto a função de custo $J_{SD}(\theta)$ precisa ser minimizada para encontrar a resposta correta a função de custo $J_{PLL}(\theta)$ precisa ser maximizada. Assim, temos que a derivada da equação (2.69) com relação a θ no tempo k pode ser aproximada por [15]:

$$\begin{aligned} &\left. \frac{d \text{LPF}\{r_p(kT_s) \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta)\}}{d\theta} \right|_{\theta=\theta[k]}, \\ &\approx \text{LPF}\left\{ \left. \frac{dr_p(kT_s) \cos(4\pi f_x kT_s + 2\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta[k]} \right\}, \\ &= \text{LPF}\{-r_p(kT_s) \sin(4\pi f_x kT_s + 2\theta[k])\}. \end{aligned}$$

O correspondente elemento adaptativo é

$$\theta[k+1] = \theta[k] - \mu \text{LPF}\{r_p(kT_s) \sin(4\pi f_x kT_s + 2\theta[k])\} \quad (2.77)$$

A figura 2.15 mostra um diagrama de blocos equivalente ao algoritmo desenvolvido. Observe que o sinal da derivada é preservado na atualização (em vez de este ser negativo), indicando que o algoritmo busca o máximo. Note que o PLL requer um oscilador e um bloco de adição a menos. Uma vez que as funções desempenho $J_{SD}(\theta)$ e $J_{PLL}(\theta)$ são efetivamente a mesma, o desempenho das duas é muito próximo.

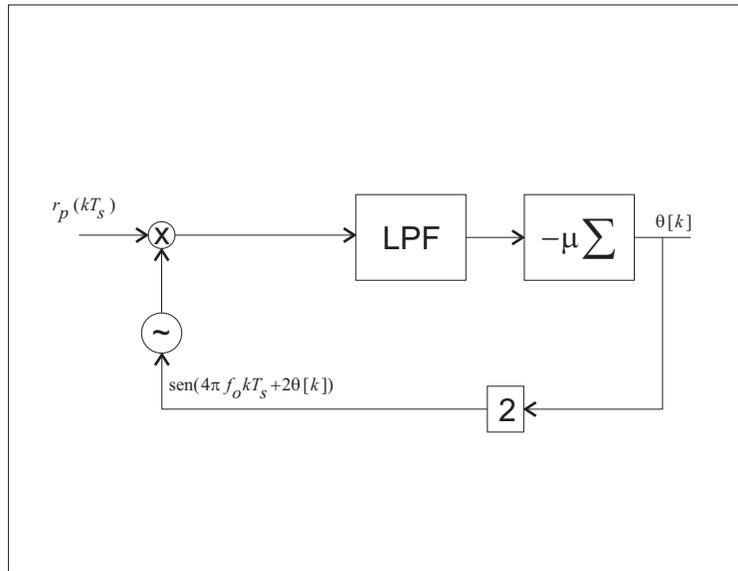


Fig. 2.15: Diagrama de blocos do algoritmo rastreador de fase para J_{PLL}

As figuras 2.16 e 2.17 ilustram a saída do sistema quando $f_x = f_c$ e $f_x \neq f_c$, respectivamente. Observe que quando a consideração de igualdade é satisfeita, θ não varia com o tempo. Quando a igualdade não é satisfeita o algoritmo tenta acertar continuamente a fase θ sobre o correto deslocamento de fase ϕ .

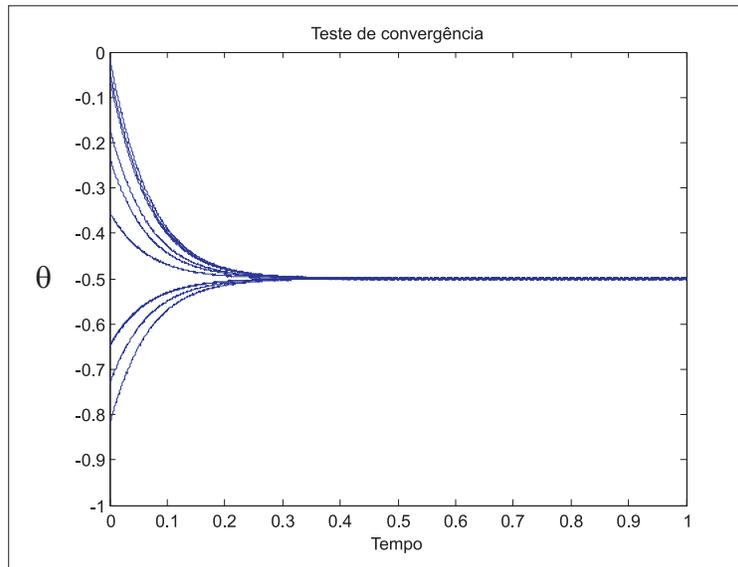


Fig. 2.16: Gráfico do desempenho do algoritmo PLL para mesma frequência.

O gráfico da figura 2.17 foi executado com uma diferença de frequência $\Delta f = 0.05$, isto é, $f_x = 1000Hz$ e $f_c = 1000.05Hz$.

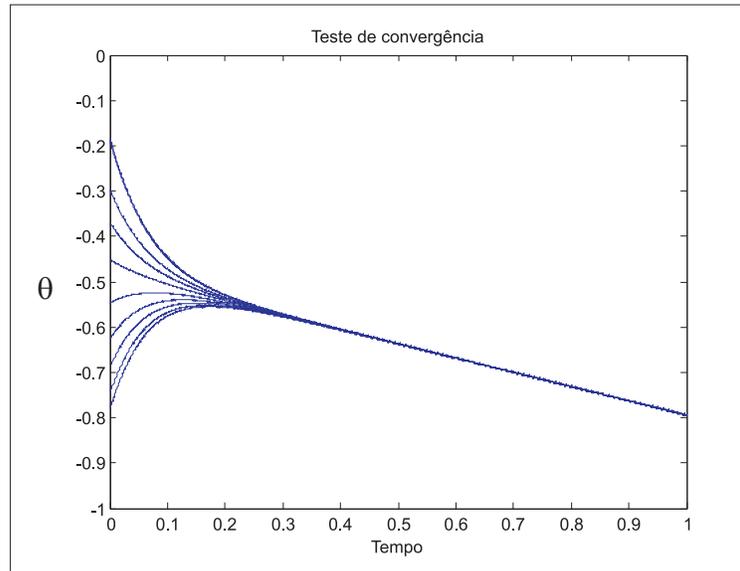


Fig. 2.17: Gráfico do desempenho do algoritmo PLL para frequências diferentes.

O PLL pode ser usado para identificar o deslocamento de fase da portadora. Este pode ser derivado do gradiente decrescente sobre uma função de desempenho em particular e pode ser investigada via simulação. Conceitualmente o rastreamento de um pequeno deslocamento de frequência é idêntico ao rastreamento de uma mudança de fase [15].

2.4.3 A Estrutura *Costas Loop*

Os algoritmos PLL e SD são duas maneiras de sincronização de fase no receptor com a fase do transmissor. Ambos requerem que o sinal recebido seja processado para se obter uma versão limpa da portadora. Uma outra alternativa é operar direto sobre o sinal do receptor $r(kT_s) = s(kT_s)\cos(2\pi f_x kT_s + \phi)$ pela reversão da ordem de processamento: primeiro modulando para DC, e então passando por uma filtragem passa baixas e finalmente elevando ao quadrado. Esta reversão das operações levam a seguinte função de desempenho:

$$J_C(\theta) = \text{avg}\{(\text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\})^2\} \quad (2.78)$$

em que J_C é a função de custo da estrutura *Costas Loop*. Devido a maneira com que a não linearidade quadrática entra em $J_C(\theta)$, este pode operar sem ter que elevar o sinal de entrada ao quadrado. Para ver como isso funciona, substitui-se $r(kT_s)$ na equação (2.78), obtendo-se:

$$J_C(\theta) = \text{avg}\{(\text{LPF}\{s(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \phi) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\})^2\} \quad (2.79)$$

Fazendo uma simplificação da equação (2.79), podemos escrever

$$\text{LPF}\{s(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \phi) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\} = \frac{1}{2}s(kT_s) \cos(\phi - \theta). \quad (2.80)$$

Substituindo a equação (2.79) na equação (2.78)

$$\begin{aligned} J_C(\theta) &= \text{avg}\left\{\left(\frac{1}{2}s(kT_s) \cos(\phi - \theta)\right)^2\right\} \\ &= \frac{1}{4}\text{avg}\{s^2(kT_s) \cos^2(\phi - \theta)\} \\ &\approx \frac{1}{4}s_{\text{avg}}^2 \cos^2(\phi - \theta) \end{aligned} \quad (2.81)$$

onde s_{avg}^2 é conhecido como valor médio do quadrado da sequência de dados $s(kT_s)$. Portanto $J_C(\theta)$ é proporcional a $\cos^2(\phi - \theta)$. Assim como na função de erro do PLL, este alcança um máximo quando a estativa de θ é igual a ϕ . Outro máximo ocorre em $(\phi + n\pi)$ para n inteiro. De fato, exceto para um escalar e uma constante, este é o mesmo que um J_{PLL} porque $\cos^2(\phi - \theta) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2\phi - 2\theta))$.

A derivada de $J_C(\theta)$ é aproximada pela troca da ordem da diferenciação e da média, aplicando a regra da cadeia e trocando o derivada com a função LPF. Em detalhes, isto é apresentado como

$$\begin{aligned} \frac{dJ_C(\theta)}{d\theta} &\approx \text{avg}\left\{\frac{d\text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\}^2}{d\theta}\right\} \\ &= 2\text{avg}\{\text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\} \frac{d\text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\}}{d\theta}\} \\ &\approx 2\text{avg}\{\text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\} \text{LPF}\left\{\frac{dr(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)}{d\theta}\right\}\} \\ &= -2\text{avg}\{\text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta)\} \text{LPF}\{r(kT_s) \text{sen}(2\pi f_x kT_s + \theta)\}\}. \end{aligned}$$

Uma versão implementável pode ser construída da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \theta[k+1] &= \theta[k] + \mu \left. \frac{dJ_C(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta[k]}, \\ &= \theta[k] - \mu \text{avg}\{\text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta[k])\}\}, \\ &= \text{LPF}\{r(kT_s) \text{sen}(2\pi f_x kT_s + \theta[k])\}. \end{aligned}$$

Este equacionamento pode ser estruturado no diagrama de blocos ilustrado pela figura 2.18, deixando de lado a operação externa de média. Esta parte da estrutura pode ser desprezada devido à redundância que o efeito da média de dois LPFs e, também, o efeito de média inerente em um passo

de atualização pequeno. Com esta média removida, o algoritmo é dado como:

$$\begin{aligned}\theta[k+1] &= \theta[k] - \mu \text{LPF}\{r(kT_s) \cos(2\pi f_x kT_s + \theta[k])\} \\ &= \text{LPF}\{r(kT_s) \text{sen}(2\pi f_x kT_s + \theta[k])\}.\end{aligned}$$

Note que há dois caminhos que partem da saída do sistema. O caminho superior modulado por um cosseno que passa por um filtro passa baixas resulta no que se vê na equação (2.79), enquanto o percurso inferior modulado por um seno que passa por um filtro passa baixas resulta no que se vê na equação $-s(kT_s) \text{sen}(\phi - \theta)$. Esta combinação resulta na equação de atualização a qual é integrada para formar uma nova estimativa da fase. A última fase estimada é então realimentada nos osciladores, e a iteração continua.

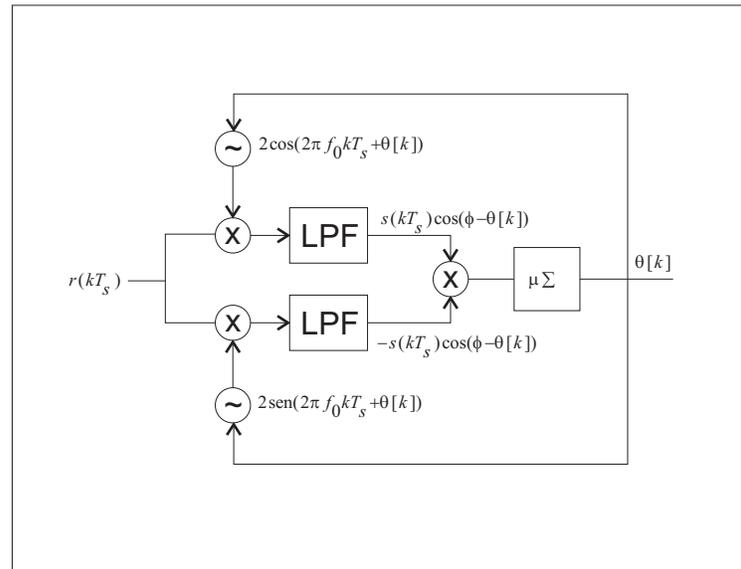


Fig. 2.18: Diagrama de blocos do *Costas Loop*.

O teste com esta estrutura de sincronismo apresenta o desempenho ilustrado na figura 2.19. Neste gráfico pode-se observar que para vários pontos de partida que o ângulo converge para o valor estabelecido que é $\theta = -0.7$ rad.

Quando a frequência não é exatamente conhecida o algoritmo de Costas tenta rastrear continuamente a fase. O algoritmo foi testado configurando uma frequência de portadora $f_c = 1000$ e uma frequência assumida no receptor de $f_x = 1000.01$. A figura 2.20 mostra o desempenho do sistema quando se considera frequências diferentes entre o transmissor e o receptor. Neste gráfico pode-se observar que para vários pontos de partida o ângulo tenta convergir para o valor estabelecido em $\theta = -0.7$ rad e continua seguindo a variação devido a diferença de frequência. Este fenômeno

é chamado de movimentação linear de fase e frequentemente é útil para estimar a diferença de frequência.

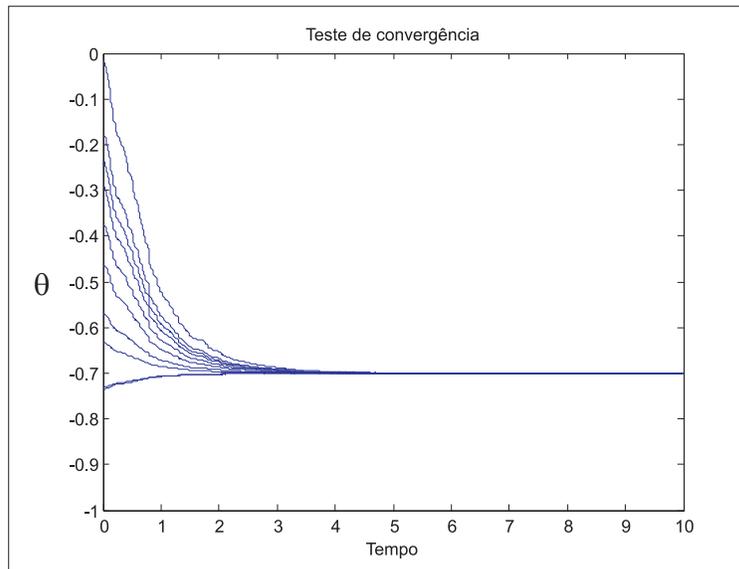


Fig. 2.19: Gráfico do desempenho da estrutura do *Costas Loop*.

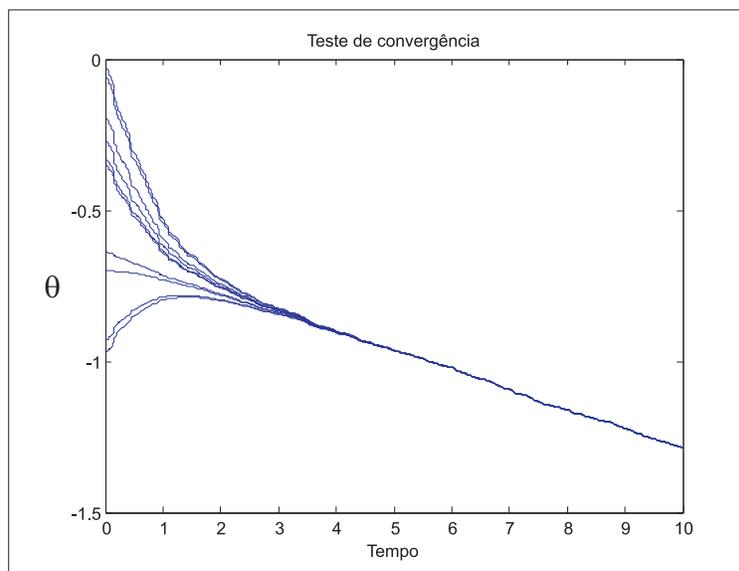


Fig. 2.20: Gráfico do desempenho da estrutura do *Costas Loop* para frequências diferentes.

2.5 Aspectos do Sistema de Comunicação

2.5.1 Formatador de Pulso

O trabalho de um receptor é receber os símbolos que estão em um sinal contínuo no tempo e que foi corrompido por um canal ruidoso. Inicialmente, analisa-se o canal a partir da definição de um modelo de canal sem ruído para que se possa explorar a relação entre a largura de banda e a taxa de símbolo. Definimos um conjunto $\{a_k\}$ a partir de um sinal $s(t)$ em múltiplos de período de símbolo, tal que a k -ésima amostra é dada por:

$$\begin{aligned} s(kT) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g(kT - mT), \\ &= a_k * g(kT), \end{aligned} \quad (2.82)$$

o qual pode ser interpretado como uma convolução no tempo discreto da sequência de símbolos com uma versão amostrada do formato de pulso. Decompondo a somatória da convolução em duas partes, produz-se:

$$s(kT) = g(0)a_k + \sum_{m \neq k} a_m g(kT - mT), \quad (2.83)$$

a qual o primeiro termo é desejável e o segundo termo representa a interferência dos símbolos vizinhos, isto é, interferência inter-simbólica (ISI). Assim, claramente observa-se que para não haver interferência inter-simbólica o segundo termo na equação (2.83) deve ser zero, tal que o formato de pulso amostrado em kT se reduza para uma função delta, ou seja,

$$g(kT) = \delta_k. \quad (2.84)$$

Outra forma de representação pode ser desenvolvida de acordo com [17] tomando a transformada de Fourier em cada lado da equação (2.84), fornecendo:

$$\frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} G\left(f - \frac{m}{T}\right) = 1. \quad (2.85)$$

Esta análise é chamada de *critério de Nyquist* e um pulso que satisfaz a equação (2.85) é considerado como um pulso de *Nyquist*. Assim, este não induz a Interferência Inter-Simbólica quando amostrado apropriadamente.

O *critério de Nyquist* é o ponto chave que amarra os parâmetros de taxa de símbolos e largura de banda. Especificamente, *critério de Nyquist* implica a existência de uma largura de banda mínima

para a transmissão em uma certa taxa de símbolo sem que haja Interferência Inter-Simbólica. De outra forma, dada uma certa largura de banda, há uma máxima taxa de símbolo para evitar a ISI.

Ainda concordando com [17], temos que o pulso de largura de banda mínima que satisfaz a equação (2.85) é uma função chamada de sinc(\cdot), esboçada na figura 2.21 e representada como:

$$g(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T)}{\pi t/T}, \quad (2.86)$$

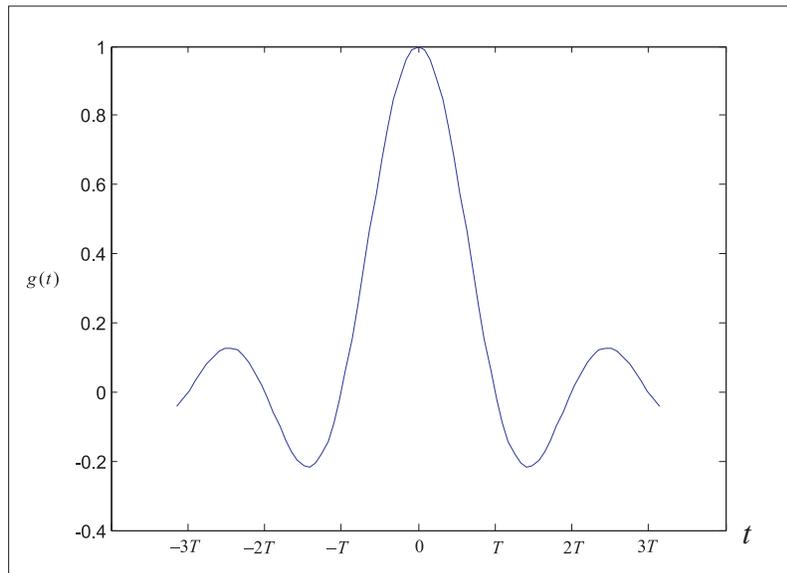


Fig. 2.21: Pulso sinc com período T.

Observe que o pulso tem cruzamento zero em todos os múltiplos de T exceto em $t = 0$, onde $g(0) = 1$.

O *critério de Nyquist* também implica uma máxima taxa de símbolo para uma dada largura de banda. Especificamente, se estamos restritos a frequências $|f| < W$, a máxima taxa de símbolo que pode ser alcançada sem que haja ISI é de $1/T = 2W$. A mínima largura de banda é desejável, mas o pulso ideal limitado em banda é impraticável. Assim, a largura de banda W de um pulso praticável é maior que o valor mínimo por um fator de $1 + \alpha$:

$$W = \frac{1 + \alpha}{2T} \quad (2.87)$$

onde α é chamado de parâmetro de excesso de banda. O uso deste parâmetro é importante para sistemas práticos uma vez que o aumento do excesso de banda contribui para a implementação (simplifica a filtragem e a recuperação de temporização), mas, por outro lado, requer mais largura de banda do canal [17]. Assim, temos que o pulso com excesso de largura de banda é dado por [17]:

$$g(t) = \left(\frac{\text{sen}(\pi t/T)}{\pi t/T} \right) \left(\frac{\cos(\alpha \pi t/T)}{1 - (2\alpha t/T)^2} \right) \quad (2.88)$$

a equação 2.88 é conhecida como cosseno levantado.

2.5.2 Planejamento dos Filtros de Transmissão e Recepção

Para haver uma aproximação mais realista desta discussão, devemos considerar o impacto de um canal. Muitos canais são adequadamente modelados como um filtro linear invariante no tempo com resposta ao impulso $b(t)$ e um ruído aditivo $n(t)$, como é mostrado na figura 2.22

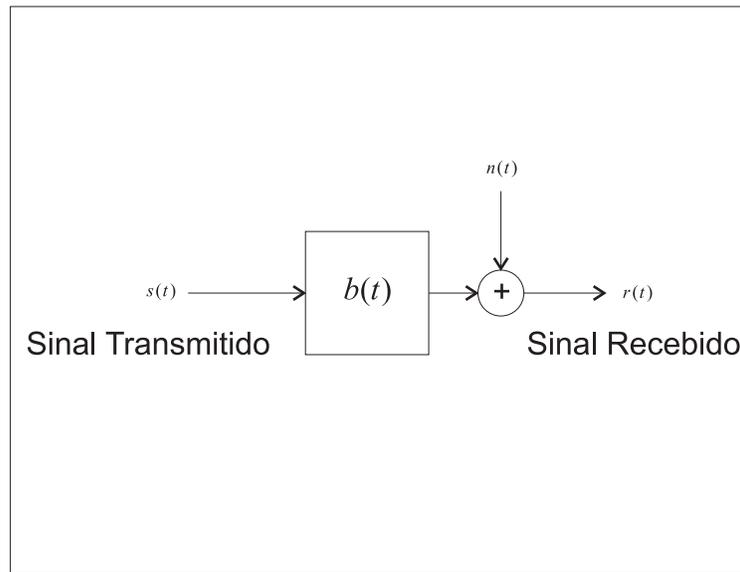


Fig. 2.22: Modelo de sistema de transmissão.

Se tomarmos o sinal da equação (2.82) como o sinal transmitido e aplicá-lo a um canal linear com resposta ao impulso $b(t)$ com um ruído aditivo $n(t)$, o sinal recebido deverá ser:

$$r_{rx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} b(\tau) \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g(t - mT - \tau) d\tau + n(t). \quad (2.89)$$

Este pode ser reescrito como

$$r_{rx}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m h(t - mT) + n(t), \quad (2.90)$$

em que $h(t) = g(t) * b(t)$ é a convolução de $g(t)$ com $b(t)$, ou seja,

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)b(t - \tau)d\tau. \quad (2.91)$$

Uma típica interface receptora consiste em um filtro receptor $f(t)$ seguido por um amostrador, como ilustrado na figura 2.23.

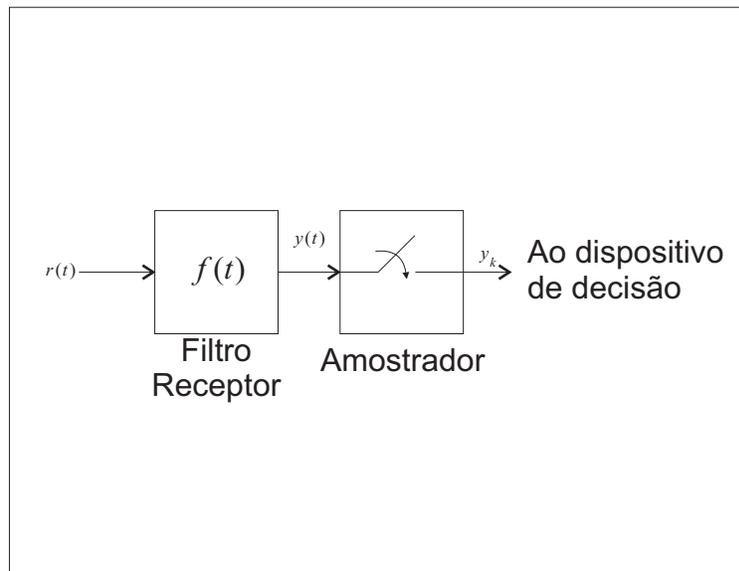


Fig. 2.23: Interface de um receptor típico.

O filtro receptor pode realizar várias funções, tais como compensar as distorções do canal e diminuir o efeito do ruído aditivo. Grosseiramente, o filtro receptor condiciona o sinal recebido antes da amostragem. Por exemplo, se a largura de banda do ruído é maior que a do sinal transmitido, o receptor pode rejeitar o ruído que está fora da banda. Observando a figura 2.23 temos a saída do filtro receptor, e também a entrada do amostrador, que pode ser definida da seguinte forma:

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m p(t - mT) + n'(t) \quad (2.92)$$

na qual $p(t)$ é chamado de formato de pulso total, representando uma configuração em cascata formada pelo formato de pulso transmissor, a resposta ao impulso do canal e o filtro receptor. Desta forma, o pulso total $p(t)$ pode ser escrito da seguinte forma:

$$p(t) = g(t) * b(t) * f(t) \quad (2.93)$$

O ruído $n'(t)$ é uma versão filtrada do ruído $n(t)$. Uma vez que o formato de pulso total é o conjunto $p(t) = g(t) * b(t) * f(t)$ este deve ser um pulso de Nyquist, e não mais $g(t)$, para que não

haja ISI. Além disso, sendo $P(f) = G(f)B(f)F(f)$, a limitação de largura de banda sobre o canal necessariamente leva a mesma limitação de largura de banda sobre o formato de pulso total. Portanto, é a largura de banda W do canal que determina a máxima taxa de símbolo, ou seja $1/T = 2W$.

Neste momento, é importante decidir sobre qual filtro de recepção $f(t)$ deve-se utilizar. Para isso é necessário realizar uma análise partindo do critério de distância mínima. Assim, define-se que:

$$r_{rx}(t) = ah(t) + n(t), \quad (2.94)$$

onde $a \in \mathcal{A}$ é o símbolo transmitido, $h(t)$ é o formato de pulso recebido e $n(t)$ é o ruído. O problema do planejamento dos filtros é inferir a partir de $r_{rx}(t)$ qual dos símbolos foi transmitido. A estratégia de distância mínima é escolher o símbolo do alfabeto que melhor representa a forma de onda recebida em um sentido de mínima distância. Esta decisão pode ser formada da seguinte maneira:

$$\hat{a} = \arg \min_{a \in \mathcal{A}} \int_{-\infty}^{\infty} |r_{rx}(t) - ah(t)|^2 dt. \quad (2.95)$$

O critério de distância mínima é possível devido a definição de que os sinais podem ser interpretados como vetores em um espaço vetorial. Neste contexto, pode-se afirmar que a energia no erro entre dois sinais é igual ao quadrado da distância entre seus vetores correspondentes. Além disso, esta análise nos leva a possibilidade de construir uma função custo que pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} J &= \int_{-\infty}^{\infty} |r_{rx}(t) - ah(t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} -2\Re\{a^* r_{rx}(t) h^*(t)\} dt + |a|^2 \int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|^2 dt, \\ &= E_r - 2\Re\{a * y\} + |a|^2 E_h \end{aligned} \quad (2.96)$$

onde podemos introduzir

$$E_r = \int_{-\infty}^{\infty} |r_{rx}(t)|^2 dt, \text{ e} \quad (2.97)$$

$$E_h = \int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|^2 dt, \quad (2.98)$$

sendo, respectivamente, as energias de $r_{rx}(t)$ e $h(t)$, e onde também introduzimos:

$$y = \int_{-\infty}^{\infty} r_{rx}(t) h^*(t) dt. \quad (2.99)$$

Pode-se interpretar y como a correlação ou o produto interno entre a observação e o pulso recebido. A partir desta análise, é possível extrair uma maneira de implementar a correlação integral da equação (2.99). Esta maneira aplica $r_{rx}(t)$ em um filtro com resposta impulsiva $h^*(t)$. Um filtro com resposta impulsiva $h^*(-t)$ é dito como sendo um filtro casado com $h(t)$. Em geral, nós podemos dizer que se um pulso total na saída do filtro casado obedece ao critério de Nyquist, então o filtro casado é um filtro receptor ótimo no sentido de que este maximiza a SNR. Para um pulso $h(t)$ recebido, o formato de pulso total na saída do filtro casado tem a transformada de Fourier $|H(f)|^2$. O critério de Nyquist será portanto, na saída do filtro casado, dado por

$$\frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| H\left(f - \frac{m}{T}\right) \right| = 1. \quad (2.100)$$

O pulso do cosseno levantado dado pela equação (2.88), tem a transformada de Fourier dada da seguinte maneira:

$$G(f) = \begin{cases} 0, & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ T \cos^2 \left[\frac{\pi T}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right], & \frac{1-\alpha}{2T} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & \frac{1+\alpha}{2T} < |f| \end{cases} \quad (2.101)$$

o qual é real e não negativo para todo f . Entretanto, uma simples maneira de satisfazer (2.100) é usar um pulso $h(t)$ e um filtro receptor $f(t)$ com as transformadas de Fourier igual a raiz quadrada do cosseno levantado, ou seja,

$$H(f) = F(f) = P(f)^{1/2} \quad (2.102)$$

em que $P(f)$ é dado pela equação (2.93). O pulso correspondente no domínio do tempo pode ser escrito da seguinte maneira

$$h(t) = f(t) = \frac{4\alpha}{\pi\sqrt{T}} \cdot \frac{\cos((1+\alpha)\pi t/T) + T \operatorname{sen}((1-\alpha)\pi t/T)/(r\alpha t)}{1 - (4\alpha t/T)^2} \quad (2.103)$$

O resultado da convolução deste pulso com ele mesmo é um pulso cosseno levantado como descrito pela equação (2.93). Assim, utilizar este tipo de pulso é importante para não ocorrer ISI na saída do receptor. Tal pulso é chamado de pulso da raiz do cosseno levantado. Este pode ser facilmente implementados desde que o canal assumido seja plano, tal que o pulso transmitido $g(t)$ seja o mesmo que o pulso recebido $h(t)$.

2.5.3 O Problema do Domínio Contínuo e Discreto

As características básicas que um dispositivo necessita possuir para ser considerado um rádio definido por software é sua modulação, correção de erro, processo de criptografia por software, possuir algum controle sobre uma interface com um hardware de rádio e poder ser reprogramado. Desta forma, entende-se que este tipo de sistema trabalha com um sinal em dois domínios: analógico e digital. Dentro da cadeia por onde o sinal atravessa há momentos em que o sinal está no formato digital e em outros momentos o sinal está no formato analógico. Na cadeia de transmissão o sinal está inicialmente no domínio digital e é convertido para domínio analógico o mais tarde possível, enquanto que na cadeia de recepção o sinal está inicialmente no domínio analógico e é convertido para o domínio digital o mais cedo possível. No transmissor, o dispositivo que realiza esta tarefa é o conversor digital para analógico. Já no receptor, o dispositivo que realiza esta tarefa é o conversor analógico-digital. Ambos os conversores estão ligados diretamente a interface de Rádio Frequência.

O processo de *Upconversion* realiza uma transposição do sinal que está em baixa frequência para uma outra mais alta. Já o conceito de *Downconversion* é o oposto do *Upconversion*. A *Downconversion* e *Upconversion* são normalmente encontradas nos sistemas práticos implementados de maneira digital ou analógica. Já em um sistema puramente analógico todos os processos de manipulação dos sinais são realizados por circuitos eletrônicos analógicos. O problema destes processos é que os mesmos se relacionam com o uso dos componentes eletrônicos analógicos precisos e que são geralmente mais caros que os componentes comuns. Em um sistema de comunicação puramente digital ideal, uma possível estrutura de amostrador digitaliza diretamente o sinal recebido sem a necessidade de se utilizar circuitos para a transposição de frequência do sinal. Apesar de ser uma excelente solução, existe uma taxa de amostragem que os circuitos eletrônicos ainda não conseguem atingir. Além disso, o custo dos circuitos para uma taxa de amostragem muito alta pode ser proibitiva. Para equilibrar o compromisso entre o custo e o benefício é comum a utilização de um sistema híbrido. Então, uma parte da transposição do sinal é realizada por um circuito analógico e a outra parte por um circuito digital. A parte do circuito analógico que está, por exemplo, em alta frequência transpõe o sinal para uma frequência intermediária (FI). Em seguida, a parte digital transpõe o sinal que está em uma frequência intermediária para o sinal banda base. A frequência intermediária é o aspecto importante para possibilitar o uso de um circuito de amostragem não tão caro. Outro ganho com relação a amostragem digital que pode ser observado é que o processamento digital pode ser usado para compensar as imprecisões dos componentes analógicos baratos. Assim, as imprecisões existentes devido ao uso de uma etapa de circuito analógico de baixo custo são automaticamente compensados pelos elementos adaptativos que estimam e removem deslocamentos de fase desconhecidos entre o transmissor e o receptor.

Desta forma, observamos a existência de dois domínios em que o sinal pode estar presente. Devido

a esta característica típica que coloca o sinal em dois domínios há a necessidade de uma conversão inicial antes do sinal em banda passante ir para a banda base ou vice-versa. Desta forma, tomamos como exemplo um receptor que possui uma arquitetura de rádio convencional e que emprega um receptor super-heteródino. Este capta o sinal de RF por uma antena que vem junto com espúrios e sinais indesejados. Na sequência, este sinal é filtrado, amplificado com um amplificador de baixo ruído ou *Low Noise Amplifier* (LNA) e misturado com um oscilador local resultando uma saída em frequência intermediária. Ao digitalizar o sinal com um conversor analógico-digital (ADC) na faixa de FI, elimina-se o último estágio do modelo convencional, o qual os problemas com deslocamento de portadora e imagem são encontrados [2]. O processamento é realizado em software usando DSPs, FPGAs ou circuitos integrados específicos.

A figura 2.24 ilustra um diagrama de blocos que ajuda a entender melhor como ocorre a passagem do sinal transmitido entre os domínios analógico e digital.

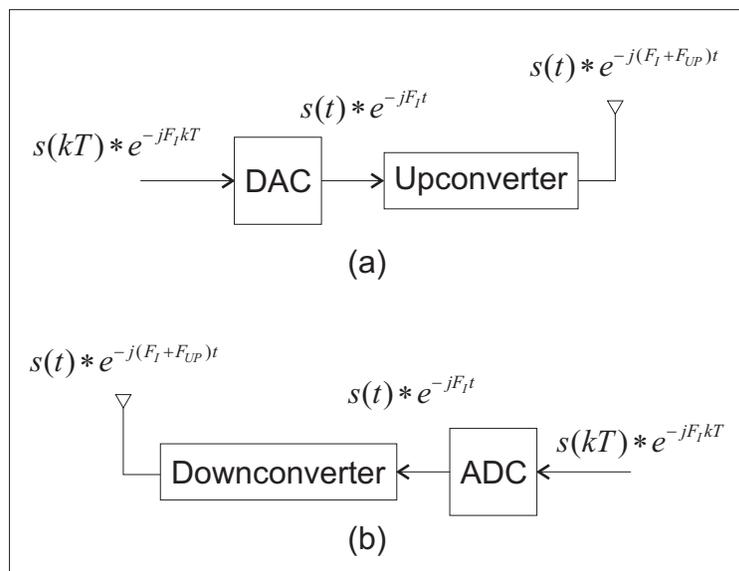


Fig. 2.24: Interface de RF no (a) Transmissor e (b) Receptor.

Observe na figura 2.24.(a) que o sinal está representado como amostras discretas no tempo pela equação $s(kT) \cdot e^{-jF_I kT}$, sendo F_I é o valor da frequência intermediária, kT o índice das amostras no tempo e $s(kT)$ o sinal banda base amostrado. Após passar pelo conversor digital para analógico o sinal toma a forma $s(t) \cdot e^{-jF_I t}$, sendo que a única diferença é que o termo kT foi trocado por t que indica a passagem do domínio discreto para o contínuo. Em seguida, o sinal no domínio contínuo ou analógico entra no bloco *Upconverter* e finalmente é convertido no sinal em banda passante. O sinal em banda passante é escrito como $s(t) \cdot e^{-j(F_I + F_{UP})t}$, sendo que o parâmetro F_{UP} é o valor da frequência central do sinal em banda passante.

O caminho reverso ocorre no receptor como mostra a figura 2.24.b. O sinal chega até a antena

receptora e vai direto para o bloco *Downconverter*. O sinal de saída é escrito como um $s(t).e^{-jF_I t}$ o qual é o sinal recebido em FI. Em seguida o conversor passa o sinal para o domínio discreto, ou seja, digital. Assim, o resultado desta operação é escrito como um $s(kT).e^{-jF_I kT}$. A partir de então todos os processos de passagem do sinal para banda base podem ser feitos com estruturas construídas por software.

Capítulo 3

Descrição do sistema

No final da última década, a pesquisa sobre a codificação espaço-temporal avançou muito com o uso de múltiplas antenas. O esforço destas pesquisas se concentrou em alcançar alta taxa de transmissão de dados e alta eficiência no uso da largura de banda [1]. Desta forma, há uma motivação intensa para implementar sistemas com esta tecnologia para suprir a crescente demanda pelos serviços de comunicação.

Mesmo com a euforia provocada pelas possibilidades da nova tecnologia de comunicação, quando se pensa em desenvolver um sistema de comunicações da maneira tradicional, surge uma grande dificuldade para o desenvolvedor resolver algumas questões técnicas. A maioria dos livros textos existentes orientam-se para dois tipos de públicos: A) a população de nível de graduação avançado que possui um aprofundado conhecimento teórico; B) os "tecnologistas" com pequeno interesse em rigor matemático ou físico. Como resultado, o desenvolvimento de circuitos de Rádio Frequência está apresentado de duas formas bem opostas. Para estudantes avançados a introdução neste campo começa pelo estudo do campo eletromagnético, enquanto que para os "tecnologistas" o aspecto básico de circuitos embutida nas leis de Kirchhoff é o tratamento preferido. Ambas as aproximações dificultam acertar adequadamente temas práticos e teóricos relacionados com os princípios de projeto em alta-frequência [18].

Com relação ao aspecto construtivo, o projeto de um rádio comunicador exige um esforço extra para garantir a operação adequada dos circuitos de alta frequência. Circuitos de alta frequência são bastante críticos e, se não construídos e projetados de maneira adequada, podem funcionar de maneira precária. Na maioria das vezes o projeto exige a construção de componentes especiais que operam, por exemplo, em uma determinada frequência ou temperatura específica. Além disso, estes circuitos trabalham em conjunto e, a alteração em qualquer elemento, pode mudar todo o funcionamento do sistema. Assim, percebe-se que uma infinidade de limitações implicam em uma flexibilidade reduzida. Os sistemas atuais estão incorporando cada vez mais protocolos. Devido a esta quantidade

crescente de novos protocolos, há uma necessidade de se testar parâmetros e um sistema flexível é fundamental para este propósito.

A opção pelo uso do *Software Defined Radio* (SDR) é uma opção alternativa ao desenvolvimento tradicional. A parte do projeto que tem um custo de tempo alto para o desenvolvimento de componentes eletrônicos é substituída pelo custo de tempo de desenvolvimento de software, que é bem menor. Além disso, ganha-se muito em flexibilidade uma vez que para mudar parâmetros de interesse é necessário somente substituir ou atualizar um software.

Para este trabalho o SDR foi uma maneira muito adequada para se implementar o sistema e que permitiu a construção de uma plataforma de testes que tem o objetivo de analisar o algoritmo de codificação espaço-temporal Alamouti [19]. Esta plataforma de testes foi implementada utilizando-se software e uma interface com hardware. Já houveram outras implementações interessantes que implementam MIMO em hardware utilizando Rádio Definido por Software que podem ser conferidas em [20][21][22][23][24].

3.1 Transmissor

A Figura 3.1 ilustra uma visão geral da cadeia de transmissão formada por um diagrama de blocos. No ponto **A**, o sistema começa sendo alimentado por uma fonte de dados a qual pode ser uma sequência de bits. Esta sequência de dados alimenta a primeira estrutura que chamamos de mapeador. Este produz uma saída, exatamente no ponto **B**, que é o resultado da transformação dos dados binários em símbolos. Esta sequência de símbolos alimenta o codificador Alamouti o qual resulta nas duas saídas mostradas nos pontos **C** e **D**. Estas saídas também são sequências de símbolos resultantes do processamento do algoritmo de codificação espaço-temporal Alamouti. As saídas **C** e **D** alimentam formatadores de pulso distintos que fornecerão sinais no domínio do tempo, ou seja, os sinais banda base dos pontos **E** e **F**. Estes sinais em banda base alimentam dois Conversores de FI que resultam em sinais em banda passante centrados em uma frequência intermediária nas saídas dos pontos **G** e **H**. Estes sinais em banda passante são transpostos para uma frequência de rádio final pelos upconverters.

Em seguida vamos nos aprofundar nos detalhes de cada estrutura pertencente ao transmissor.

3.1.1 Mapeamento

O ponto de partida para a análise do sistema começa na descrição dos dados que devem ser transmitidos. Desta forma, por se tratar de um sistema digital, a fonte de dados é binária. Toda informação a ser transmitida será pela forma de uma sequência de bits. Embora seja possível fazer

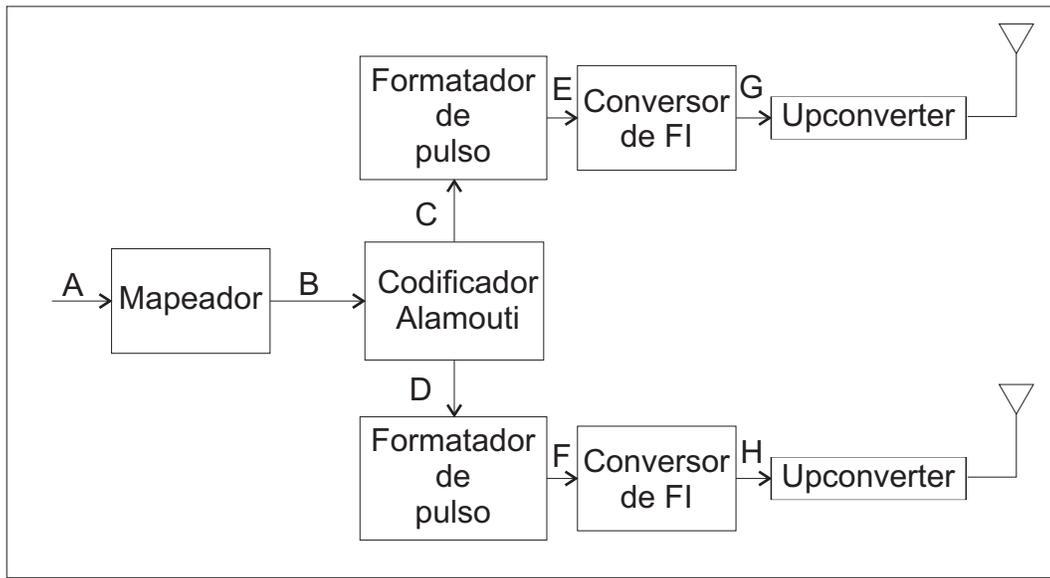


Fig. 3.1: Topologia de Software do Transmissor.

a transmissão de bit por bit, esta não é a maneira mais eficiente de transmissão. Assim, é possível fazer um agrupamento de bits ser representado por um conjunto símbolo e a este processo damos o nome de mapeamento. O processo de mapeamento gera um conjunto de símbolos os quais formam um alfabeto. Se os símbolos forem escolhidos independentemente e uniformemente a partir de um alfabeto \mathcal{A} de tamanho $|\mathcal{A}|$ (cardinalidade), tal que o mapeador não introduza redundância, então cada símbolo carrega $\log_2|\mathcal{A}|$ bits de informação [17]. O sinal em banda base tem um alfabeto real que é simplesmente um conjunto de números reais, por exemplo $\mathcal{A}' = \{1, -1, 3, -3\}$. Um sinal PAM em banda passante tem um alfabeto que é um conjunto de números complexos, por exemplo $\mathcal{A}'' = \{1 + j, -1 - j, 1 - j, -1 + j\}$. Ambos os exemplos de alfabeto tem um tamanho de $|\mathcal{A}| = 4$. Cada símbolo pode representar $\log_2|\mathcal{A}| = 2$ bits. Um alfabeto pode ser representado em um gráfico em que um ponto representa um símbolo. A Figura 3.2-(a) ilustra o caso de um alfabeto real e a Figura 3.2-(b) ilustra um exemplo de alfabeto complexo.

A partir de um conjunto de símbolos podemos agora definir um vetor que representa uma sequência de símbolos. Esta sequência de símbolos é necessária para alimentar a entrada do codificador Alamouti. Assim, toma-se o vetor \mathbf{s} tal que este seja:

$$\mathbf{s} = [s_0, s_1, s_2, \dots, s_k] \text{ para } \mathbf{s}_k \in \mathcal{A}' \text{ e um } k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (3.1)$$

tal que os elementos de $\mathbf{s}_k \in \mathcal{A}$. A formação de \mathbf{s}_k é dependente do alfabeto utilizado. Desta forma, quando o alfabeto utilizado for real então uma possível configuração poderia ser aquela representada pelo conjunto da equação (3.2) ou, caso o alfabeto seja complexo, a configuração

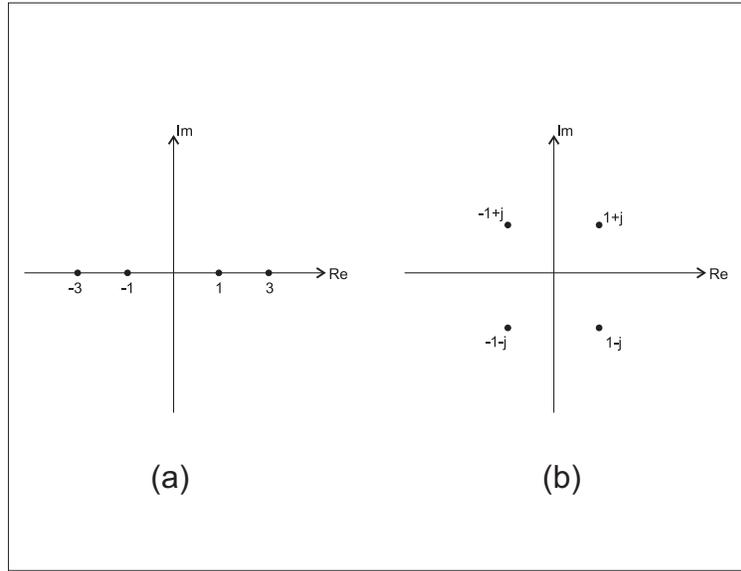


Fig. 3.2: Alfabetos real e complexo.

poderia ser representada pelo conjunto da equação (3.3).

$$\mathbf{s}_k = [-1, 1, 1, -3, 3, 3, 3] \text{ para } \mathbf{s}_k \in \mathcal{A}' \quad (3.2)$$

$$\mathbf{s}_k = [1 + j, 1 - j, 1 - j, -1 + j, 1 + j, -1 - j] \text{ para } \mathbf{s}_k \in \mathcal{A}'' \quad (3.3)$$

3.1.2 Codificador Alamouti

Antes de falar sobre o processamento do bloco codificador Alamouti, deve-se definir a sequência de dados de entrada. Assim, o vetor \mathbf{s} pode ser indexado como mostra a equação (3.4):

$$\mathbf{s} = [s_0, s_1, s_2, \dots, s_k] \quad (3.4)$$

sendo os elementos s_k do vetor \mathbf{s} pertencentes a algum alfabeto, ou seja, $s_k \in \mathcal{A}$ e um índice $k \in \mathcal{N}$. Uma vez que alimentamos o bloco de codificação Alamouti com a sequência de símbolos do vetor \mathbf{s} , este devolve em suas duas saídas novas sequências de símbolos. Podemos definir os vetores \mathbf{u} e \mathbf{v} , tal que sua formação se dê da seguinte maneira:

$$\mathbf{u} = [s_0, -s_1^*, s_2, -s_3^*, \dots, s_{k-1}, -s_k^*] \quad (3.5)$$

$$\mathbf{v} = [s_1, s_0^*, s_3, s_2^*, \dots, s_k, s_{k-1}] \quad (3.6)$$

Desta forma, temos que a equação (3.5) representa o vetor de símbolos da primeira antena e a equação (3.6) representa o vetor de símbolos da segunda antena. Note também que a transformação é feita sempre aos pares, logo é necessário que se forneça uma sequência de número par de elementos, isto é, k deve ser um número par.

3.1.3 Formatador de Pulso

O bloco formatador de pulso é responsável por transformar os elementos dos vetores \mathbf{v} e \mathbf{u} em sinais no domínio do tempo. Estes sinais no tempo são chamados de sinais em banda base, na qual uma sequência de pulsos básicos deslocados no tempo tem a amplitude modulada por uma sequência de símbolos. Um transmissor em banda base envia informação pela modulação da amplitude de sinais no tempo baseada no alfabeto de símbolos. Como existem duas saídas no codificador Alamouti, haverá dois formatadores de pulso $\hat{x}(t)$ e $\hat{y}(t)$, os quais podem ser escritos da seguinte maneira:

$$\hat{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u_k g(t - kT), \quad (3.7)$$

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} v_k g(t - kT), \quad (3.8)$$

em que $1/T$ é a taxa de símbolo, $g(t)$ é o formato de pulso baseado na raiz do cosseno levantado como analisado em 2.5.1, $\hat{x}(t)$ e $\hat{y}(t)$ os sinais transmitidos no tempo e o conjunto de amplitudes definido por u_k e v_k os quais representam a sequência de símbolos a ser transmitida.

3.1.4 Conversão de Banda Base para Frequência Intermediária e *Upconversion*

Sabe-se que um canal de rádio classifica-se como um canal banda passante e tais canais não suportam a transmissão de um sinal em Banda Base. Portanto, o sinal em banda base deve ser adaptado antes de ser transmitido. Desta forma, o sinal passa por uma etapa de modulação que o transforma de um sinal em banda base para banda passante. Devido a estrutura típica de um sistema SDR, como é mostrado na Seção 2.5.3, é necessária a existência de duas etapas de conversão. A primeira etapa é um modulador de FI que leva o sinal em banda base para um sinal em banda passante centrado em uma frequência F_I . Posteriormente, este sinal passa novamente por um *Upconverter* para atingir a frequência final de transmissão, ou seja, $F_I + F_{UP}$. Assim, para passar o sinal banda base para um sinal em banda passante centrado em uma frequência F_I e depois $F_I + F_{UP}$, utiliza-se a estrutura ilustrada pela Figura 3.3.

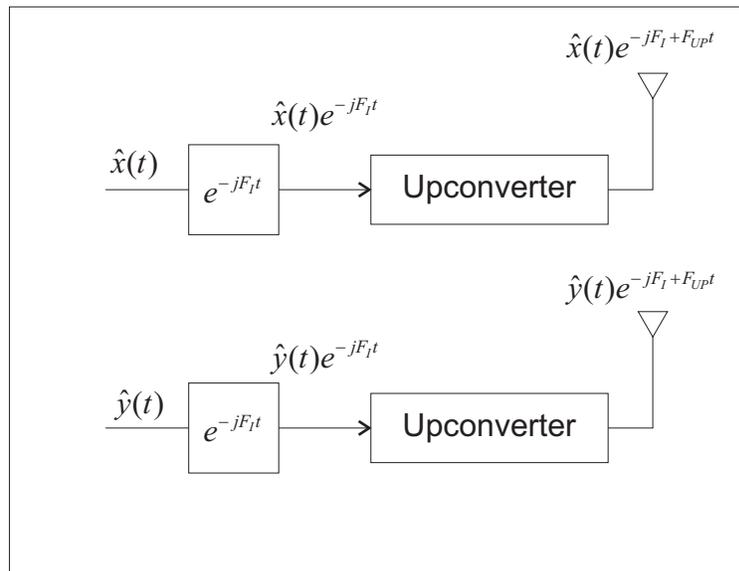


Fig. 3.3: Estrutura do modulador QAM

Note que as duas linhas dos sinais banda base $\hat{x}(t)$ e $\hat{y}(t)$ entram em dois conversores que transpõem o sinal para uma frequência F_I . Estes conversores são representados por uma exponencial complexa $e^{-jF_I t}$. Assim, para a saída de cada conversor tem-se um $\hat{x}(t) \cdot e^{-jF_I t}$ e $\hat{y}(t) \cdot e^{-jF_I t}$. Seguindo com a cadeia de transmissão, os sinais em banda passante alimentam as estruturas dos *Upconverters* que transpõem o sinal para a frequência final, ou seja, $F_I + F_{UP}$. Os sinais seguem pela antena e propagam-se pelo canal de Rádio Frequência. Os sinais resultantes podem ser escritos como $\hat{x}(t) \cdot e^{-j(F_I + F_{UP})t}$ para uma antena e $\hat{y}(t) \cdot e^{-j(F_I + F_{UP})t}$ para a outra antena.

3.2 Receptor

A Figura 3.4 ilustra uma visão geral da cadeia de recepção formada por um diagrama de blocos. Inicialmente, o sinal é captado pela antena, no ponto **A**, e encontra a primeira estrutura da cadeia de recepção: o *Downconverter*. A saída, no ponto **B**, resultante desta estrutura é um sinal em banda passante centrado em uma frequência intermediária. Até este momento o rádio possui uma estrutura convencional com componentes discretos e todos os processamentos ocorreram com circuitos analógicos. Este sinal alimenta a estrutura do conversor FI que devolve em sua saída um sinal em banda base. O sinal em banda base, sobre o ponto **C**, alimenta a estrutura do filtro de recepção e que, posteriormente, passa por um amostrador. As amostras, no ponto **D**, alimentam o decodificador Alamouti e que fornece uma saída com uma sequência de símbolos escolhidos pela aplicação do critério do Receptor de Combinação de Máxima Razão [25].

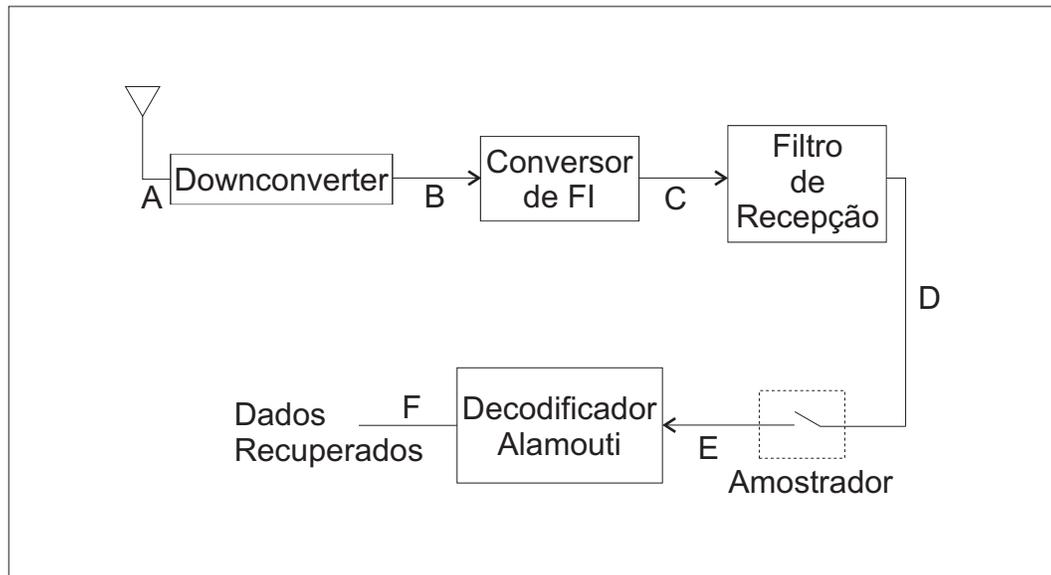


Fig. 3.4: Topologia de Software do Receptor.

Desta forma, o receptor deve ser capaz de isolar os dados de um sinal que estão corrompidos com ruído e prejudicados por distorções do canal de rádio. Esta saída de FI passa por um conversor analógico para digital, como foi mostrado na Seção 2.5.3 e, por estruturas construídas com software, será convertido para o sinal Banda Base. Vejamos a seguir as estruturas em detalhes.

3.2.1 Downconverter

Como já mencionado, a estrutura do *Downconverter* é implementada de maneira tradicional, ou seja, com circuitos analógicos. Assim, desde a antena até a saída, o sinal passa por filtragem, amplificação e transposição para um sinal em banda passante centrado em uma frequência intermediária (FI). Devemos agora observar também que o sinal em banda passante está sob a influência dos prejuízos ocasionados pelo canal de Rádio Frequência. Por isso, podemos descrever analiticamente alguns aspectos sobre o modelo de canal antes de prosseguir com a análise da cadeia de recepção. Assim, o canal pode ser representado matematicamente da seguinte maneira:

$$h_n(t) = \alpha_n e^{-j\theta_n} \quad (3.9)$$

sendo que $h_n(t)$ representa a distorção do canal, α_n um fator de atenuação e θ_n um fator de fase. Os fatores α_n e θ_n tem valores que são descritos por uma distribuição estatística que está de acordo com o tipo de canal em questão (Modelos de Rayleigh ou Rice) [26]. Assim, a Figura 3.5 ilustra como os sinais atingem a etapa inicial da cadeia de recepção.

Note que a tarefa fundamental do *Downconverter* foi converter o sinal em banda passante para

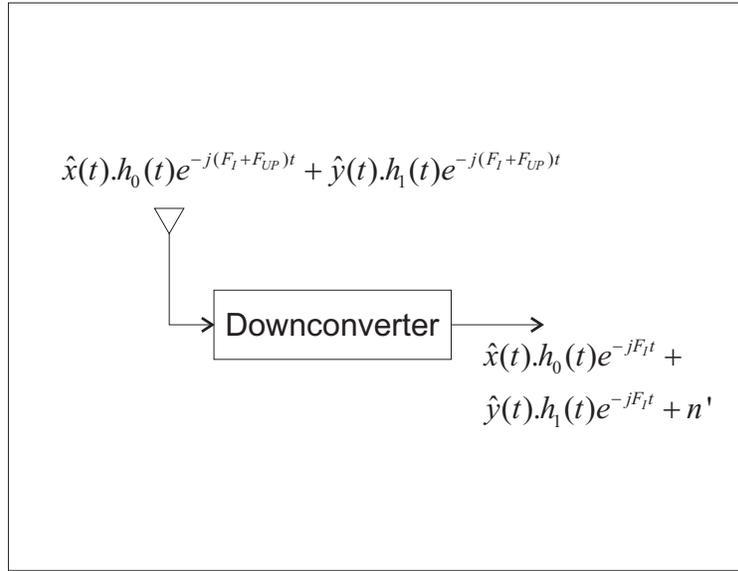


Fig. 3.5: Cadeia de recepção inicial.

um sinal centrado na frequência intermediária, ou seja, o termo $e^{-j(F_I+F_{UP})t}$ passou a ser $e^{-jF_I t}$. Além disso, deve-se considerar a possibilidade do sinal atingir a antena com uma potência muito baixa e, devido às estruturas dos amplificadores, considera-se o ruído. O ruído em questão é modelado estatisticamente como uma função densidade de probabilidade gaussiana com amostras independentes e identicamente distribuídas, ou seja, um Ruído Gaussiano Branco. Assim, temos o seguinte sinal recebido:

$$r(t) = \hat{x}(t).h_0(t)e^{-jF_I t} + \hat{y}(t).h_1(t)e^{-jF_I t} + n', \quad (3.10)$$

em que $r(t)$ é o sinal recebido no tempo, $\hat{x}(t).h_0(t)e^{-jF_I t}$, $\hat{y}(t).h_1(t)e^{-jF_I t}$ e n' representando o Ruído gaussiano Branco.

3.2.2 Conversão de Frequência Intermediária para Banda Base

Neste ponto, o sinal $r(t)$ ainda é do tipo banda passante, centrado em uma frequência intermediária, e precisa ser convertido em um sinal banda base. Devido a estrutura típica de um sistema SDR, como é mostrado na Seção 2.5.3, é necessária a existência de duas etapas de conversão. O primeiro passo ocorreu na etapa do downconverter que transpôs um sinal de alta frequência para um sinal banda passante centrado em uma frequência intermediária. Em seguida, o demodulador de FI, implementado via software, leva o sinal de banda passante para um sinal em banda base. Para simplificar as expressões do sistema, deixa-se de lado a etapa de conversão de domínio analógico para digital e adota-se somente a passagem do sinal de FI para banda base. Assim, para passar o sinal

de banda passante para banda base, utiliza-se a estrutura ilustrada pela Figura 3.6.

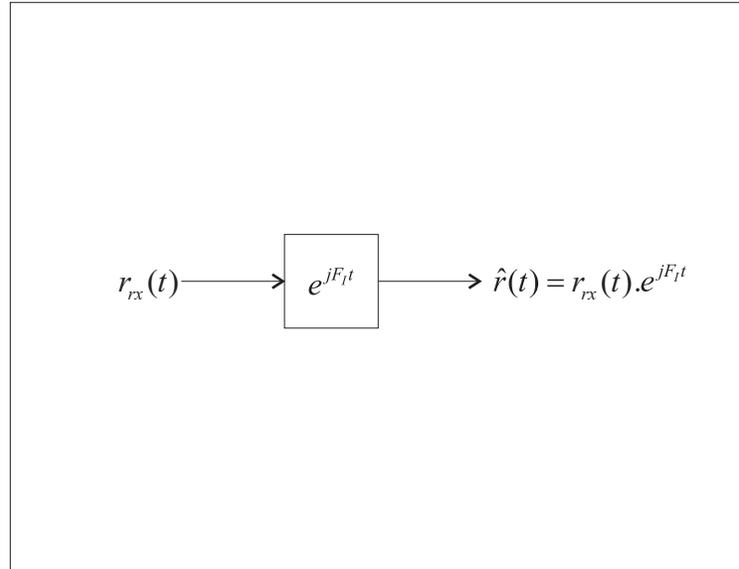


Fig. 3.6: Conversor de FI para banda base.

Assim, a saída $\hat{r}(t)$ pode ser desenvolvida da seguinte maneira.

$$\begin{aligned}
 \hat{r}(t) &= r'(t)e^{jF_I t} \\
 &= (\hat{x}(t)h_0(t)e^{-jF_I t} + \hat{y}(t)h_1(t)e^{-jF_I t} + n').e^{jF_I t} \\
 &= \hat{x}(t)h_0(t) + \hat{y}(t)h_1(t) + n'.e^{jF_I t} \\
 &= (\hat{x}(t)h_0(t) + \hat{y}(t)h_1(t) + n)
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

onde $n = n'.e^{jF_I t}$ é um ruído complexo com função densidade de probabilidade gaussiana com amostras independentes e identicamente distribuídas.

3.2.3 Filtro de Recepção e Amostragem

O filtro de recepção é uma estrutura muito importante que desempenha várias funções tais como compensar a distorção adicionada pelo canal e diminuir o efeito do ruído aditivo. De uma maneira mais direta o filtro receptor condiciona o sinal recebido antes de passar pela etapa de amostragem. De acordo com o que foi exposto na Seção (2.5.2) adota-se um filtro $f(t)$ de tal forma que $f(t) = h^*(-t)$. Assim, o filtro de recepção deve ser tal que esteja casado com o formato de pulso de transmissão. Observe a Figura 3.7 a estrutura típica do filtro de recepção.

Assim, podemos escrever a estrutura da Figura e resolver a equação $r_{rx}(t)$ da seguinte maneira:

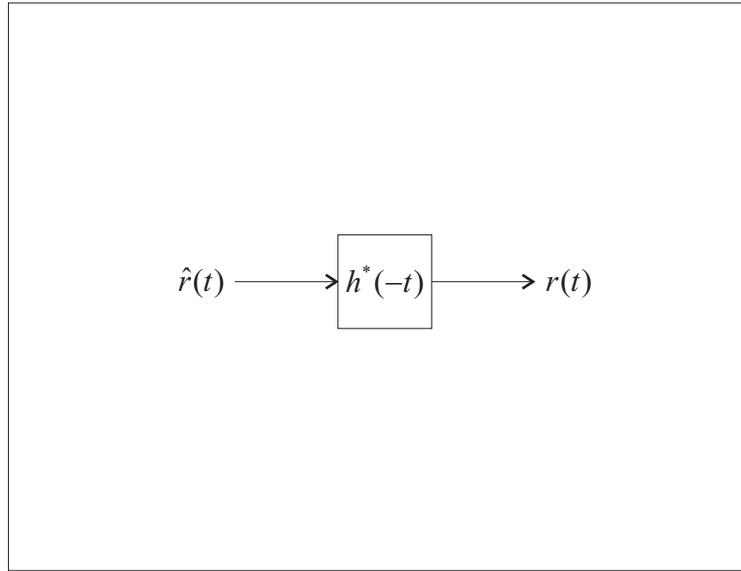


Fig. 3.7: Estrutura do filtro casado.

$$r_{rx}(t) = \hat{r}(t) * f(t),$$

$$r_{rx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{r}(\tau) f(t - \tau) d\tau. \quad (3.12)$$

A amostragem no tempo zero produz:

$$r_{rx}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{r}(\tau) f(-\tau) d\tau. \quad (3.13)$$

Ao fazer com que $f(t) = h^*(-t)$, a integral se reduz a uma correlação:

$$r_{rx}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{r}(t) h^*(t) dt. \quad (3.14)$$

Uma vez que $r_{rx}(t)$ é um sinal no tempo que carrega uma sequência de informações, então, para recuperar os símbolos, $r_{rx}(t)$ pode ser amostrado com um intervalo de símbolo kT . Assim, podemos escrever que:

$$r_k = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{r}(t) h^*(t - kT) dt. \quad (3.15)$$

3.3 Estimação de Canal

A estimação de canal é realizada após o filtro de recepção. Este bloco retira as informações sobre o canal necessárias para o bloco de decodificação Alamouti. A idéia do estimador de canal apresentado na Seção 2.3 pode ser estendido para o esquema de codificação Alamouti. Em vez de estimar somente um canal, o estimador pode estimar dois canais a partir de somente um sinal de entrada. Assim, podemos considerar um novo índice, fazendo $n = 2k$, para r_k e escrever os sinais recebidos da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} y_0(n) &= r_n = r_{2k}, \\ y_1(n) &= r_{n+1} = r_{2k+1}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Além disso, o receptor deve conhecer a sequência inicial dos dados transmitidos, descritas na Seção 3.1.2. Assim, baseado na equação (3.4), pode se escrever:

$$\begin{aligned} x_0(n) &= s(2n), \\ x_1(n) &= s(2n + 1). \end{aligned} \quad (3.17)$$

O erro acumulativo pode ser escrito da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} e_0(n) &= \hat{h}_0(n)x_0(n) + \hat{h}_1(n)x_1(n), \\ e_1(n) &= -\hat{h}_0(n)x_1(n) + \hat{h}_1(n)x_0(n). \end{aligned} \quad (3.18)$$

A equação de iteração para a estimação de canal pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \hat{h}_0(n+1) &= \hat{h}_0(n) + \mu[(y_0(n) - e_0(n))x_1(n) - (y_1(n) - e_1(n))x_2(n)], \\ \hat{h}_1(n+1) &= \hat{h}_1(n) + \mu[(y_0(n) - e_0(n))x_1(n) - (y_1(n) + e_1(n))x_1(n)]. \end{aligned} \quad (3.19)$$

sendo que μ é o tamanho do passo de correção e o sistema parte com $\hat{h}_0(0) = 0$ e $\hat{h}_1(0) = 0$.

3.3.1 Decodificador Alamouti

A etapa do decodificador Alamouti recorre a um esquema de combinação de máxima razão [14]. Este esquema pode ser visualizado na Figura 3.8 que mostra os sinais de recepção sendo processados envolvendo uma estrutura de estimação de canal e um combinador. A saída destas estruturas alimentam um Detector de Máxima Verossimilhança. O desenvolvimento teórico deste

receptor pode ser conferido na Seção (2.2.2).

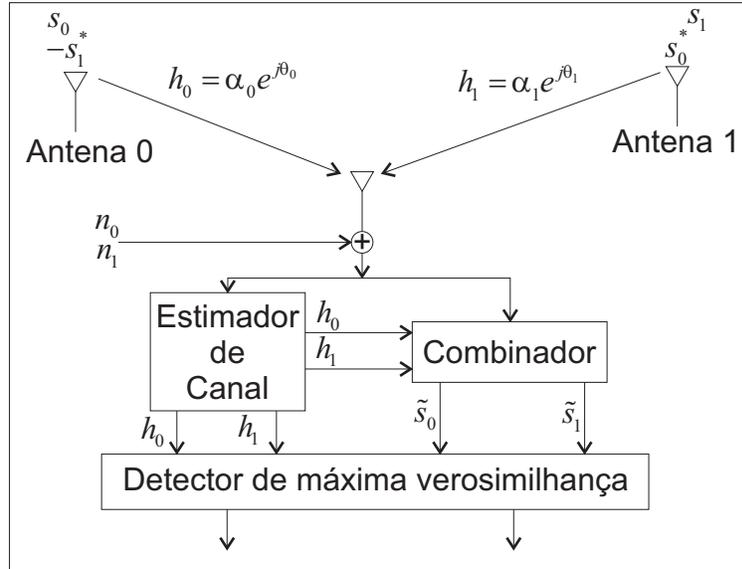


Fig. 3.8: Estrutura de recepção da codificação Alamouti.

No receptor, temos que os sinais recebidos podem ser escritos da seguinte maneira

$$\begin{aligned} r_0 &= r_{rx}(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0, \\ r_1 &= r_{rx}(t+T) = -h_0 s_0^* + h_1 s_1^* + n_1. \end{aligned} \quad (3.20)$$

onde r_0 e r_1 são os sinais recebidos no tempo t e $t+T$ e n_0 e n_1 são as variáveis aleatórias complexas representando o ruído e a interferência no receptor. Desta forma, é possível escrever uma combinação dos sinais os quais podem ser enviados para um detector de máxima verossimilhança da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Substituindo a equação (2.43) e a equação (3.20) na equação (3.21) temos:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^*, \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 + h_0^* n_1 + h_1 n_0^*. \end{aligned} \quad (3.22)$$

O trabalho da referência [14] assume que o receptor tem um perfeito conhecimento do canal. A informação do canal deve ser derivado por uma inserção de símbolos piloto e extração [27], [28].

Os símbolos conhecidos são transmitidos periodicamente do transmissor para o receptor. O receptor extrai as amostras para construir uma estimativa do canal para cada símbolo transmitido. Desta forma, note que a equação (3.21) usa h_0 e h_1 que são canais exatos. Na implementação real usa-se os canais estimados \hat{h}_0 e \hat{h}_1 descritos na Seção 3.3.

3.4 Sincronismo do Sistema

3.4.1 Sincronismo de Quadro

Como foi visto na Seção 3.2 temos que $r_{rx}(t)$ é a função que representa o sinal recebido. Naquele caso não se considerou a diferença na base de tempo entre o transmissor e o receptor. Assim, para implementação de um sistema real, consideramos um outro índice de tempo \tilde{t} . Com o novo índice de tempo os sinais transmitidos pelas duas antenas no transmissor podem ser escritos como $\hat{x}(\tilde{t})$ e $\hat{y}(\tilde{t})$. Consideramos ψ como a diferença na base de tempo entre o transmissor e o receptor. Assim, podemos escrever que a recepção é

$$r_{rx}(t) = r_{rx}(\tilde{t} + \psi). \quad (3.23)$$

Note que é extremamente necessário conhecer ψ , pois se o receptor e o transmissor não estiverem alinhados no tempo a amostragem dos símbolos não vai satisfazer a equação (3.15). Assim, é necessário inserir uma compensação de tempo que pode ser escrito da seguinte maneira.

$$r_{rx}(t + \psi') = r_{rx}(\tilde{t} + \psi + \psi'), \quad (3.24)$$

sendo que ψ' é uma compensação de tempo que é inserida no receptor tal que $\psi' + \psi = 0$. Este parâmetro é encontrado por medição direta na qual se transmite uma sequência de dados conhecida mantendo os equipamentos com a mesma base de tempo. Por um processo de iteração, o parâmetro ψ' é buscado de um valor iniciando de zero até 1 segundo, até que a equação 3.24 seja satisfeita.

3.4.2 Sincronismo de Símbolo

De acordo com a equação (3.24), vemos que uma é necessário que haja um ψ' tal que $\psi' + \psi = 0$ para que a sincronização seja perfeita. Isso é o suficiente para fazer com que as primeiras amostragens estejam acontecendo no tempo correto mas não garante que será assim para todos os outros símbolos. Além disso, se há um pequeno erro no tempo de amostragem este se acumula e passa a ser considerável após uma certa quantidade de símbolos amostrados. Considere que há um

período de símbolo T no filtro formatador de pulso e uma taxa de amostragem de $\frac{1}{T'}$ no receptor. Se houver uma diferença tal que $T + T' \neq 0$ então haverá interferência inter-simbólica.

Felizmente o sistema de comunicação foi baseado em transmissão por pacotes e utilizou-se um equipamento com amostrador bem preciso. Assim, a cada sincronismo de quadro o primeiro símbolo é sempre ajustado e $T + T' \approx 0$.

3.4.3 Sincronismo de Portadora

Este sincronismo ocorre na estrutura apresentada pela Seção 3.2.2 que é responsável por levar o sinal em banda passante centrado em uma frequência intermediária para banda base. A Seção 2.4 apresenta uma estrutura simplificada da Figura 3.6. O conceito daquela Figura pode ser expandido para uma outra mais complexa, como é mostrado na Figura 3.9, que incorpora um sistema em malha fechada para controlar o sincronismo de portadora entre o transmissor e o receptor.

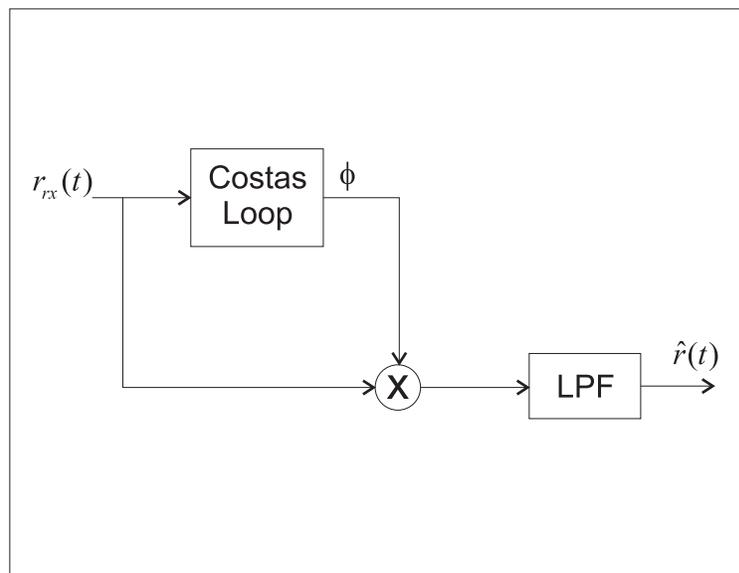


Fig. 3.9: Estrutura do Conversor FI para banda base expandido.

Observe na Figura 3.9 que o sinal na entrada $r_{rx}(t)$ é misturado com a saída da estrutura do *Costas Loop* e, em seguida, passa por um filtro passa baixas. Assim, temos um sinal em banda base na saída desta estrutura.

3.5 Software: Programação e Controle

A implementação do sistema de múltiplas antenas contou com o uso de dois ambientes de programação. Para fazer o controle e configuração das interfaces de Rádio Frequência foi necessário

o uso do LabVIEW. Já para o processamento de dados em banda base utilizou-se o Matlab. A seguir veja mais características sobre os ambientes em questão.

3.5.1 LabVIEW

O LabVIEW (acrônimo para *Laboratory Virtual Instrumento Engineering Workbench*) é uma linguagem de programação gráfica originária da National Instruments [29]. A primeira versão surgiu em 1986 para Macintosh e atualmente existem também ambientes de desenvolvimentos para os Sistemas Operacionais Windows, Linux e Solaris. Os principais campos de aplicação do LabVIEW são medição e automação de processos. A programação é feita de acordo com o modelo de fluxo de dados que oferece vantagens como facilitar manipulação para a aquisição de dados. Os programas em LabVIEW são chamados de instrumentos virtuais, ou simplesmente, IVs. Estes são compostos pelo painel frontal, que contém a interface, e pelo diagrama de blocos, que contém o código gráfico do programa. O programa não é processado por um interpretador e é compilado para ser executado como código de máquina. Deste modo a seu desempenho é próximo ao exibido pelas linguagens de programação de alto nível.

Os blocos de funções também são designados por instrumentos virtuais. Em princípio, cada programa (Sub-IV) pode ser usado como subprograma por qualquer outro IV ou pode, simplesmente, ser executado isoladamente. O programador liga IVs com linhas (arames) de ligação e define, deste modo, o fluxo de dados. Cada IV possui entradas e/ou saídas. A execução de um IV começa quando todas as entradas estão disponíveis. Os resultados do processamento são então colocados nas saídas assim que a execução do sub-programa tenha terminado. Desta forma, a ordem pela qual as tarefas são executadas é definida em função dos dados. Uma ordem pré-definida (por exemplo, "da esquerda para a direita") não existe.

Uma importante consequência destas regras é a facilidade com que podem ser criados processos paralelos no LabVIEW. Os sub-IVs sem interdependência dos respectivos dados são processados em paralelo. Os sub-IVs que não possuem entradas são executados no início do programa. Se o sub-IV não possuir saídas, os dados resultantes são ignorados ou, então, exportados: são escritos para o disco rígido ou para a rede, ou enviados para impressão. Da mesma forma, um sub-IV sem entradas pode receber dados provenientes de aparelhos periféricos ou pode gerar os seus próprios dados (um exemplo é um gerador de números aleatórios).

Os sub-IVs interligados podem atingir um alto nível de complexidade. Muitas das funções próprias do LabVIEW são IVs normais que podem ser modificadas pelo programador. Todos os IVs se baseiam numa série de funções básicas, chamadas "primitivas", e que não podem ser modificadas.

Os dados podem ser alimentados pelos manipuladores do Painel frontal. A inserção de números pode ser dependente de um manipulador e uma variável de saída booleana pode ser realizada por

um LED colocado no painel. O painel frontal do LabVIEW é um meio confortável para construir programas com uma interface gráfica. O programador não necessita de escrever qualquer linha de código. A apresentação gráfica dos processos aumenta a facilidade de leitura e de utilização. Uma grande vantagem em relação às linguagens baseadas em texto é a facilidade com que se cria componentes que se executam paralelamente. Veja na Figura 3.10 um exemplo de código em LabView.

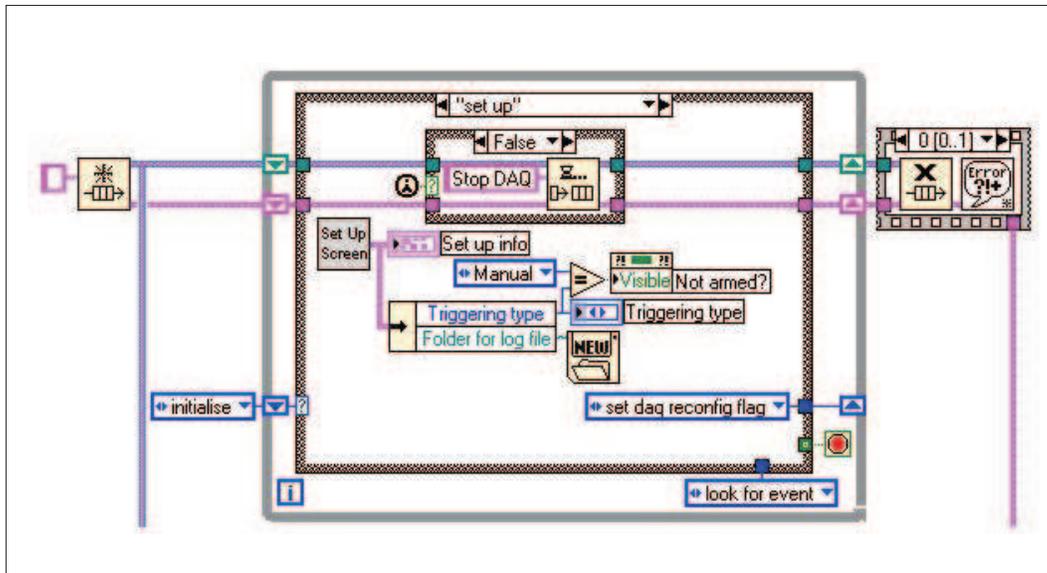


Fig. 3.10: Exemplo de código em LabVIEW.

Vantagens e Desvantagens do LabVIEW

Como vantagens de se utilizar o LabVIEW podemos citar:

- Redução do tempo de prototipagem visto que existem uma infinidade de recursos e parte de códigos prontos.
- Desenvolvimento multidisciplinar - incentiva pesquisadores de diversas disciplinas a contribuir para um projeto usando as mesmas ferramentas de desenvolvimento.
- Possibilidade de se fazer parte da simulação de um sistema em hardware de maneira prática, isto é, sem todo trabalho que existe no desenvolvimento de um hardware de testes tradicional.

Como desvantagens de se utilizar o LabVIEW podemos citar:

- Pequenas mudanças podem ocasionar profundas reestruturações do programa, uma vez que sempre que se insere um novo bloco é necessário voltar a ligar os fios e os símbolos para restabelecer o funcionamento.

- Para evitar confusões de linhas é habitual introduzir mais variáveis do que aquelas que são estritamente necessárias, diminuindo-se assim a velocidade de programação e contrariando-se, de algum modo, o modelo de fluxo de dados.
- Um sub-IV deve ter um planejamento adequado antes de sua construção, pois o excesso de funcionalidade prejudica a busca por um erro dentro do código.

3.5.2 Matlab

MATLAB (MATrix LABoratory) é um software interativo de alta performance voltado para o cálculo numérico.[30] O MATLAB integra análise numérica, cálculo com matrizes, processamento de sinais e construção de gráficos em um ambiente fácil de usar. Os problemas e soluções são expressos somente como eles são escritos matematicamente, diferente da programação tradicional. Uma aplicação em MATLAB é construído a partir de uma linguagem própria do MATLAB. A maneira mais simples para se executar um código MATAB é inserir um comando na janela de comandos que é um dos elementos presentes na interface do programa. Além deste método, é possível salvar uma sequência de comandos em um arquivo de textos utilizando um editor próprio do MATLAB para formar um programa mais complexo. Em geral, pode-se usar o MATLAB em uma ampla faixa de aplicações, incluindo processamento de sinais e imagem, comunicações, projetos de controle, testes e medidas, modelagem financeira e biologia computacional.

Além do propósito tradicional do ambiente do MatLab, existem também a possibilidade de se construir uma Interface Gráfica de Usuário que auxilia bastante no momento de se organizar e visualizar as informações. No sistema de gráficos do Matlab existe um elemento chamado de Janela de Figura. A janela de Figura da Interface Gráfica do Matlab é um recurso que apresenta gráficos e possui controles para que o usuário possa operá-la. Pode-se escolher o tamanho e posição destes componentes conforme o desejado. Usando *callbacks* pode-se construir novos componentes que fazem alguma ação programada a partir de um click no controle ou apertar de uma tecla. Veja a Figura 3.11 um exemplo de interface gráfica que pode ser construída.

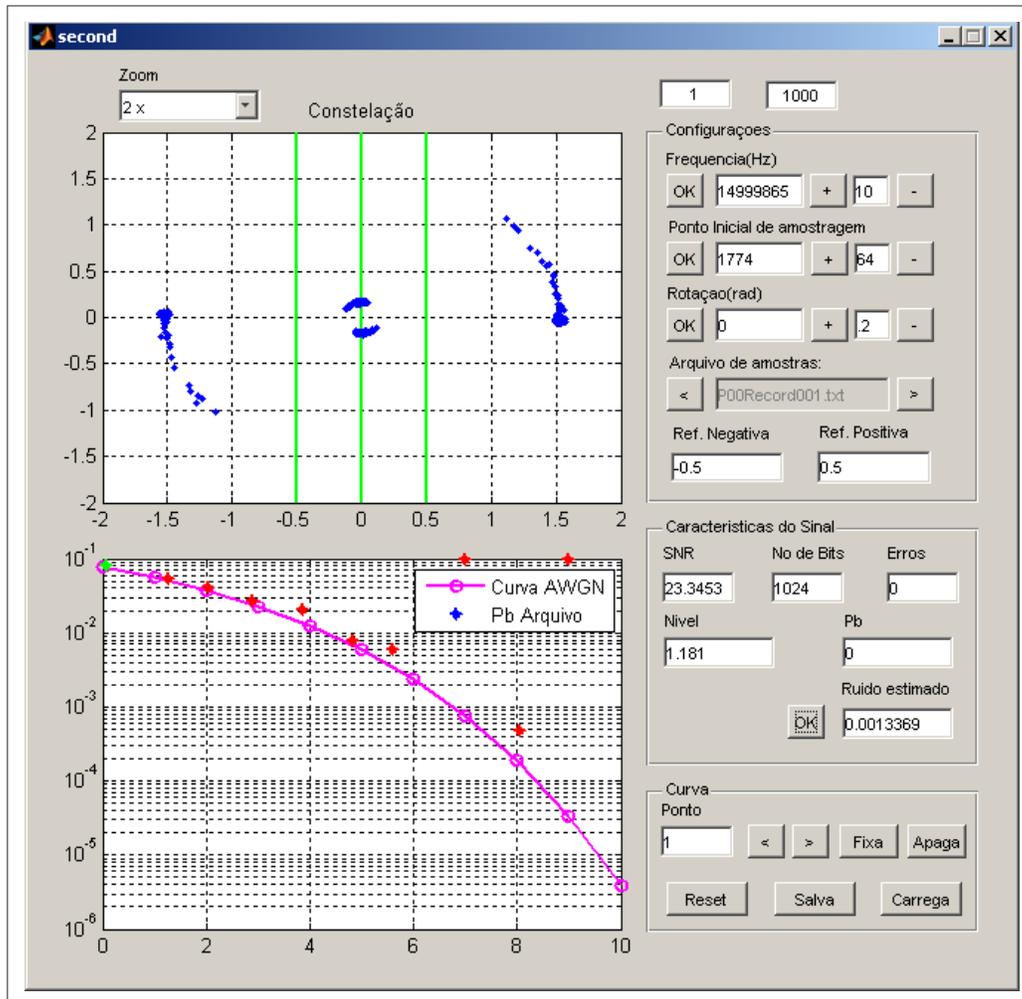


Fig. 3.11: Exemplo de interface gráfica em MatLab.

Capítulo 4

Implementação e Resultados

4.1 Implementação das Interfaces de RF

A implementação do sistema de comunicação por múltiplas antenas utilizou uma alternativa comercial oferecida pela empresa National Instruments. O transmissor e o receptor foram montados em unidades distintas. As unidades podem ser montadas de acordo com a funcionalidade desejada simplesmente trocando os módulos que estão conectados no chassi. Observe na Figura 4.1 que a esquerda temos uma unidade montada como um transmissor e a direita temos outra unidade montada como receptor. Note que a diferença básica está no número de antenas e nos tipos de módulos.

4.1.1 Interface de Transmissão

O equipamento usado como interface de transmissão foi um gerador vetorial de sinais. Este equipamento, modelo PXI-5671[31], possui como característica uma especificação de frequência máxima de saída de 2.7GHz que é possibilitado por um modulador *Upconverter*. O *Upconverter* recebe o sinal em banda passante centrado em uma frequência intermediária de 20MHz e o transpõe para uma frequência de saída desejada limitada até um máximo de 2.7GHz. Além disso, o equipamento provê uma resolução de 16-bits e uma taxa de amostragem de 100 MS/s (400MS/s interpolado), até 512MB de memória e 20MHz de largura de banda. Considerando outros propósitos que vão além deste trabalho é possível também gerar padrões de formatos de modulação como AM, FM, PM, ASK, FSK, MSK, GMSK, PSK, QPSK, PAM e QAM.

Há também um pacote de ferramentas extra chamada de Modulation Toolkit para LabVIEW que acompanha o equipamento, provendo funções e ferramentas para geração de sinais, análise, visualização e processamento de padrões de modulação para os formatos analógicos e digitais. A combinação da funcionalidade do modelo PXI-5671 e o pacote de ferramentas Modulation Toolkit



Fig. 4.1: Equipamentos da National Instruments.

formam uma solução adequada para a área de pesquisa, desenvolvimento de produtos comerciais e/ou testes aplicados a semi-condutores bem como para áreas emergentes que incluem o rádio definido por software, identificação por rádio-frequência ou *Radio Frequency Identification*(RFID) e redes de sensores wireless.

O hardware provê a geração de sinais dentro da faixa de 250kHz até 2.7GHz com um controle de potência que começa em -145dBm até +10dBm. Este também possui uma característica especial com relação a estabilidade do relógio que conta com um oscilador à cristal e que funciona com um controle de temperatura para prover uma estabilidade de frequência de ± 20 ppm e uma precisão de frequência de ± 50 ppb. Este esquema de estabilização por controle de temperatura assegura um nível excelente de precisão sobre uma variação de temperatura de 0 até 55°C. Esta característica é importante para muitas aplicações, especialmente em ambientes industriais em que a estabilidade de operação sobre uma faixa com variação de temperaturas é crítica.

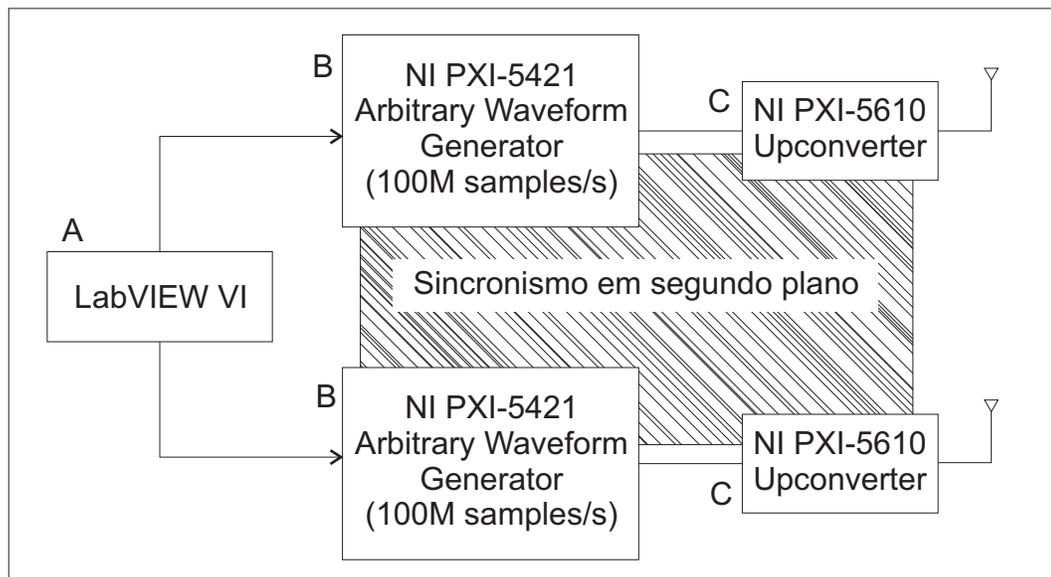


Fig. 4.2: Topologia de Hardware do Transmissor.

4.1.2 Transmissão: Ponte entre Software e Hardware

A Figura 4.2 ilustra o diagrama de blocos que interliga a parte de software e os módulos do hardware. O bloco “LabVIEW VI”, indicado pela letra **A**, é um instrumento virtual, criado por software, orientado para transmissão. Este instrumento virtual é um software criado em LabVIEW para controlar os módulos de Hardware. O “*Arbitrary Waveform Generator*”, indicado pela letra **B**, é um conversor digital para analógico. O “*Upconverter*”, indicado pela letra **C**, é um modulador que transpõe a frequência de um sinal de entrada para uma outra de saída. A região hachurada no fundo das estruturas representa um sistema que atua em segundo plano. Este sistema é responsável por manter o sincronismo de todos os subsistemas a partir de uma única referência interna gerada a partir de um *clock* de 10MHz. Esta linha de temporização é comum para toda a estrutura e afeta todos os módulos que estão ligados no barramento.

4.1.3 Interface de Recepção

O equipamento usado como interface de recepção foi um analisador vetorial de sinais. Este equipamento, modelo PXI-5661[32], possui como característica uma especificação de frequência máxima de entrada de RF de 2.7GHz que é possibilitada por um demodulador *Downconverter*. O *Downconverter* recebe um sinal em alta frequência pela antena e entrega em sua saída um sinal transposto para um sinal em banda passante centrado em uma frequência intermediária de 15MHz. Existe um aspecto interessante no sistema que pode-se optar pela utilização de um Conversor de FI para banda base de dois modos. No primeiro modo o digitalizador utiliza uma subestrutura interna

(DDC - *Digital Downconverter*) que entrega o sinal transposto para banda base diretamente para o software de rádio. O segundo modo o digitalizador faz a amostragem do sinal em FI e o software fica encarregado de realizar a transposição do sinal em banda passante para banda base. A vantagem de se utilizar o primeiro modo está relacionado com o ganho que se tem com a velocidade de manipulação da carga de dados trafegada pelo barramento entre o PC e o módulo. A utilização do primeiro modo permite um volume de dados trafegados bem menor. Esta funcionalidade é importante para aplicações que necessitam de um sequenciamento de dados com uma resposta rápida no tempo para aplicações de SDR, processamento em tempo-real ou aplicações de monitoramento de espectro.

O NI PXI-5661 também vem com um pacote especial de ferramentas chamado de NI Spectral Measurements Toolkit o qual provê medidas tais como espectro de potência, potência e frequência de pico, potência in-band, potência do canal adjacente e largura de banda ocupada. Além disso, este oferece capacidades vetoriais como espectrograma 3D, dados I/Q pra análise de modulação, e funções para análise de modulação analógica. É possível também usar o pacote de ferramentas NI Modulation Toolkit para analisar formatos de modulação padrão.

O PXI-5661 inclui 256MB de memória *on-board*. Com esta memória, pode-se adquirir acima de 128 milhões de amostras reais de 16-bits ou 64 milhões de amostras complexas. O PXI-5661 usa um barramento mestre característico do NI MITE ASIC para mover os dados para a memória do computador em alta velocidade. Devido ao ASIC realizar funções de gerenciamento de memória todo o poder de computação pode ser reservado para a análise de dados.

O relógio de referência do PXI-5661 pode ser sincronizado em uma de três fontes disponíveis: o relógio interno, um relógio externo ou o backplane PXI. Usando o PXI backplane pode-se sincronizar entre duas ou mais unidades do PXI-5661 sem o uso de cabos. Pode-se sincronizar o PXI-5661 com uma fonte externa usando os painéis frontais. O PXI-5661 pode importar e exportar triggers TTL de um barramento PXI de trigger, o PXI star trigger line, ou do painel frontal por um conector SMB. O PXI-5661 também inclui um *burst power trigger* com o qual pode-se disparar uma aquisição baseada na potência dentro da largura de banda configurada.

Com a funcionalidade de downconversion digital (DDC) do PXI-5661, você pode adquirir sinais por muito menos do que uma taxa total de digitalização. Pelos canais de downconversion de até 20MHz de largura de banda para banda base, o PXI reduz dramaticamente a taxa de amostragem necessária para adquirir estes sinais. Esta característica resulta em um melhoramento da capacidade de saída para muitas aplicações. Por exemplo, se você quer adquirir um sinal com 200kHz de largura de banda centrado em 900MHz, a taxa a qual as amostras podem ser armazenadas serão abaixo de 250ks/s.

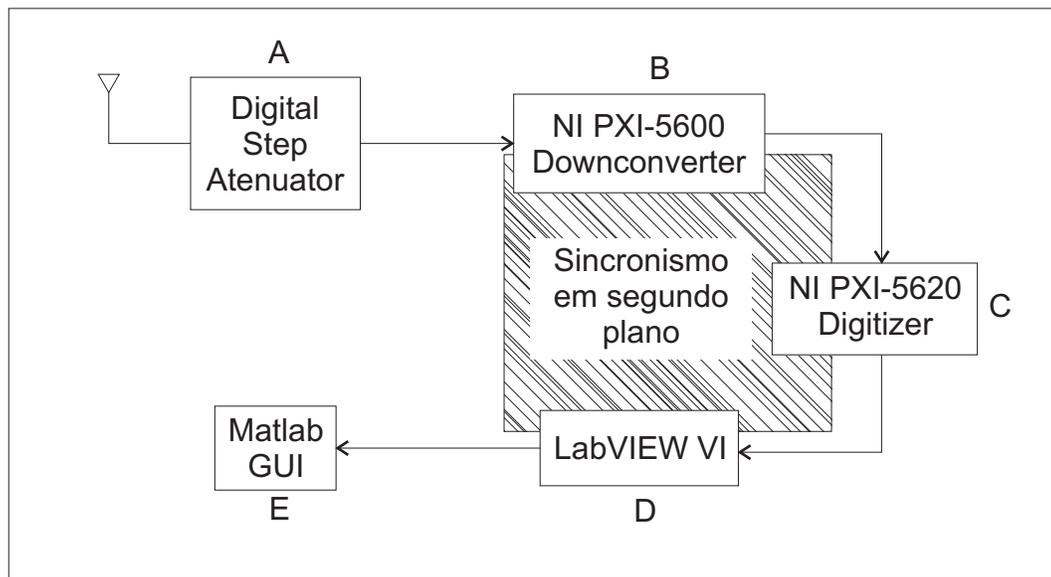


Fig. 4.3: Topologia de Hardware do Receptor.

4.1.4 Recepção: Ponte entre Hardware e Software

A Figura 4.3 ilustra o diagrama de blocos que interliga a parte de software e os módulos do hardware. O bloco “*Digital Step Atenuator*”, indicado pela letra **A**, é um pequeno dispositivo responsável pela atenuação do sinal de entrada. Este pode atenuar em passos de 1dB totalizando uma atenuação de 15dB. Este atenuador foi muito importante durante os procedimentos experimentais. Sempre quando se inicia um experimento há um tempo para que os equipamentos estabilizem o funcionamento. Sempre que há uma mudança de parâmetro, seja para modificação da atenuação ou frequência de operação, este tempo de estabilização é levado em conta. Como o atenuador é externo, o parâmetro de atenuação pode ser modificado sem desarmar o sistema. Assim, pelo menos com o parâmetro de atenuação, recupera-se o tempo perdido com a estabilização. O “*Downconverter*”, indicado pela letra **B**, é um demodulador que transpõe a frequência de um sinal de entrada para uma outra de saída. O “*Digitizer*”, indicado pela letra **C**, é um conversor analógico para digital. O bloco “*LabVIEW VI*”, indicado pela letra **D**, é um instrumento virtual, criado por software, orientado para recepção. O “*Matlab GUI*” é a parte do sistema responsável pelo processamento do sinal e apresentação dos dados para o usuário. Note que no receptor também há uma região hachurada no fundo das estruturas e também representa uma estrutura que atua em segundo plano. Esta estrutura é responsável por manter o sincronismo de todos os subsistemas a partir de uma única referência interna gerada a partir de um *clock* de 10MHz. Esta linha de temporização é comum para toda a estrutura e afeta todos os módulos que estão ligados no barramento.

4.2 Resultados

4.3 Desempenho do Rastreamento de Portadora

Aqui demonstramos a importância de haver sincronismo entre o transmissor e o receptor para garantir o funcionamento de um enlace de comunicação. Para relembrar, definimos na seção 3.2.1 que a saída do Downconverter entrega um sinal banda passante centrado em uma frequência intermediária (FI). Esta frequência pode ser aferida por instrumentos de medição. Ao utilizar um sistema de malha aberta, isto é, configurar a frequência manualmente no oscilador local do receptor, conseguimos o diagrama de constelação ilustrado pela Figura 4.4.

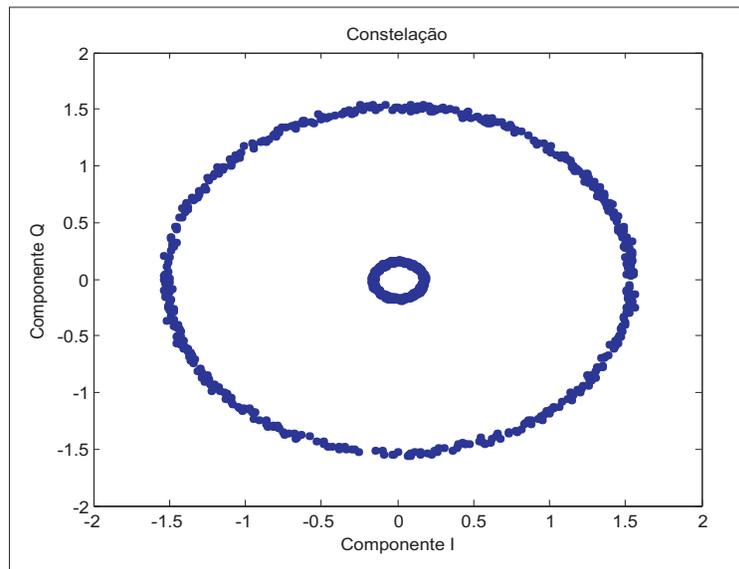


Fig. 4.4: Teste de convergência para uma constelação Alamouti em malha aberta.

Note no gráfico uma formação de dois círculos concêntricos representados por pontos. Os pontos são os símbolos recuperados e estes formam um círculo devido à diferença de frequências entre o transmissor e o receptor. Este fenômeno é conhecido como movimentação linear de fase conforme discutido na seção 2.4. Ao aplicar o algoritmo de rastreamento de fase *Costas Loop* os símbolos detectados convergem para somente um ponto. A Figura 4.5 ilustra o funcionamento do algoritmo *Costas Loop*.

Observe que o algoritmo faz com que os símbolos caminhem para um ponto fixo e isto ilustra que o algoritmo consegue rastrear a portadora corrigindo o erro de frequência e o erro de fase.

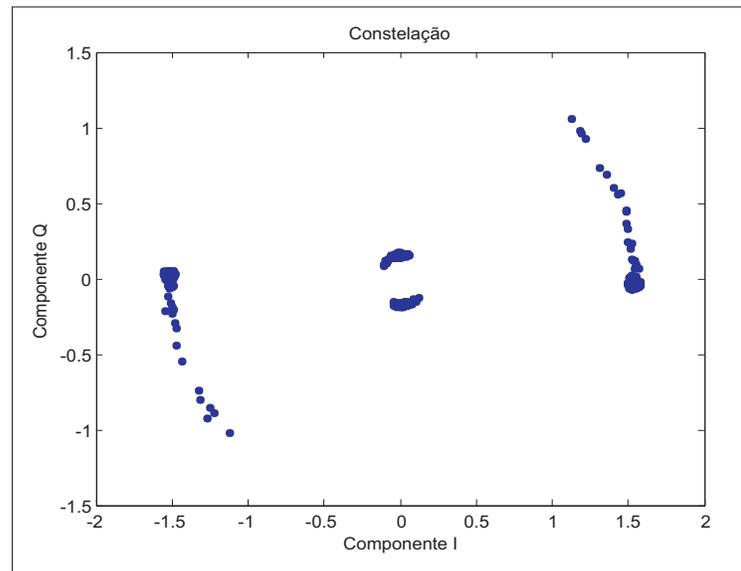


Fig. 4.5: Teste de convergência para uma constelação Alamouti usando o Algoritmo Costas Loop.

4.4 Desempenho da Estimação de Canal

Nesta seção realizou-se testes no algoritmo de estimação de canal para verificar o desempenho. O algoritmo é alimentado por dados de um canal conhecido e observa-se o comportamento da saída durante o regime de estabilização. Como passo de atualização usou-se $\mu = 0.05$ e uma SNR= 10 dB. A Figura 4.6 mostra o gráfico da convergência da estimação para um canal definido como $h_0 = 0.9e^{j\pi/3}$ e a Figura 4.7 mostra o gráfico da convergência da estimação para um canal definido como $h_1 = 0.6e^{-j\pi/2}$.

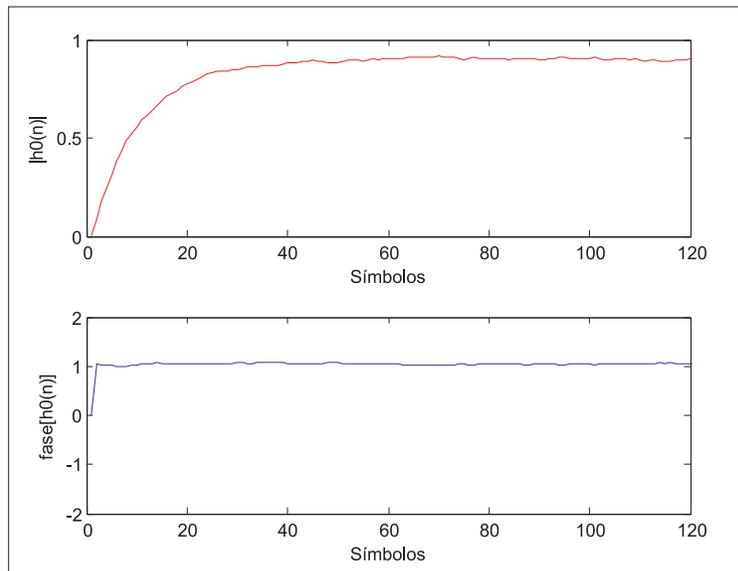


Fig. 4.6: Teste de convergência do canal h_0 para $\mu = 0.05$.

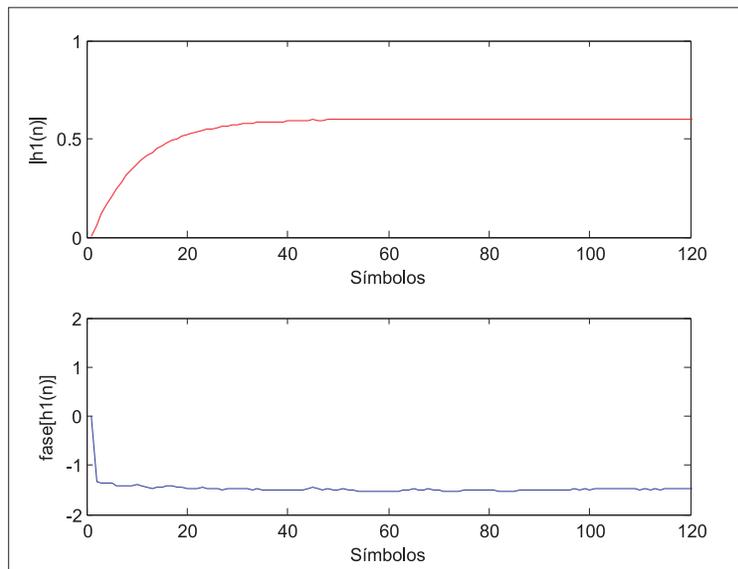


Fig. 4.7: Teste de convergência do canal h_1 para $\mu = 0.05$.

Note que para esta situação o custo de símbolos para atingir a convergência de canal é de 20. O desempenho da convergência é diretamente dependente do passo de atualização μ . Para um passo de atualização maior o tempo de convergência diminui. O efeito colateral deste aumento resulta em uma estimação menos estável e que oscila em torno do valor real. Observe as Figuras 4.8 e 4.9 que apresentam o experimento utilizando um $\mu = 0.5$.

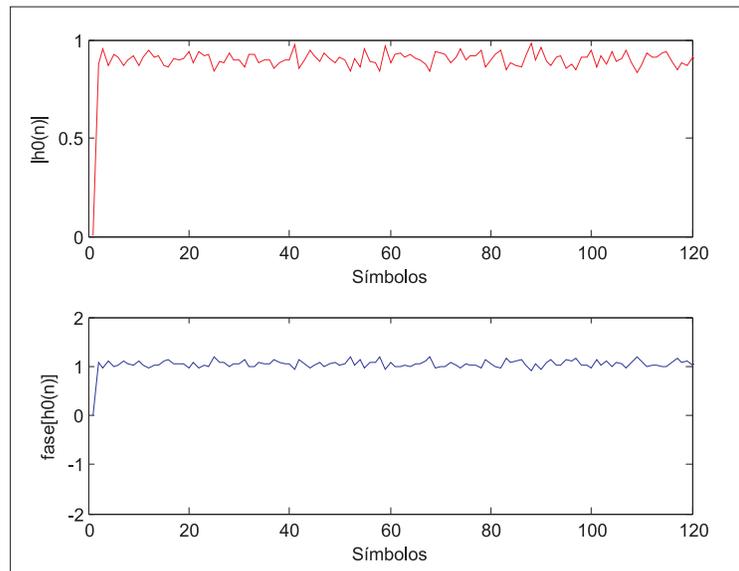


Fig. 4.8: Teste de convergência do canal h_0 para $\mu = 0.5$.

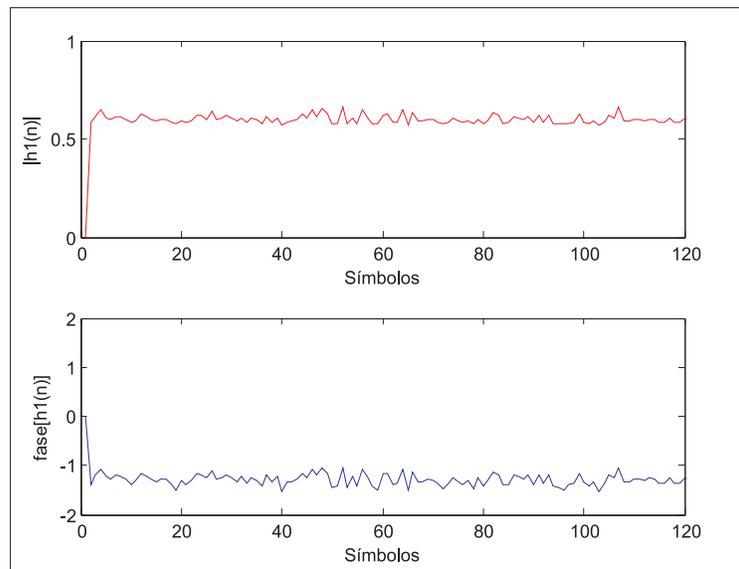


Fig. 4.9: Teste de convergência do canal h_1 para $\mu = 0.5$.

Outro experimento que mostrou-se interessante foi a influência da potência de ruído no sistema. Aumentando a potência de ruído em +6 dB e mantendo o mesmo passo houve uma degradação perceptível no rastreamento do canal com relação a fase mas a convergência foi mantida na mesma quantidade de símbolos. Observe estes resultados nos gráficos das Figuras 4.10 e 4.11.

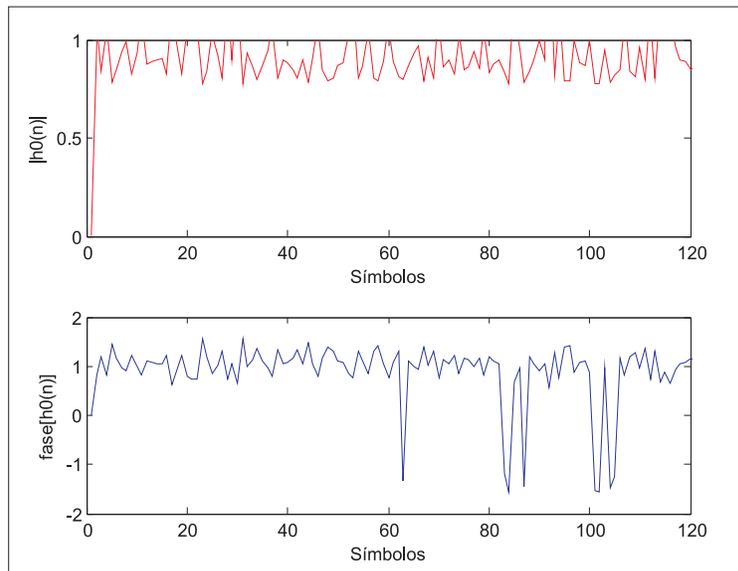


Fig. 4.10: Teste de convergência do canal h_0 para $\mu = 0.05$ e +6dB ruído

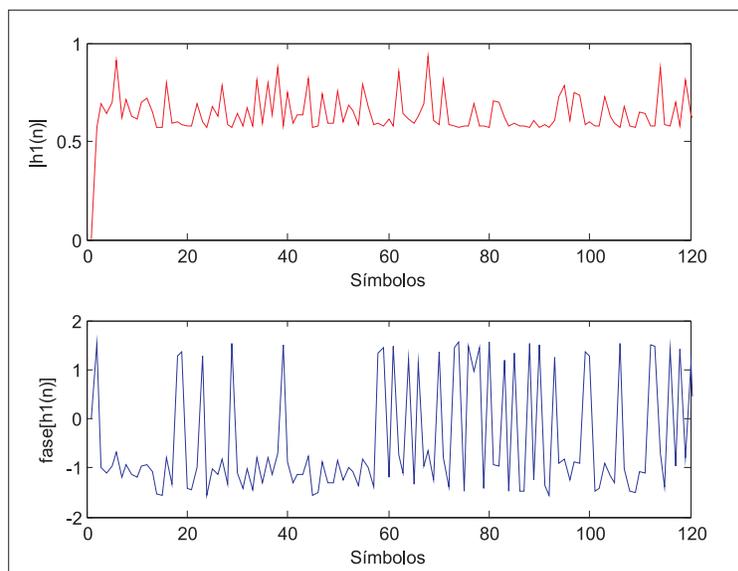


Fig. 4.11: Teste de convergência do canal h_1 para $\mu = 0.05$ e e +6dB ruído

4.5 Probabilidade de Erro de Bit x SNR

A primeira etapa de experimentos visou comprovar o funcionamento do sistema. Neste momento o transmissor e o receptor foram colocados em pontos fixos em uma sala com espalhadores imóveis. Visto que a potência do sinal não varia devido a ausência de movimentação que causa o desvanecimento, espera-se um desempenho de probabilidade de erro de bit em relação a SNR como uma curva AWGN dada pela seguinte equação:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (4.1)$$

Neste modelo consideramos o uso de um alfabeto *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) para o esquema de modulação considerando um ruído Gaussiano Aditivo Branco.

Em sequência, foram realizados dois testes para avaliar o funcionamento do sistema. O primeiro teste usou-se um cabo conectando o transmissor com o receptor diretamente. Para analisar diversos valores de SNR, o receptor contou com um atenuador programável que permite atenuar o sinal de um valor desejado. O objetivo deste primeiro teste era o de avaliar o sistema sem a presença da degradação do canal. A resposta esperada para este primeiro teste foi uma curva AWGN, como é apresentado na Figura 4.13, que significa um canal constante e sem desvio de fase. No segundo teste o cabo foi removido e substituído por antenas omni-direcionais. Neste segundo teste, considerando a transmissão do sinal em ponto fixo, esperava-se também a ocorrência de uma curva AWGN, ilustrado pela Figura 4.12, que, indiretamente, comprova o funcionamento das estruturas de estimação de canal e recuperação da frequência de portadora.

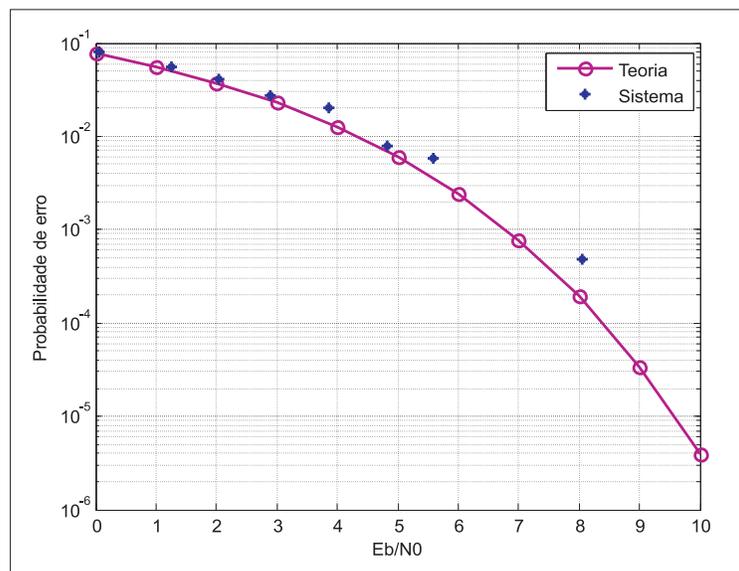


Fig. 4.12: Probabilidade de erro de bit com antenas.

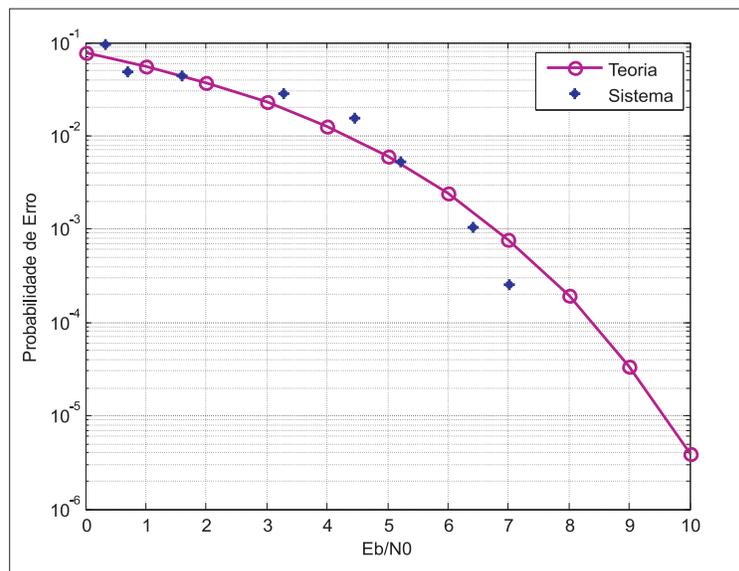


Fig. 4.13: Probabilidade de erro de bit sem antenas.

Capítulo 5

Considerações finais

5.1 Conclusão

Neste trabalho vimos que o desenvolvimento de uma aplicação para a comunicação em *wireless* engloba uma grande quantidade de partes que devem funcionar em conjunto. Enfatizou-se aqui a importância do conhecimento nesta área para se conseguir atingir o objetivo de prover uma comunicação confiável e de alta taxa de transmissão de dados. Assim, para ter um conhecimento completo sobre como um enlace funciona, sentimos a obrigação de explicar conceitos sobre o modelo canal a partir do nível mais fundamental. À medida em que o assunto teórico evoluiu fomos acrescentando mais detalhes a este modelo de canal.

Em seguida, fizemos uma breve discussão sobre comunicação MIMO e enfatizamos o assunto de maior importância do trabalho: O esquema de comunicação Alamouti 2x1. Sabe-se que este esquema foi escolhido devido a simplicidade de implementação e, também, devido ao pequeno custo de processamento. Também nós aprofundamos na discussão teórica deste esquema de comunicação deixando um pouco mais evidente o porque de suas vantagens.

Houve outro esforço grande sobre a parte de sincronismo e temporização. Como foi observado na discussão da seção 2.4 uma aplicação real funciona de maneira adequada somente na presença de um subsistema que mantém a mesma base de tempo entre as pontas do enlace de comunicação. Desta forma, fica evidente que este assunto é de grande importância e é a justificativa de ser tomado uma grande parte do trabalho. Discutimos três possíveis sistemas de rastreamento de portadora e optou-se pelo *Costas Loop* por apresentar um bom desempenho e ter uma implementação mais simples.

Um outro aspecto mostrado neste trabalho se relaciona com a necessidade experimental da pesquisa e esta foi a principal motivação para este trabalho. Vários aspectos de um sistema de comunicação foram empregados tais como o planejamento de filtro de transmissão e recepção e a escolha de um formato de pulso adequado para a comunicação *Wireless*. Além disso, mostramos que

a aplicação direta destes conceitos deve primeiro ser avaliada com relação ao problema do domínio contínuo e discreto.

Entretanto, nota-se a partir de então a necessidade de utilizar os conceitos de *Software Defined Radio*. Ganha-se a vantagem da flexibilidade e isto permite avaliar uma infinidade de parâmetros sem ter que arcar com o processo moroso de reformulação de um projeto. Portanto, assim fizemos ao avaliar o desempenho de estruturas como rastreamento do estado de canal, rastreamento de fase e portadora, codificação e decodificação Alamouti.

É necessário também destacar o papel fundamental dos equipamentos que possibilitaram a realização deste trabalho. Felizmente, estes já contavam com uma estrutura baseada em rádio definido por software de acordo com o que é discutido na seção 4.1. Sem este importante ponto de partida e, sem importantes ferramentas de análise (MatLab e LabVIEW), não seria possível a realização dos experimentos deste trabalho.

5.2 Trabalhos Futuros

Devido à flexibilidade para a realização de testes a partir deste sistema de comunicação, pode-se indicar as seguintes sugestões para futuras linhas de pesquisa:

- Atualização para um sistema de comunicação de testes para uma configuração MIMO 4x4.
- Testes com sistemas MIMO com cooperação (MIMO Relay).
- Análise da comunicação *Wireless* em ambientes *indoor* com espalhadores móveis.
- Análise da comunicação *Wireless* em ambientes *indoor* com transmissor ou receptor móvel.
- Transmissão MIMO baseado em OFDM.

Referências Bibliográficas

- [1] G.J. Foschini and M.J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *IEEE Transactions on Education*, (6):311–335, 1998.
- [2] Markus Dilinger, Kambiz Madani, and Nancy Alonistioti. *Software Defined Radio: Architectures, Systems and Functions*. MIT Press, 2003.
- [3] SDR4all (Software Defined Radio for All. Main information site, SDR4All. <http://www.sdr4all.org/>.
- [4] M.N.O. Sadiku. *Elements of electromagnetics*. Oxf ser Elec Series. Oxford University Press, 2010.
- [5] H. Hutchinson. Short period sky-wave fading of cw emissions. *IEEE Antennas and Propagation*, 4(1):46, 1952.
- [6] D.G. Kiely and W.R Carter. An experimental study of fading in propagation at 3-cm wavelength a sea path. *IEEE Proceedings of the IRE*, 99(1234):53–60, 1952.
- [7] R. Riddle and C. Ammerman. A preliminary study of fading of 100 megacycle fm signals. *IEEE Antennas and Propagation*, 2:30–34, 1954.
- [8] F.H. Dickson, J.J. Egli, J.W. Herbstreit, and G.S. Wickizer. Large reductions of vhf transmission loss and fading by the presence of a mountain obstacle in beyond-line-of-sight paths. *IEEE Proceedings of the IRE*, 41:967–969, 1953.
- [9] Bernard Sklar. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, 2001.
- [10] David Tse and Pramod viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [11] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near shanon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes. *IEEE International Conference on Communications*, 2(9105279):1064–1070, 1993.

- [12] M. O. Damen, A. Safavi, , and K. Abed-Meriam. On cdma with space-time codes over multipath fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(1):10–19, 2003.
- [13] D. Reynolds, X. Wang, and H. V. Poor. Blind adaptive space-time multiuser detection with multiple transmitter and receiver antennas. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(6):1261 – 1276, June 2002.
- [14] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Transactions on Education*, 16(8):1451 – 1458, October 1998.
- [15] C. Richard Johnson, Jr., and William A. Sethares. *Telecommunication Breakdown*. Pearson Education, 2003.
- [16] S.A. Tretter. *Communication system design using DSP algorithms: with laboratory experiments for the TMS320C6701 and TMS320C6711*. Information technology: transmission, processing, and storage. Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2003.
- [17] John R. Barry, Edward A. Lee, and David G. Messerschmitt. *Digital Communication*. Kluwer Academic Publishers.
- [18] Reinhold Ludwig and Pavel Bretchko. *RF Circuit Design - Theory and Applications*. Prentice-Hall, 2007.
- [19] Mikko Alatossava, Lassi Henlilä, Veli-Matti Holappa, and Juha Meinilä. Comparison of outdoor to indoor and indoor to outdoor mimo propagation characteristics at 5.25 ghz. *Vehicular Technology Conference*, page 445, April 2007.
- [20] A. Gupta, A. Forenza, and Jr. Heath, R.W. 'Rapid MIMO-OFDM software defined radio system prototyping'. In *Signal Processing Systems, 2004. SIPS 2004. IEEE Workshop on*, pages 182 – 187, oct. 2004.
- [21] K.A. Agha and C.G. Omidyar. *The proceedings of the fifth IFIP-TC6 International Conference on Mobile and Wireless Communications Networks: Singapore, 27-29 October 2003*. World Scientific Pub. Co., 2003.
- [22] D. Ramirez, I. Santamaria, J. Perez, J. Via, A. Tazon, J.A. Garcia-Naya, T.M. Fernandez-Carames, M. Gonzalez Lopez, H. Perez-Iglesias, and L. Castedo. 'A Flexible Testbed for the Rapid Prototyping of MIMO Baseband Modules'. In *Wireless Communication Systems, 2006. ISWCS '06. 3rd International Symposium on*, pages 776 –780, sept. 2006.

- [23] E. Aschbacher, S. Caban, C. Mehlfuhrer, G. Maier, and M. Rupp. 'Design of a flexible and scalable 4 times;4 MIMO testbed'. In *Digital Signal Processing Workshop, 2004 and the 3rd IEEE Signal Processing Education Workshop. 2004 IEEE 11th*, pages 178 – 181, aug. 2004.
- [24] Sebastian Caban, Christian Mehlführer, Robert Langwieser, Arpad L. Scholtz, and Markus Rupp. 'Vienna MIMO testbed'. *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, 2006:142–142, January 2006.
- [25] M. Gans. The effect of gaussian error in maximal ratio combiners. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(4):492, 1971.
- [26] M. Patzold. Mobile radio channel models for present and future wireless communication systems. *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, (1):79, 2008.
- [27] J.K. Cavers. An analysis of pilot symbol assisted modulation for rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40(4):686–693, November 1991.
- [28] S. Sampei and T. Sunaga. Rayleigh fading compensation method for 16 qam in digital land mobile radio channels. *IEEE Vehicular Technology Conference, San Francisco, CA*, pages 640–646, 1989.
- [29] LabVIEW Tutorial Manual. Manual, National Instruments, 2000. <http://www.ni.com/pdf/manuals/320998a.pdf>.
- [30] MATLAB Getting Started Guide. Manual, The MathWorks. www.mathworks.com/help/pdf_doc/matlab/getstart.pdf.
- [31] NI PXI-5671 - RF Vector Signal Generator. Manual de hardware, National Instruments. http://www.ni.com/pdf/manuals/5671_UM.pdf.
- [32] NI PXI-5661 - Especificações. Especificações de hardware, National Instruments. <http://www.ni.com/pdf/manuals/374421c.pdf>.