

GUSTAVO CORRÊA LIMA

**ESTUDO DE TÉCNICAS DE FORMATAÇÃO DE
FEIXE PARA TRANSMISSÃO OFDM**

**FLORIANÓPOLIS
2004**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELETRICA**

**ESTUDO DE TÉCNICAS DE FORMATAÇÃO DE
FEIXE PARA TRANSMISSÃO OFDM**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

GUSTAVO CORRÊA LIMA

Florianópolis, Junho de 2004

ESTUDO DE TÉCNICAS DE FORMATAÇÃO DE FEIXE PARA TRANSMISSÃO OFDM

Gustavo Corrêa Lima

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Comunicações e Processamento de Sinais*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.
Orientador

Denizar Cruz Martins, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.
Presidente

Richard Demo Souza, Dr.

Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D

Walter Pereira Carpes Jr., Dr.

Leonardo Silva Resende, Dr.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ESTUDO DE TÉCNICAS DE FORMATAÇÃO DE FEIXE PARA TRANSMISSÃO OFDM

Gustavo Corrêa Lima

Julho/2004

Orientador: Carlos Aurélio Faria da Rocha.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais.

Palavras-chave: OFDM, Antenas Inteligentes, Algoritmos Adaptativos, Formatação de Feixe.

Número de Páginas: 116

RESUMO: Esta dissertação apresenta um estudo do comportamento de diversos algoritmos adaptativos capazes de realizar a formatação de feixe em uma transmissão OFDM. A técnica de transmissão/recepção OFDM envolve sinais tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, o que possibilita o emprego de dois métodos de estimação do vetor de coeficientes responsável pela formatação de feixe. O primeiro método realiza a estimação no domínio temporal, necessitando de apenas uma FFT e uma IFFT no processo de recepção. O segundo método realiza a estimação no domínio da frequência e exige uma FFT para cada antena do arranjo. Cada um dos métodos apresenta seus prós e contras em diferentes situações de canal. Portanto, para cada método, situação e algoritmo utilizado, é interessante obter o comportamento do algoritmo, permitindo assim fazer uma comparação entre eles. Outro importante resultado obtido das simulações é a comparação entre um sistema de único usuário, utilizando uma antena, e um sistema multiusuário empregando múltiplas antenas. São apresentadas ainda duas novas proposições para a melhoria de formadores de feixe no domínio temporal. A primeira proposta melhora o comportamento desse tipo de formatação em situações em que o canal é seletivo em frequência, fazendo uso da informação do equalizador de canal que geralmente existe em uma recepção OFDM. A segunda proposição reduz o ruído gerado pelas subportadoras de dados em um sistema que emprega somente algumas subportadoras piloto na estimação do formador de feixe, e que utilize os algoritmos RLS ou DMI.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

A STUDY OF BEAMFORMING TECHNIQUES FOR OFDM TRANSMISSION

Gustavo Corrêa Lima

July/2004

Advisor: Carlos Aurélio Faria da Rocha.

Area of Concentration: Communications and Signal Processing.

Keywords: OFDM, Smart Antennas, Adaptive Algorithms, Beamforming.

Number of Pages: 116

ABSTRACT: This dissertation presents a study of the behavior of several adaptive algorithms that are able to perform beamforming for an OFDM transmission. The OFDM transmission/reception technique involves signals in the time domain as well as in the frequency domain. This enables two methods for estimating the vector's coefficients which are responsible for the beamforming. The first method performs the estimation in the time domain, requiring only one FFT and one IFFT for the reception process. The second method performs the estimation in the frequency domain and requires one FFT for each antenna of the array. Each of the methods has its advantages and disadvantages, depending on the channel. Therefore, for each method, situation and algorithm employed, it is necessary to know the behavior of the algorithm, thereby allowing a comparison among them. Another interesting assessment made possible through simulations is the comparison between a single user system employing only one antenna, and a multiuser system employing an antenna array. Moreover, two new propositions are presented in order to enhance the behavior of the time domain beamforming. The first proposition enhances the performance of this type of beamforming in selective channel situations, utilizing the same information that is usually present in the channel equalizer of an OFDM receptor. The second proposition reduces the noise generated by the data subcarriers in a system that employs only a few pilot subcarriers for the beamforming vector estimation, when using the RLS or the DMI algorithm.

Glossário

- AMBER – *Adaptive Minimum Bit Error Rate* (Mínima Taxa de Erro de Bit).
- AWGN – *Additive White Gaussian Noise* (Ruído Branco Aditivo Gaussiano).
- BER – *Bit Error Rate* (Taxa de Erro de Bit).
- CDMA – *Code Division Multiple Access* (Múltiplo Acesso por Divisão de Códigos).
- CMA – *Constant Modulus Algorithm* (Algoritmo do Módulo Constante).
- CP – *Cyclic Prefix* (Prefixo Cíclico).
- DMI – *Direct Matrix Inversion*.
- DOA – *Direction of Arrival* (Direção de Chegada).
- FFT – *Fast Fourier Transform* (Transformada Rápida de Fourier).
- GSC – *Generalized Sidelobe Canceller*.
- ICI – *Intercarrier Interference* (Interferência Interportadora).
- IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform* (Transformada Inversa Rápida de Fourier).
- ISI – *Intersymbol Interference* (Interferência Intersimbólica).
- LMS – *Least Mean Square*.
- MBER – *Minimum Bit Error Rate* (Mínima Taxa de Erro de Bit).
- MMSE – *Minimum Mean Square Error* (Mínimo Erro Médio Quadrático).
- MC – *Multicarrier* (Multiportadora).
- MC-CDMA – *Multicarrier Code Division Multiple Access*.
- OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais).
- PAPR – *Peak-to-Average Power Ratio* (Razão entre Potências de Pico e Média).
- QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*.
- RLS – *Recursive Least Squares*.
- SNR – *Signal-to-Noise Ratio* (Razão Sinal-Ruído).

Símbolos

A^H – Conjugado Transposto da Matriz A (Hermitiana de A).

$C = A \odot B$ – Produto de Hadamard entre as matrizes A e B , ($C_{ij} = A_{ij} B_{ij}$)

$\mathbb{F}(\bullet)$ – Transformada de Fourier

$FFT(\bullet)$ - Transformada Rápida de Fourier (Discreta)

$IFFT(\bullet)$ - Transformada Inversa Rápida de Fourier (Discreta)

Sumário

1 – Introdução	1
1.1 – Organização da dissertação	2
1.2 – Objetivo	3
1.3 – Evolução Histórica.....	4
1.4 – O canal rádio-móvel	8
1.4.1 – Ruído Branco Aditivo com Distribuição Gaussiana (Additive White Gaussian Noise – AWGN).....	8
1.4.2 – Interferência intersimbólica (ISI).....	9
1.4.3 – Efeito Doppler.....	10
1.5 – Modelos de Canal	12
1.5.1 – Canal Estático Plano	12
1.5.2 – Canal Quase-Estático Plano	12
1.5.3 – Canal Estático Seletivo em Frequência.....	13
1.5.4 – Canal Quase-Estático Seletivo em Frequência.....	13
1.5.5 – Modelo de Jakes.....	13
2 – Introdução a OFDM	15
2.1 – Introdução à Comunicação Digital	16
2.2 – Geração do símbolo OFDM.....	20
2.2.1 – O Prefixo Cíclico (Cyclic Prefix – CP)	22
2.3 – Efeitos da ISI sobre o sinal recebido em um canal invariante no tempo.....	24
2.4 – Conseqüências do efeito Doppler na transmissão OFDM	29
2.5 – Estimação e equalização de canal	32

2.6 – Redução de PAPR.....	36
2.7 – Janelamento	39
2.8 – Bit Loading.....	41
2.9 – Resumo do capítulo	41
3 – Introdução às Comunicações Sem-fio Espaciotemporais	42
3.1 – Diferenças entre arranjos defasados e arranjos de diversidade	42
3.1.1 – Arranjos de Diversidade	44
3.2 – Arranjos formatadores de feixe	46
3.2.1 – Arranjos de antenas.....	46
3.2.2 – Aliasing Espacial em um Arranjo Linear Uniforme.....	52
3.3 – Antenas Adaptativas	53
3.4 – Formação de feixe com seqüência de treinamento.....	56
3.4.1 – Minimização do erro médio quadrático (MMSE) e o algoritmo DMI ...	57
3.4.2 – Algoritmo LMS	58
3.4.3 – Algoritmo RLS	59
3.5 – Minimização da probabilidade de erro de bit (MBER).....	61
3.5.1 – Algoritmo MBER adaptativo baseado em blocos de dados.....	63
3.5.2 – Algoritmos MBER adaptativos.....	64
3.6 – Formação de feixe com direção de chegada dos sinais conhecida	66
3.7 – Formação de feixe autoidata	69
3.8 – Conclusão	71
4 – Formação de Feixe em Transmissões OFDM.....	72

4.1 – Modelo do Sinal Recebido.....	72
4.2 – Formatador de feixe no domínio do tempo	74
4.2.1 – Algoritmo LMS	75
4.2.2 – Algoritmo RLS	77
4.2.3 – Algoritmo AMBER.....	80
4.2.4 – Estrutura GSC	81
4.2.5 – Algoritmo Autodidata CMA	82
4.3 – Formatador de feixe no domínio da frequência.....	82
4.4 – Conclusões	84
5 – Resultados e Simulações.....	85
5.1 – Situação 1 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para um canal estático plano	86
5.1.1 – Estudo do efeito do ruído introduzido pelas subportadoras piloto em uma formatação de feixe no domínio do tempo.....	86
5.1.2 – Comparação entre os algoritmos para formatação de feixe no domínio temporal e formatação de feixe no domínio da frequência	88
5.2 – Situação 2 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para um canal quase-estático plano	92
5.3 – Situação 3 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para canais seletivos em frequência estáticos e quase-estáticos.....	94
5.3.1 – Estudo do efeito do ruído introduzido pela seletividade em uma formatação de feixe no domínio do tempo.....	95
5.3.2 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para canais seletivos.....	99
5.4 – Situação 4 – Formatadores de feixe baseados na minimização da BER.....	102
5.4.1 – Comparação entre situações onde o número de antenas do arranjo é igual ao número de usuários.....	104
5.4.2 – Comparação entre situações onde o número de antenas do arranjo é inferior ao número de usuários.....	105

5.5 – Conclusões	107
6 – Conclusões Finais.....	109
Trabalhos futuros.....	111
Bibliografia	112

Lista de Figuras

Figura 1.1 – O efeito multipercurso	9
Figura 1.2 – Desvanecimento para um terminal móvel viajando a 120 Km/h, $f_c=900$ MHz	11
Figura 2.1 – Densidade Espectral de Potência de uma Transmissão QAM ($R_{S2}=2 \cdot R_{S1}$)	17
Figura 2.2 – Comparação entre Transmissões QAM e multiportadora sobre canal seletivo	18
Figura 2.3 – Espectro de Frequências de uma Transmissão OFDM	20
Figura 2.4 – Diagrama Básico de uma Modulação OFDM.....	22
Figura 2.5 – Transmissão OFDM em ambiente multipercurso sem CP.....	23
Figura 2.6 – Transmissão OFDM em ambiente multipercurso com CP	23
Figura 2.7 – Perfis de potência para dois canais exponencialmente atenuados ($D=32$ e $D=5$).....	25
Figura 2.8 – Desempenho de um sistema OFDM com codificação	26
Figura 2.9 – Probabilidade de erro de bit irreduzível para diferentes comprimentos de CP e número de subportadoras utilizadas.	27
Figura 2.10 – Probabilidade de erro de bit irreduzível para diferentes espalhamentos de atraso RMS normalizados e número de subportadoras utilizadas.	28
Figura 2.11 – Máxima razão sinal-interferência possível em uma transmissão OFDM sobre canal variante no tempo.....	30
Figura 2.12 – Probabilidade de erro de bit irreduzível para uma transmissão OFDM com modulação QPSK sobre um canal variante no tempo.	31
Figura 2.13 – Desempenho de diferentes técnicas de estimação de canal para uma transmissão OFDM sobre diferentes modelos canais e números de subportadoras piloto (N_p) utilizadas.....	35
Figura 2.14 – Densidade espectral de potência para uma transmissão OFDM.....	40
Figura 3.1 – Exemplo de um sistema de comunicação espaciotemporal.	43
Figura 3.2 - Probabilidade de erro de diferentes técnicas de diversidade	45
Figura 3.3 – Diagrama de irradiação de um dipolo de meia onda.....	47

Figura 3.4 – Diferentes configurações de arranjos de antenas	48
Figura 3.5 – Arranjo linear uniforme.....	48
Figura 3.6 – Diagrama do formatador de feixes.....	51
Figura 3.7 – Arranjo circular uniforme.	51
Figura 3.8 – Formataadores de feixe fixos.....	54
Figura 3.9 – Diagrama de uma formatação de feixe com seqüência de treinamento	56
Figura 3.10 – Comparação da BER para diferentes algoritmos baseados na BER	66
Figura 3.11 – Estrutura GSC	67
Figura 4.1 – Estrutura de um formatador de feixe no domínio do tempo.	75
Figura 4.2 – Filtro utilizado no processo de pré-filtragem.....	80
Figura 4.3 – Formatador de feixe no domínio da freqüência	83
Figura 5.1 - Arranjo de antenas utilizado	85
Figura 5.2 – DOA's dos usuários	85
Figura 5.3 – Comparação entre algoritmos com e sem pré-filtragem ($N_p=8$; SNR=5 dB)..	87
Figura 5.4 – Comparação entre algoritmos com e sem pré-filtragem ($N_p=32$; SNR=5 dB)	87
Figura 5.5 – Comparação dos algoritmos RLS e LMS nos domínios temporal e freqüencial para um canal estático plano ($N_p=256$; SNR=5dB).....	89
Figura 5.6 – Comparação dos algoritmos DMI, GSC e CMA nos domínios temporal e freqüencial para um canal estático plano ($N_p=256$;SNR=5dB).....	89
Figura 5.7 – Comparação entre os algoritmos RLS e LMS nos domínios temporal e freqüencial para um canal quase-estático plano ($N_p=256$;SNR=25dB).....	93
Figura 5.8 – Comparação entre os algoritmos DMI, GSC e CMA nos domínios temporal e freqüencial para um canal quase-estático plano ($N_p=256$;SNR=25dB).....	93
Figura 5.9 – Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 1 ($N_p=64$;SNR=25dB).....	97
Figura 5.10 - Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 2 ($N_p=64$;SNR=25dB).....	97

Figura 5.11 - Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 1 ($N_p=64$;SNR=40dB).....	98
Figura 5.12 - Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 2 ($N_p=64$;SNR=40dB).....	98
Figura 5.13 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 1 ($N_p=64$;SNR=25dB)	100
Figura 5.14 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 2 ($N_p=64$;SNR=25dB)	100
Figura 5.15 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 1 ($N_p=64$;SNR=40dB)	101
Figura 5.16 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 2 ($N_p=64$;SNR=40dB)	101
Figura 5.17 – Gráfico comparativo entre as probabilidades de erro de bit na convergência, para os algoritmos baseados na MMSE e na MBER (5 usuários; 5 antenas).....	105
Figura 5.18 – Probabilidades de erro para diferentes usuários ($\phi_i=[20^\circ 80^\circ 85^\circ 0^\circ 120^\circ]$) .	106
Figura 5.19 - Probabilidades de erro para diferentes usuários ($\phi_i=[65^\circ 80^\circ 55^\circ 80^\circ 125^\circ]$)	106
Figura 5.20 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e AMBER para formatações de feixe no domínio temporal e freqüencial para o usuário 1 ($N_p=256$, SNR=8dB, $\phi_i=[20^\circ 80^\circ 85^\circ 0^\circ 120^\circ]$)	106

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Exemplos de aplicações e padrões que empregam OFDM.	15
Tabela 2.2 – Perfil de potências do canal COST-207 TU.	34
Tabela 5.1 – Perfis de potência dos canais 1 e 2	95

1 – Introdução

O início do desenvolvimento da radiocomunicação deu-se há mais de 100 anos com a contribuição de vários pesquisadores como Marconi, Tesla e o padre brasileiro Roberto Landell de Moura. Atualmente, a indústria de telefonia sem-fio busca atender o rápido crescimento do mercado, onde o constante e dinâmico progresso da tecnologia cria novos e melhores serviços a preços mais baixos, resultado de um aumento da ocupação do canal e do número de usuários suportados pelo sistema.

Comunicações sem-fio de múltiplo acesso estão sendo desenvolvidas tanto para aplicações fixas como para móveis. Em aplicações fixas, as redes sem-fio fornecem serviços de voz e/ou dados para usuários fixos, constituindo-se em uma alternativa aos serviços oferecidos por redes que dependem de cabos elétricos ou ópticos. Já as redes móveis podem ser divididas em duas classes: usuários de alta mobilidade, que se conectam com a rede a partir de veículos como automóveis, aeronaves, etc; e usuários de baixa mobilidade, como pedestres, por exemplo.

Os projetistas de sistemas sem fio devem lidar com várias restrições como limitação do espectro de frequência, da potência irradiada permitida, da energia consumida e da complexidade da solução, que implicam diretamente no custo da mesma. Outro fator desafiador é o canal que, para uma comunicação sem-fio, apresenta maior complexidade, devido à existência de múltiplos percursos entre transmissor e receptor, resultando em uma possível seletividade em frequência e/ou tempo (desvanecimento do sinal). Outros desafios ao se projetar um sistema de comunicação sem-fio são a constante busca por altas taxas de dados (uma demanda em constante crescimento atualmente), uma melhor qualidade de serviço (QoS), uma menor taxa de chamadas perdidas, e uma maior capacidade da rede e da

área de cobertura. Atender a estas exigências requer o emprego de técnicas inovadoras que, principalmente, aumentem a eficiência espectral e a confiabilidade do canal. O uso de múltiplas antenas no receptor e/ou transmissor, comumente conhecido como comunicação espaciotemporal ou sistemas de antenas inteligentes, juntamente com a modulação OFDM, que por suas características de maior eficiência espectral e maior robustez ao efeito multipercurso se comparada com uma transmissão QAM comum, são promissoras tecnologias que prometem melhora significativa nestes requisitos.

1.1 – Organização da dissertação

O Capítulo 1 inicia apresentando o objetivo desta dissertação e sua motivação. A seguir são apresentados breves históricos da evolução das comunicações sem-fio, dos padrões de comunicação dos sistemas móveis celulares, e da pesquisa na área de arranjos de antenas. Neste capítulo, são apresentados também os principais efeitos de um canal de comunicação móvel, os quais são responsáveis pela deterioração do sinal transmitido, além dos modelos de canal que foram utilizados nas simulações apresentadas no decorrer desta dissertação.

O Capítulo 2 apresenta os conceitos básicos da modulação OFDM, partindo de uma modulação QAM comum, passando pela transmissão multiportadora até se obter a modulação OFDM. É apresentada também a influência do efeito multipercurso e do efeito Doppler sobre o desempenho de uma transmissão OFDM, além do impacto que o tipo de estimação de canal tem sobre esta. Além disso, são apresentados também conceitos básicos sobre outros importantes temas relacionados à transmissão OFDM, como o problema de razão entre as potências de pico e média, o problema de janelamento e a técnica de *Bit-Loading*.

O Capítulo 3 apresenta os conceitos básicos da transmissão espaciotemporal, como a técnica de diversidade e de formatação de feixe. Dentro deste tema são discutidos os diferentes métodos de formatação de feixe, além dos algoritmos que viabilizam sua realização.

O Capítulo 4 apresenta os dois principais métodos de formatação de feixe em uma transmissão OFDM, um realizado no domínio temporal e outro no domínio da frequência. São apresentadas ainda adaptações de algoritmos clássicos cujo uso ainda não havia sido proposto para o caso de uma transmissão OFDM com formatação de feixe no domínio temporal, além de duas novas proposições que apresentam considerável melhora neste tipo de formatação de feixe. A primeira proposta visa tornar a formatação de feixe mais robusta ao efeito multipercurso. A segunda proposta reduz o ruído sofrido pelos algoritmos RLS e DMI para o caso de uma formatação de feixe no domínio do tempo, onde somente algumas portadoras são utilizadas para transmitir informação piloto.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados de diversas simulações, buscando apresentar os principais pontos em que cada método e algoritmo apresenta vantagens e desvantagens. São apresentadas ainda comparações com o caso de um sistema onde não existe interferência co-canal e apenas uma antena é utilizada, a fim de provar que a formatação de feixe é capaz de cancelar suficientemente a interferência co-canal.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões e as propostas para trabalhos futuros.

1.2 – Objetivo

O objetivo desta dissertação é avaliar o comportamento de diferentes métodos e algoritmos clássicos de formatação de feixe aplicados em uma transmissão OFDM. Este tipo de modulação tem atraído muita atenção atualmente, pois apresenta maior eficiência

espectral e imunidade à interferência intersimbólica (resultante do efeito multipercorso). Outro fator importante é que, devido à sua maior eficiência espectral, a modulação OFDM e suas variações empregando CDMA (*Multicarrier CDMA* – MC-CDMA) são consideradas fortes candidatas para serem as modulações empregadas na próxima geração de telefonia celular (4G), onde se espera que as taxas de dados cheguem de 20 a 100 Mbps.

O emprego de múltiplas antenas também parece ser inevitável em uma próxima geração de telefonia celular, pois seus benefícios vão desde a melhora de qualidade do enlace até um aumento da capacidade multiusuário de uma célula. A formatação de feixe se enquadra no segundo caso, pois é uma tecnologia que permite que vários usuários utilizem o mesmo canal, desde que estes não estejam em uma mesma região da célula.

1.3 – Evolução Histórica

As origens da pesquisa em rádio datam de 1861 quando Maxwell, no King's College em Londres, propôs a teoria matemática das ondas eletromagnéticas. Uma demonstração prática da existência dessas ondas foi realizada por Hertz em 1887 na Universidade de Karlsruhe usando ondas estacionárias. Vários pesquisadores contribuíram no desenvolvimento da utilização de ondas eletromagnéticas com a finalidade de comunicação. Fato pouco conhecido é que, entre estes pesquisadores, o padre brasileiro Roberto Landell de Moura construiu o primeiro transmissor sem-fio que se tem notícia [1], no ano de 1892, antes mesmo que Marconi iniciasse seus experimentos. Em 1894 ele realizou a primeira apresentação pública de uma transmissão através de ondas de rádio, a uma distância de 8 Km, entre os topos das colinas onde hoje se localizam a Av. Paulista e o bairro de Santana na cidade de São Paulo. Apesar deste fato, a invenção do rádio é atribuída a Marconi que, somente no ano de 1895, inspirado pelos trabalhos de vários pesquisadores,

apresenta o primeiro radiotelégrafo. Em 1898, após aprimorar seu projeto, Marconi realiza uma comunicação através do canal inglês a uma distância de 52 km entre as cidades de Wimereux e Dover.

O uso civil da tecnologia sem-fio iniciou-se em 1921 com a instalação do primeiro sistema de comunicação móvel terrestre de 2 MHz para comunicação da central com os veículos do departamento de polícia de Detroit. Logo ficaram evidentes os possíveis benefícios desta tecnologia. Entretanto a falta de canais disponíveis em baixas frequências levou ao desenvolvimento de transmissões em frequências mais altas. Em 1946 um sistema de comunicação pessoal desenvolvido pela Bell Systems iniciou seu funcionamento operando em 150 MHz com canais de voz separados por uma banda de 120 kHz. Com o crescimento da demanda por serviços públicos sem-fio, um sistema que utilizava modulação FM desenvolvido pela AT&T e denominado *Improved Mobile Telephone Service* (IMTS) foi um dos primeiros sistemas a conectar a rede de telefonia pública utilizando um número fixo de canais de rádio em uma única área geográfica. A extensão desta tecnologia a um grande número de usuários utilizando canais *full-duplex* exigiria uma largura de banda excessiva. Então, em 1947, uma solução para este problema foi desenvolvida nos Laboratórios da Bell. Seu conceito baseia-se na divisão da área de cobertura em áreas menores, chamadas células. Cada uma destas células utiliza uma parcela dos canais disponíveis, e estes canais só são reutilizados a uma distância onde a interferência co-canal não é significativa.

Em 1970 a AT&T propôs a primeira geração de telefonia celular analógica de alta capacidade cujo padrão foi chamado de *Advanced Mobile Phone Service* ou AMPS. Ainda hoje cerca de 34 milhões de usuários utilizam telefones celulares compatíveis somente com este padrão. Desde o desenvolvimento do padrão AMPS os sistemas móveis celulares vêm

evoluindo e, logo que incorporaram tecnologias de comunicação digital, os novos padrões desenvolvidos passaram a ser chamados de padrões de segunda geração (2G). Os mais difundidos são o padrão GSM (*Global System for Mobile*), que foi desenvolvido na Europa e ocupa a maior parcela de mercado com aproximadamente 1,05 bilhões de usuários. O padrão IS-136, que utiliza TDMA (*Time Division Multiple Access*) e conta hoje com cerca de 120 milhões de usuários. E o IS-95, que utiliza CDMA (*Code Division Multiple Access*) e conta com cerca de 186 milhões de usuários. Estes dois últimos foram desenvolvidos nos EUA e são muito utilizados no Brasil e no mundo.

Aprimoramentos nestes padrões de segunda geração como, por exemplo, a mudança de uma comutação por circuito para uma comutação por pacotes, e taxas de até 200 kbps deram origem a uma tecnologia intermediária entre a segunda e a terceira geração de telefonia celular, que é designada por 2,5G.

Com o aumento do uso da internet sem-fio ao final da década de 90, a demanda por maior eficiência espectral e taxas de dados mais altas levou ao desenvolvimento da chamada terceira geração (3G) de telefonia celular. A padronização da 3G falhou na definição de um padrão comum mundial e agora oferece os padrões UMTS (CDMA de banda larga) e CDMA 2000, também chamado de 1XRTT (*1X Radio Transfer Technology*). Totalizando os usuários de todos os padrões utilizados atualmente, existem hoje aproximadamente 1,325 bilhões de usuários de serviços móveis celulares no mundo todo.

Limitações no espectro de rádio frequência impõem a necessidade de se buscar sistemas de transmissão capazes de atender às necessidades de altas taxas de dados e melhor QoS (*Quality of Service*). O uso de múltiplas antenas no transmissor e/ou receptor abre uma nova dimensão aos sistemas de comunicação, o espaço, que se aproveitado de maneira correta pode melhorar muito o desempenho do sistema. Existem três principais campos de

pesquisa na área de antenas para sistema de comunicação. A primeira lida com o projeto eletromagnético de antenas e arranjos de antenas e seu objetivo é atender a requisitos de ganho, polarização, largura de feixe, energia vazada pelos lóbulos secundários, eficiência e formato do diagrama de irradiação. A segunda área é a estimação de direção de chegada que, como o próprio nome diz, visa estimar a direção de chegada de uma onda eletromagnética recebida por um arranjo de antenas com o menor erro e maior resolução possível a fim de se utilizar esta informação em sistemas de localização. A terceira área, na qual esta dissertação se enquadra, visa aumentar a eficiência espectral, a cobertura, e a qualidade de um enlace de comunicação utilizando um arranjo de antenas. Esta área tem suas origens já na época de Marconi e dos pioneiros do desenvolvimento do rádio, onde a idéia de se explorar a diversidade espacial já era estudada, assim como o uso de antenas direcionais para atenuar o efeito de interferência co-canal. O período da II Guerra Mundial foi uma época de muita pesquisa na área de arranjos de antenas com aplicação em sistemas de radar. Aplicações mais sofisticadas de processamento adaptativo de sinais em sistemas de comunicação sem-fio, que buscavam a melhoria da diversidade e a redução de interferência, só se desenvolveram a partir dos anos 70, época em que a chegada dos processadores digitais de sinais tornou estas técnicas muito utilizadas em aplicações militares. O início dos anos 90 trouxe novas propostas de uso de arranjos de antenas para aumentar a capacidade de canais sem-fio. Roy e Ottersten [2] propuseram em 1996 o uso de múltiplas antenas na estação rádio-base para suportar vários usuários co-canais. Paulraj e Kailath [3] propuseram em 1994 uma técnica para aumentar a capacidade de canais sem-fio utilizando múltiplas antenas no receptor e no transmissor. Estas idéias, juntamente com as pesquisas realizadas nos Laboratórios Bell [4-7] iniciaram uma nova revolução nas teorias de informação e comunicação em meados dos anos 90. O objetivo buscado é aproximar-se

dos limites de capacidade do canal explorando esquemas de codificação e modulação utilizando múltiplas antenas.

1.4 – O canal rádio-móvel

O canal rádio-móvel apresenta vários efeitos sobre o sinal transmitido, entre eles atenuação de larga e de pequena escala, efeito multipercurso, efeito Doppler, etc. A seguir são apresentados os mais importantes para esta dissertação, além de maneiras de se estimar numericamente o impacto destes efeitos sobre uma transmissão qualquer. Entretanto, as estimativas apresentadas são muito genéricas, podendo variar para cada situação. Na prática, técnicas de análise espectral e simulações são necessárias para se avaliar o real impacto do canal sobre uma determinada transmissão. Por este motivo modelos específicos devem ser usados ao se projetar *modems* sem-fio.

1.4.1 – Ruído Branco Aditivo com Distribuição Gaussiana (Additive White Gaussian Noise – AWGN)

Em qualquer sistema de transmissão existe a presença de ruídos provenientes de diversas fontes, e estes ruídos podem apresentar diferentes distribuições e características espectrais. Nesta dissertação o ruído simulado é um ruído branco com distribuição Gaussiana. A distribuição Gaussiana é devida ao teorema do limite central [8], o qual garante que para a soma de diversas fontes com distribuição quaisquer e independentes (neste caso a soma das diversas fontes de ruído), a distribuição do sinal resultante tende a apresentar uma distribuição Gaussiana, melhorando esta tendência quanto maior for o número de fontes. Este ruído é dito branco, pois existe uma independência estatística entre as amostras, o que resulta em uma distribuição uniforme da energia em todo o espectro de frequências.

1.4.2 – Interferência intersimbólica (ISI)

A interferência intersimbólica (*Intersymbol Interference* – ISI) como o próprio nome diz, ocorre quando parte da energia de um sinal anteriormente transmitido soma-se ao sinal atualmente em recepção. Isto ocorre devido ao efeito multipercurso, que é causado pela reflexão do sinal transmitido em vários pontos distintos antes de atingir o receptor. Estes diferentes caminhos podem ter atrasos, defasamentos e energias diferentes. A combinação destes parâmetros determina a seletividade em frequência do canal.

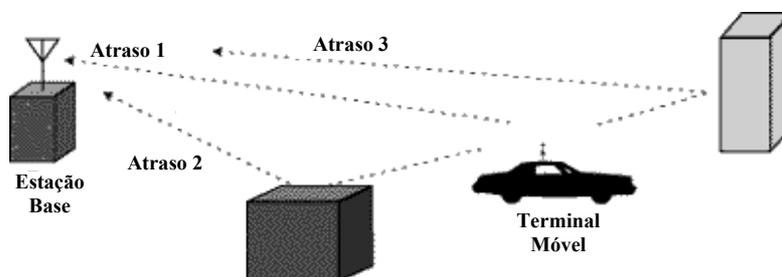


Figura 1.1 – O efeito multipercurso

Como os parâmetros do canal (número de multipercursos com energia significativa, atraso e fase) podem assumir diferentes valores, não é prático avaliar o efeito que cada possível canal causa na transmissão. Entretanto, alguns parâmetros baseados no comportamento estatístico do canal multipercurso podem caracterizar sua seletividade.

Seja um modelo de canal discreto definido por:

$$h(t, \tau) = h_0(t) + h_1(t)\delta(t - \tau_1) + h_2(t)\delta(t - \tau_2) + \dots + h_{N-1}(t)\delta(t - \tau_{(N-1)}) \quad (1.1)$$

onde $h_l(t)$ é o ganho complexo do multipercurso l , com atraso τ_l no instante t , $L-1$ é o número de atrasos multipercurso com energia significativa e $\delta(t)$ é uma função delta-Dirac. Existe um parâmetro calculado a partir do comportamento estatístico do canal, que caracteriza sua seletividade. Este parâmetro é denominado espalhamento de atraso RMS (*delay spread RMS* - σ_τ), e seu cálculo é dado por:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\left(\frac{\sum_{i=0}^{N-1} |h_i(t)|^2 \tau_i}{\sum_{i=0}^{N-1} |h_i(t)|^2} \right)^2 - \frac{\sum_{i=0}^{N-1} |h_i(t)|^2 (\tau_i)^2}{\sum_{i=0}^{N-1} |h_i(t)|^2}} \quad (1.2)$$

A partir do espalhamento de atraso RMS é possível se estimar a banda de coerência do canal, que é definida como a faixa de frequência onde o ganho complexo introduzido pelo canal é altamente correlacionado. Uma banda de coerência, onde a função de correlação em frequência é superior a 0,9 é aproximadamente igual a [9]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (1.3)$$

Se a condição de correlação for relaxada para uma correlação de 0,5 a banda de coerência aumenta em dez vezes [9].

1.4.3 – Efeito Doppler

O efeito Doppler ocorre quando existe um movimento relativo entre a fonte e o receptor. A fonte pode ser o próprio transmissor ou algum objeto refletor de energia que compõe um multipercurso. Este movimento relativo causa um deslocamento na frequência do sinal transmitido, e este deslocamento é proporcional à velocidade relativa entre fonte e receptor. O deslocamento na frequência é caracterizado pelo máximo desvio possível, também chamado espalhamento Doppler (*Doppler spread*). Este espalhamento é dado por:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos(\phi) \quad (1.4)$$

onde v é a velocidade relativa entre fonte e receptor, λ é o comprimento de onda da portadora do sinal e ϕ é o ângulo formado entre a direção do movimento da fonte do sinal e a direção de propagação da onda eletromagnética.

A combinação de diversos multipercursos com mesmo atraso pode causar desvanecimento momentâneo do sinal recebido, e a partir do espalhamento Doppler é possível se obter alguns comportamentos estatísticos do desvanecimento sofrido pelo sinal. Um parâmetro importante é o tempo de coerência do canal (T_c), que é o intervalo de tempo no qual a potência média do sinal recebido é altamente correlacionada. Assim como no caso da banda de coerência, existe uma precisão para esta estimação. Uma regra prática [10], utilizada em sistemas modernos de comunicação digital, garante que uma função de correlação superior a 0,5 é conseguida para um intervalo igual a:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d} \quad (1.5)$$

O tempo de coerência é um importante fator na definição da duração do símbolo OFDM, além de definir também o intervalo de atualização de estruturas adaptativas presentes no receptor. A Figura 1.2 mostra um exemplo do desvanecimento de “pequena escala” introduzido pelo canal para uma transmissão onde existe uma velocidade relativa de 120 km/h entre transmissor e receptor, e onde a frequência da portadora é igual a 900MHz.

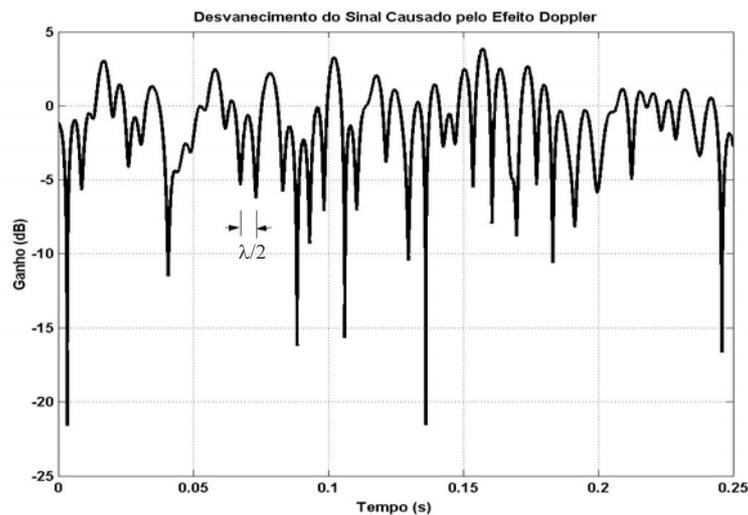


Figura 1.2 – Desvanecimento para um terminal móvel viajando a 120 km/h, $f_c=900$ MHz

1.5 – Modelos de Canal

Para se realizar simulações que permitam extrair informações sobre o comportamento do sistema de comunicação sob estudo, devemos definir modelos de canal que sejam capazes de reproduzir características da situação prática real, porém com a menor complexidade computacional possível. A seguir são apresentados os modelos de canal que serão utilizados nesta dissertação.

1.5.1 – Canal Estático Plano

Este modelo de canal tem como característica principal não introduzir desvanecimento nem seletividade em frequência. Seu único efeito sobre o sinal transmitido é a introdução de um ganho complexo multiplicativo de módulo unitário e fase uniformemente distribuída entre 0 e 2π . O defasamento do sinal transmitido é constante para cada bloco de símbolos OFDM e estatisticamente independente entre blocos distintos.

1.5.2 – Canal Quase-Estático Plano

Assim como o canal estático plano, este canal não apresenta seletividade em frequência, porém o ganho multiplicativo introduzido é modelado por uma variável aleatória complexa onde a fase é modelada como no caso estático e o módulo apresenta uma distribuição Rayleigh. Este canal é dito quase-estático, pois não existe variação da potência média recebida dentro do período de um bloco de símbolos, ou seja, o ganho introduzido por este canal é o mesmo para todas as amostras dentro do período de um bloco. Já o ganho para diferentes blocos é estatisticamente independente.

1.5.3 – Canal Estático Seletivo em Frequência

Ao simular canais seletivos busca-se avaliar o comportamento da transmissão de acordo com a seletividade do canal. Entretanto, como a severidade da seletividade está relacionada ao perfil de potências, foram realizadas simulações que levam em consideração canais com diferentes perfis de potência. Assim, para cada simulação, será definido o perfil de potências do canal analisado. Entretanto, para simular o canal, devemos ainda definir o comportamento estatístico do ganho associado a cada componente multipercurso. No caso do canal estático seletivo, o ganho complexo associado a cada componente multipercurso apresenta módulo constante, cujo valor é definido pelo perfil de potências, enquanto que a fase é modelada por uma distribuição uniforme entre 0 e 2π .

1.5.4 – Canal Quase-Estático Seletivo em Frequência

Este modelo de canal é semelhante ao anterior, porém o comportamento estatístico do módulo de cada componente multipercurso apresenta uma distribuição Rayleigh, cuja esperança do valor quadrático é definida pelo perfil de potências.

1.5.5 – Modelo de Jakes

Como se pode perceber, os modelos anteriores consideram o canal estático dentro do período de um bloco. Esta aproximação inviabiliza uma análise mais detalhada do efeito do espalhamento Doppler sobre a transmissão. Para que seja possível realizar esta análise utilizamos o modelo de Jakes [11], que é capaz de simular o efeito Doppler na transmissão.

Sua formulação é dada por:

$$h_{l,k}(t) = \frac{\sqrt{P_l}}{\sqrt{J}} \sum_{i=0}^{J-1} \exp\left(j\left[2\pi f_d \cos(\phi_{i,l})t + \Phi_{i,l}\right]\right) a_k(\theta_{i,l}) \quad (1.6)$$

onde $h_{l,k}(t)$ é o ganho multiplicativo introduzido pelo canal no multipercurso l , na antena receptora k no instante t . P_l é a potência média do multipercurso l , J é o número de refletores próximos à fonte do sinal, f_d é o máximo espalhamento Doppler definido na Equação (1.4), $\phi_{i,l}$ é o ângulo de partida ou chegada, em relação à direção do movimento do transmissor/receptor modelado por uma variável aleatória com distribuição uniforme entre 0 e 2π . $\Phi_{i,l}$ é uma variável aleatória que caracteriza o defasamento de cada componente e também apresenta distribuição uniforme entre 0 e 2π . a_k é uma função que depende do tipo de arranjo de antena utilizado (mais detalhes na Seção 3.2.1) onde k denota a antena, e $\theta_{i,l}$ é uma variável aleatória que caracteriza a direção de chegada do sinal i pertencente ao multipercurso l , com distribuição dada por:

$$p_{\theta_{l,i}}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta_l} & \Theta_l - \frac{\Delta_l}{2} \leq x \leq \Theta_l + \frac{\Delta_l}{2} \end{cases} \quad (1.7)$$

onde Δ_l é o espalhamento angular do multipercurso l e Θ_l é seu ângulo central.

2 – Introdução a OFDM

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [12-15] ou multiplexação por divisão de frequências ortogonais é uma técnica de transmissão multiportadora (*Multicarrier* – MC) que vem ganhando atenção devido a sua maior eficiência espectral e maior robustez à interferência causada pelo efeito multipercurso. Esta técnica já é adotada em alguns padrões de transmissão. A **Tabela 2.1** apresenta alguns exemplos:

Tabela 2.1 – Exemplos de aplicações e padrões que empregam OFDM.

WLAN (<i>Wireless Local Area Network</i>) Redes locais sem-fio	IEEE 802.11a – Padrão Americano
	HYPERLAN 2 – Padrão Europeu
	ARIB-MMAC – Padrão Japonês
WMAN (<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>) Redes metropolitanas sem-fio	IEEE 802.16a – Padrão Americano
Radiodifusão (<i>Broadcasting</i>)	DVB-T (Digital Video Broadcasting) Padrão Europeu de TV Digital
	ISDB (Integrated Services Digital Broadcasting) – Padrão Japonês
	DAB (Digital Audio Broadcasting) – Padrão Europeu de Rádio Digital
Outras aplicações Transmissão de dados sobre meios físicos existentes.	PLC (Power Line Communications) Rede elétrica
	ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) Par trançado (linha telefônica)

2.1 – Introdução à Comunicação Digital

Para uma melhor compreensão dos benefícios da transmissão OFDM, apresentaremos primeiramente os conceitos básicos de uma modulação digital QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), onde a informação é transmitida através da variação da amplitude e da fase de uma portadora.

Considere um sinal transmitido modelado matematicamente como:

$$y(t) = \begin{cases} \operatorname{Re}\{r(t) \exp[j(2\pi f_c t)]\}, & 0 \leq t \leq Ts \\ 0 & , t < 0 \text{ ou } t > Ts \end{cases} \quad (2.1)$$

onde, $r(t)$ é o valor complexo do símbolo a ser transmitido, o qual pertence a uma determinada constelação (p. ex. QPSK, 16-QAM, etc.), e Ts é o período do símbolo. O período de símbolo é inversamente proporcional à taxa de símbolo. Portanto, quanto maior a taxa de símbolos, menor será o período. A importância do período de símbolo está diretamente ligada à largura de banda do sinal resultante.

A densidade espectral de potência de um sinal aleatório $w(t)$ é definida em [16] como:

$$P_w(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(E \left[\frac{|\mathfrak{F}\{w_T(t)\}|^2}{T} \right] \right) \quad (2.2)$$

onde $w_T(t)$ é uma versão truncada do sinal original $w(t)$, diferente de zero dentro do intervalo $-T/2 \leq t \leq T/2$, e $\mathfrak{F}(\bullet)$ designa a transformada de Fourier. Assim, para o sinal $y(t)$ tem-se:

$$P_y(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(E \left[\frac{|\mathbb{F}\{y(t)\}|^2}{T} \right] \right) = \frac{E \left[|\mathbb{F}\{y(t)\}|^2 \right]}{Ts} \quad (2.3)$$

Como:

$$E[\mathbb{F}\{y(t)\}] = E\left[\mathbb{F}\left\{\text{Re}\left\{r(t)\exp[j(2\pi f_c t)]\right\} \text{rect}(t/T_s)\right\}\right] \quad (2.4)$$

$$E[\mathbb{F}\{y(t)\}] = E\left[\mathbb{F}\left\{\text{Re}\left\{r(t)\exp[j(2\pi f_c t)]\right\}\right\} * \mathbb{F}\left\{\text{rect}(t/T_s)\right\}\right]$$

tem-se:

$$P_y(f) = E\left[\left|\frac{0,5r(t)[\delta(f - f_c) + \delta(-f - f_c)] * Ts \text{sinc}(f Ts)}{Ts}\right|^2\right] \quad (2.5)$$

$$P_y(f) = 0,25E\left[|r(t)|^2\right]\left[\text{sinc}^2((f - f_c)Ts) + \text{sinc}^2((-f - f_c)Ts)\right]$$

Na Figura 2.1 podemos perceber que apesar de a função $\text{sinc}^2(f)$ apresentar valores diferentes de zero fora do lóbulu principal, mais de 90% da energia está contida neste intervalo de frequência. Por isso pode-se considerar a faixa entre os dois primeiros nulos espectrais como sendo a largura de banda necessária para a transmissão do sinal. Assim, a relação entre a taxa de símbolos R_s e a largura de banda (*Bandwidth* - BW) de uma modulação M-QAM é $BW=2R_s$.

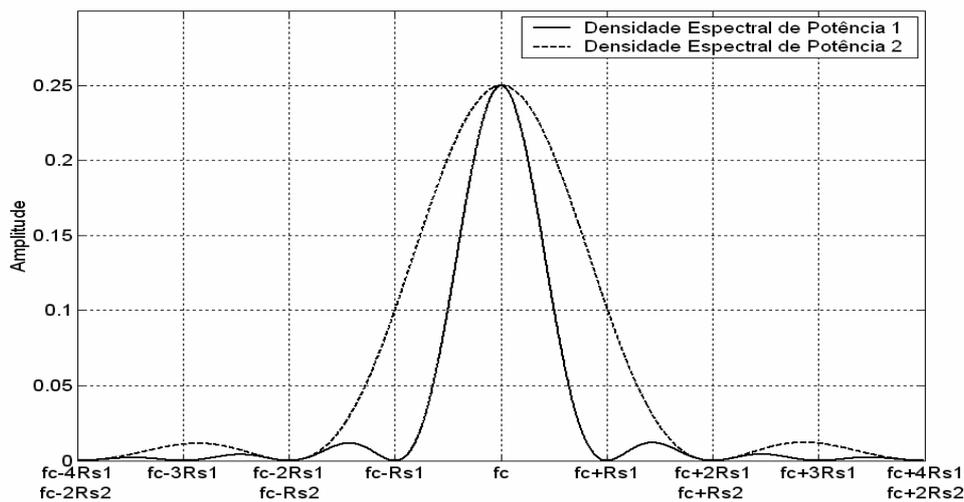


Figura 2.1 – Densidade Espectral de Potência de uma Transmissão QAM ($R_{s2}=2R_{s1}$)

Devido ao efeito de multipercurso, um sinal com largura de banda superior à banda de coerência do canal sofrerá distorções devido à seletividade do canal. Tais distorções podem ser atenuadas no receptor através do uso de equalizadores, que normalmente são adaptativos devido à natureza variante no tempo do canal. Estes equalizadores apresentam limitações, tais como velocidade de convergência, desvios da solução ideal (desajuste), entre outros, que estão relacionadas à complexidade da solução. Para que a equalização diminua, ou até mesmo corrija o efeito distorsivo do canal, sua complexidade deve ser adequada à severidade da distorção. Esta por sua vez é função da disparidade entre a banda de coerência do canal e a largura de banda do sinal transmitido.

Uma possível solução para a transmissão de um sinal de banda larga sobre um canal de banda estreita é a transmissão em paralelo de taxas de dados menores sob canais de larguras de banda mais estreitas. Assim, somadas as taxas de dados de cada subcanal, obteríamos a mesma taxa de dados original, com a vantagem de utilizar-se equalizadores menos complexos em cada um dos subcanais, permitindo até mesmo que a equalização de cada subcanal torne-se um simples problema de inversão do ganho complexo introduzido por este subcanal não seletivo em frequência. Este tipo de transmissão é conhecido como transmissão multiportadora (*Multicarrier* - MC) (veja a Figura 2.2).

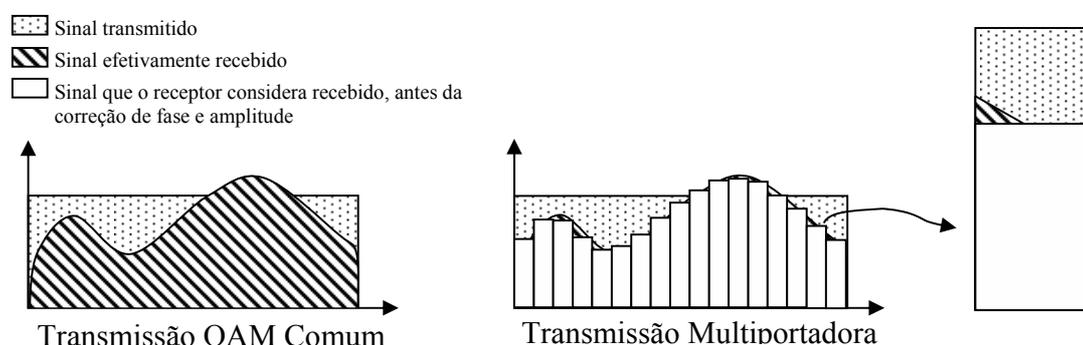


Figura 2.2 – Comparação entre Transmissões QAM e multiportadora sobre canal seletivo

Neste tipo de transmissão cada subcanal é denominado sub-banda e as portadoras que modulam cada subcanal são chamadas de subportadoras. Daqui por diante, quando houver referência a uma ou mais subportadoras, estará implícito que também se trata dos subcanais ou sub-bandas correspondentes.

Um dos problemas da transmissão MC é a interferência interportadora (*Inter-carrier Interference* – ICI). Esta ICI pode ser atenuada utilizando-se uma banda de guarda entre os subcanais, e esta banda de guarda deve ser projetada levando em consideração os desvios de frequência dos osciladores de cada subportadora, o desvio Doppler introduzido pelo canal e o comportamento dos filtros presentes no receptor. Quanto maior for a banda de guarda entre os subcanais, menos complexos serão os filtros responsáveis pela separação dos mesmos. Porém com o aumento da banda de guarda, tem-se uma redução na eficiência espectral, pois parte do espectro não está sendo utilizado para transmissão e sim para atenuação de ICI.

Considerando uma transmissão sem erros de frequência ou fase nos osciladores de cada subportadora, pode-se conseguir um sistema MC onde a correta escolha das frequências de cada subportadora garanta que o sinal gerado esteja livre de ICI. No domínio da frequência isso corresponde à presença de nulos espectrais de um subcanal localizados exatamente na frequência das demais subportadoras. No domínio temporal isto corresponde a uma ortogonalidade numérica entre as subportadoras, e esta ortogonalidade é satisfeita para as seguintes condições:

$$\int_{t=0}^{T_s} \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) \sin(2\pi f_2 t + \phi_2) dt = 0 \quad (2.6)$$

Para que estas condições sejam satisfeitas, independente dos valores de ϕ_1 e ϕ_2 , as seguintes restrições para f_1 e f_2 devem ser respeitadas: $f_1=K_1/T_s$, $f_2=K_2/T_s$, $K_1 \neq K_2$ e $K_1, K_2 \in N^*$.

A transmissão OFDM baseia-se neste princípio, fazendo com que a diferença entre as frequências de duas subportadoras adjacentes seja a menor possível. Dessa maneira existe uma sobreposição dos espectros de cada subcanal, conseguindo assim uma eficiência espectral maior que de uma transmissão MC comum sem banda de guarda. A Figura 2.3 mostra o espectro de três sub-bandas adjacentes de uma transmissão OFDM.

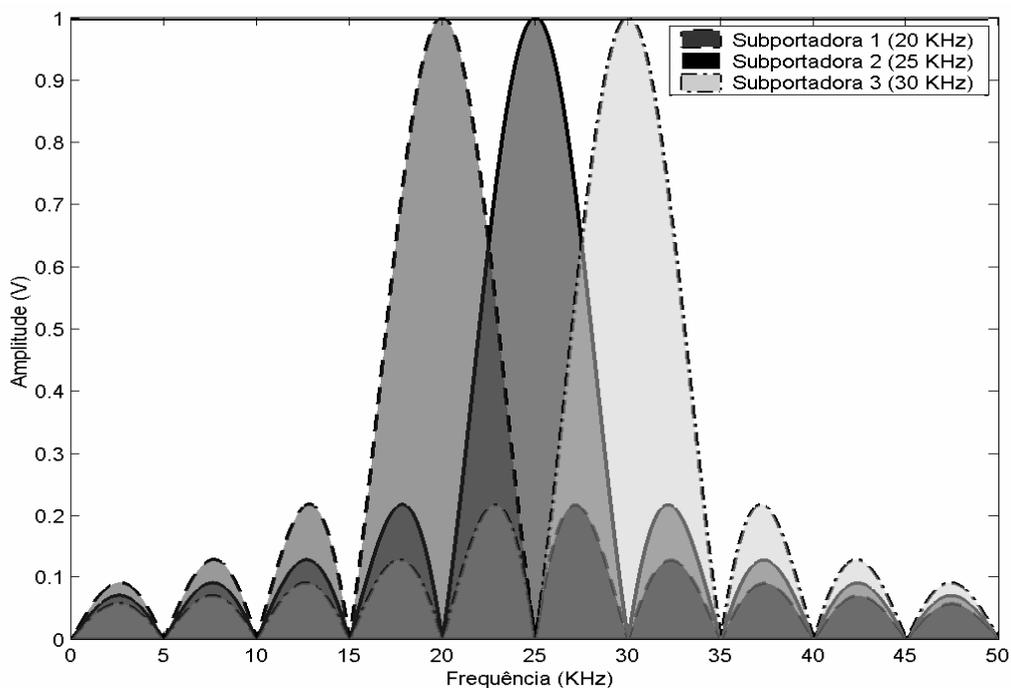


Figura 2.3 – Espectro de Frequências de uma Transmissão OFDM

2.2 – Geração do símbolo OFDM

Como se pode notar, a geração de um símbolo OFDM é muito sensível ao sincronismo e à estabilidade dos osciladores de cada subportadora, tornando o emprego de circuitos

analógicos muito complexo. Por outro lado, pode-se visualizar o processo de geração de símbolos OFDM como sendo a soma de várias exponenciais complexas ponderadas, e com períodos iguais a submúltiplos do período do símbolo, o que é equivalente a uma transformada inversa de Fourier. Com a constante redução do custo de componentes semicondutores e uma maior capacidade de processamento, a utilização de algoritmos computacionais para geração do símbolo OFDM se torna cada vez mais comum.

Podemos gerar o símbolo OFDM através de uma transformada inversa discreta de Fourier, enquanto que na recepção a transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform – DFT*) realiza a separação e recepção dos dados transmitidos por cada subcanal. Estas transformações são apresentadas a seguir, onde letras maiúsculas denotam domínio da frequência e letras minúsculas domínio temporal.

$$\begin{aligned} x_n &= \frac{1}{N} \sum_{s=0}^{N-1} X_s \exp\left\{j \frac{2\pi n s}{N}\right\}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{IDFT}) \\ X_s &= \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left\{-j \frac{2\pi s n}{N}\right\}, \quad 0 \leq s \leq N-1 \quad (\text{DFT}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Na prática, algoritmos mais efetivos são utilizados para a geração do símbolo OFDM. A transformada inversa rápida de Fourier (*Inverse Fast Fourier Transform – IFFT*), e a transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform – FFT*) apresentam complexidade computacional muito menor quando comparado ao cálculo direto segundo (2.7). A complexidade computacional de uma DFT é da ordem de N^2 enquanto que de uma FFT é da ordem de $N/2 \log_2(N)$, onde N é o número de amostras utilizadas no processo. Isso significa que, se o tempo utilizado por um processador para realizar uma DFT de 8192 amostras leva 1s, o mesmo processador levará 0,79 ms para realizar uma FFT com o mesmo número de amostras. Um diagrama básico da modulação OFDM é apresentado na Figura 2.4.

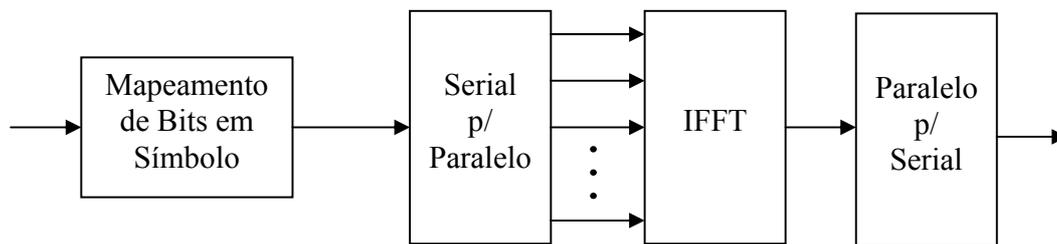


Figura 2.4 – Diagrama Básico de uma Modulação OFDM

Apesar de a ortogonalidade entre as subportadoras no processo de geração do símbolo estar garantida, os efeitos do canal irão alterar as características do sinal transmitido. Uma possível solução para atenuar os problemas causados pela interferência intersimbólica e pelo sincronismo é o emprego de um prefixo cíclico.

2.2.1 – O Prefixo Cíclico (*Cyclic Prefix – CP*)

Como o símbolo recebido é composto de várias amostras, transmitidas de maneira serial, podemos separar a interferência intersimbólica (ISI) em duas partes. Uma pertencente a um símbolo OFDM previamente transmitido e outra pertencente a versões atrasadas do próprio símbolo e que chamaremos de ISI auto-interferente. Esta parte auto-interferente resulta numa seletividade em frequência dentro da banda total utilizada. Como esta banda total foi subdividida em vários subcanais planos, estes podem ser equalizados com um único coeficiente multiplicativo no domínio da frequência para restaurar a fase e a amplitude.

Já a ISI introduzida pelas amostras pertencentes ao símbolo anteriormente transmitido podem degradar significativamente a transmissão devido à quebra de ortogonalidade do sinal [17], o que resulta em ICI. Para minimizar, ou até mesmo eliminar este problema, um prefixo é agregado antes e/ou depois do símbolo resultante da IFFT. Este prefixo é

constituído da parte do final do símbolo resultante da IFFT, garantindo assim a periodicidade dentro do novo símbolo. Devido à característica de manutenção da periodicidade dá-se o nome de prefixo cíclico (*Cyclic Prefix - CP*).

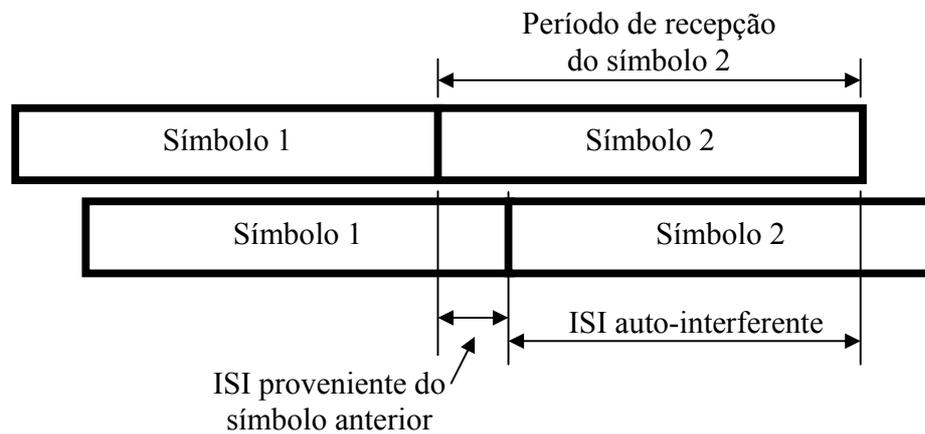


Figura 2.5 – Transmissão OFDM em ambiente multipercursos sem CP

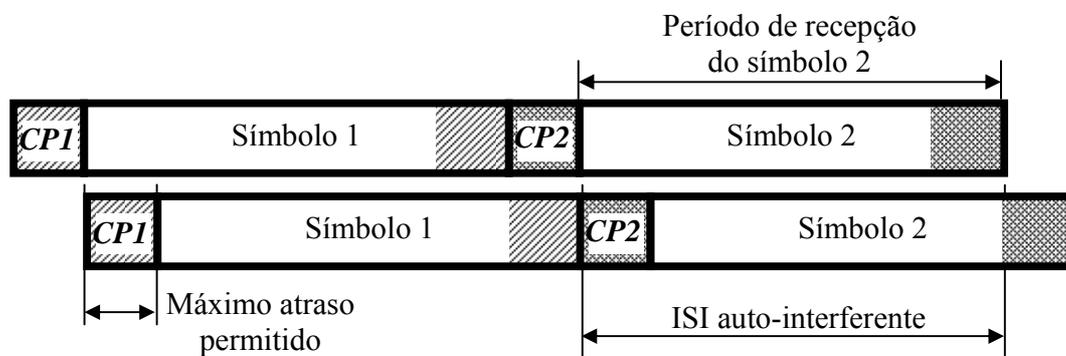


Figura 2.6 – Transmissão OFDM em ambiente multipercursos com CP

Outro benefício do CP é que a janela de recepção do símbolo OFDM torna-se menos crítica, pois dentro do intervalo $0 \leq t \leq T_s + T_{CP}$, desconsiderando a ISI, o deslocamento no

tempo causa apenas um deslocamento de fase em cada subportadora. Isto é garantido pela propriedade do deslocamento de uma transformada de Fourier, que define:

$$\mathbb{F}\{f(t-\tau)\} = \mathbb{F}\{f(t)\} \exp(-j \omega \tau) \quad (2.8)$$

Após a sincronização, se houver ainda um deslocamento residual no tempo, o deslocamento de fase será incorporado ao efeito do canal e deve ser eliminado no processo de equalização do canal.

2.3 – Efeitos da ISI sobre o sinal recebido em um canal invariante no tempo

Como apresentado anteriormente, a ISI pode ser dividida em dois efeitos distintos: a ISI auto-interferente e a ISI proveniente de símbolos anteriores. A ISI auto-interferente causa uma seletividade em frequência no canal, fazendo com que subcanais que estejam em desvanecimento profundo sejam mais susceptíveis a ruídos, e conseqüentemente com uma maior probabilidade de erro. Para atenuar este problema, códigos corretores de erro devem ser utilizados para recuperar a informação transmitida por estes subcanais, do contrário a probabilidade de erro da transmissão estará limitada pelos subcanais com pior razão sinal-ruído. Outra possibilidade para se evitar que a transmissão seja comprometida pelos subcanais atenuados é o emprego de *Bit Loading*, que será brevemente explicado na Seção 2.8.

No caso da ISI proveniente de símbolos anteriores, um CP de comprimento adequado pode atenuar, ou até mesmo eliminar o problema de ICI resultante do efeito multipercurso. A escolha do comprimento adequado para o CP envolve uma série de fatores, pois quanto maior seu comprimento menor será a eficiência espectral e a eficiência de potência. Ainda assim, seu comprimento deve ser suficiente para garantir que a ICI remanescente esteja

dentro de limites adequados para uma probabilidade de erro desejada. Além do comprimento do CP, o número de subportadoras utilizadas na transmissão também influencia na ICI sofrida pelos subcanais, pois quanto maior o número de subportadoras maior será a duração do símbolo (para uma taxa de símbolos constante). Assim, uma menor parte do símbolo OFDM é afetada pelo símbolo anterior, ainda que o número de amostras interferentes seja o mesmo.

Para avaliar o comportamento da transmissão OFDM sobre canais com ISI foram realizadas simulações para verificar o impacto do comprimento do CP, do número de subportadoras utilizadas e do espalhamento de atraso sobre a transmissão. O modelo de canal adotado considera um perfil de potências exponencialmente atenuadas em função do atraso da componente multipercurso, e seu comportamento estatístico é dado por:

$$E\{|h(\tau)|^2\} = \frac{1}{D} \exp\left(-\frac{\tau}{D}\right), \quad \tau \geq 0 \quad (2.9)$$

onde τ corresponde ao atraso e D ao espalhamento de atraso RMS, ambos normalizados em número de amostras (*bins*) do símbolo OFDM. A Figura 2.7 apresenta o perfil de potências deste canal, que pode ser considerado realista em muitas situações práticas [18].

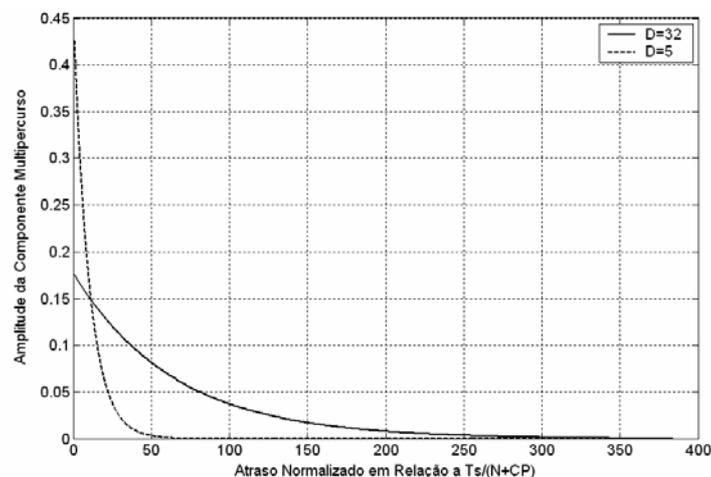


Figura 2.7 – Perfis de potência para dois canais exponencialmente atenuados ($D=32$ e $D=5$)

Como a ISI resulta em dois efeitos distintos, deve-se avaliar o impacto de cada um destes efeitos separadamente. Para avaliar o comportamento da transmissão OFDM sobre um canal seletivo sem ICI, considera-se que a duração do CP seja maior que o atraso da componente multipercurso mais atrasada. Além disso, um ruído branco Gaussiano é somado ao sinal recebido simulando o ruído de fundo do receptor. Considera-se também que o canal seja perfeitamente conhecido no receptor, permitindo uma equalização ideal no domínio da frequência. A Figura 2.8 apresenta o gráfico de desempenho de uma transmissão OFDM sobre um canal exponencialmente atenuado com espalhamento de atraso normalizado igual a $D=5,6$. O código utilizado é um Reed-Solomon (32,16), o número de subportadoras utilizadas é $N=1024$, a modulação utilizada é a QPSK e o canal é perfeitamente conhecido no receptor. Como esperado, ao se utilizar um código como o Reed-Solomon, que é um código capaz de corrigir *bursts* de erros, os dados transmitidos nas subportadoras em desvanecimento profundo são recuperados, reduzindo significativamente a BER da transmissão.

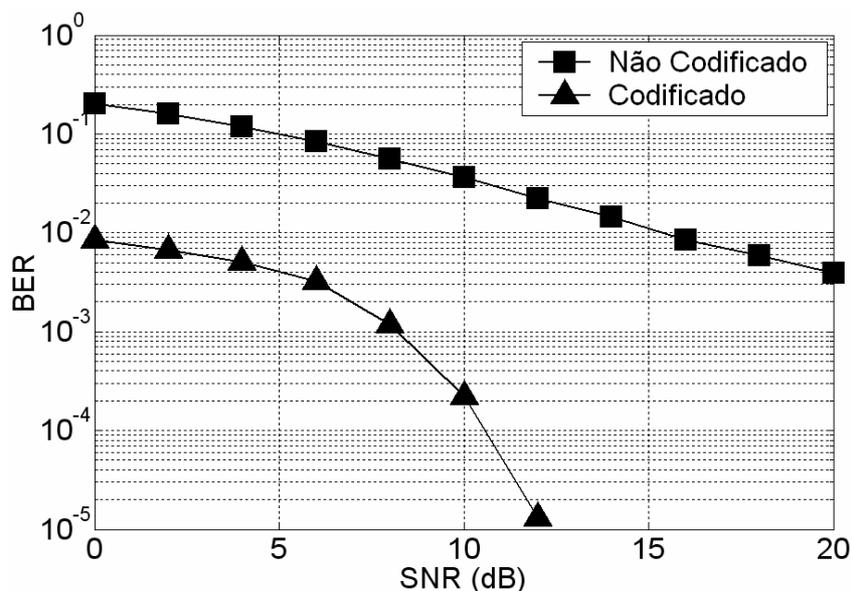


Figura 2.8 – Desempenho de um sistema OFDM com codificação

Para avaliar a influência de multipercursos com atraso maior que a duração do CP, considera-se que a ICI resultante é a única fonte de ruído, e este ruído determina a probabilidade de erro irreduzível para os parâmetros escolhidos. Duas simulações foram realizadas para se avaliar o desempenho da transmissão para diferentes parâmetros. Na primeira simulação busca-se avaliar o comportamento da probabilidade de erro de bit para um espalhamento de atraso fixo variando o comprimento do CP e o número de subportadoras utilizadas. O parâmetro D corresponde ao espalhamento de atraso RMS e L ao atraso da última componente multipercurso considerada significativa, onde ambos parâmetros são normalizados em relação ao intervalo de amostragem do símbolo OFDM. A Figura 2.9 apresenta os resultados obtidos através de simulação e do modelo teórico.

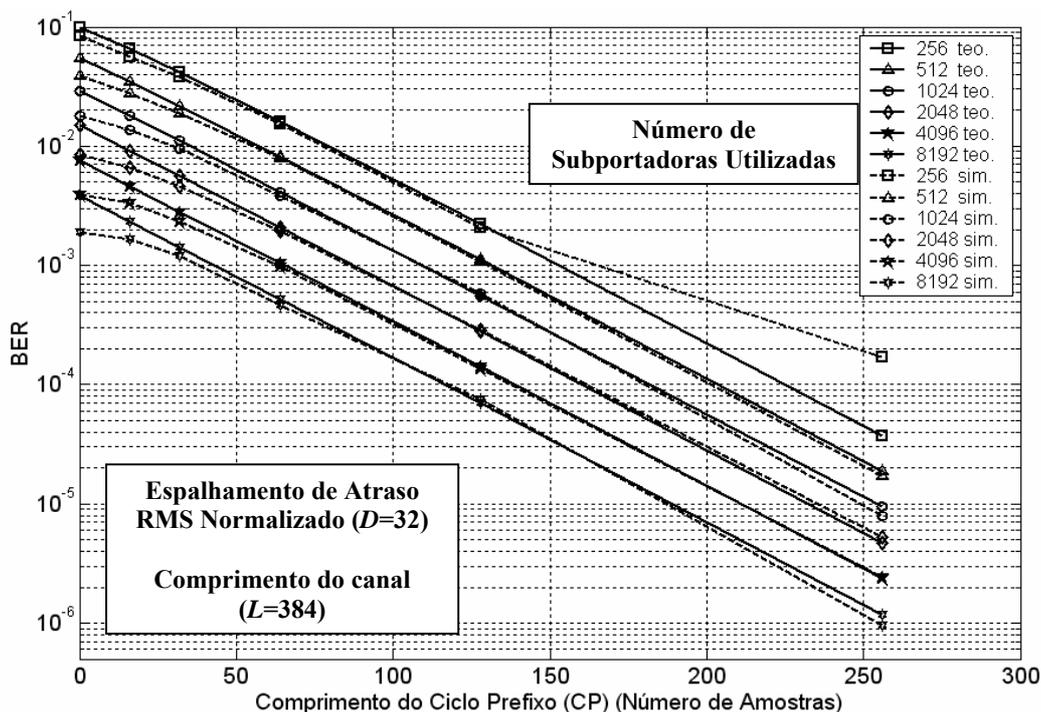


Figura 2.9 – Probabilidade de erro de bit irreduzível para diferentes comprimentos de CP e número de subportadoras utilizadas.

Como esperado, o aumento do comprimento do CP deixa menos energia proveniente de símbolos anteriores afetar o símbolo atualmente em recepção. O problema em se aumentar o comprimento do CP é que a eficiência espectral e a eficiência de potência são reduzidas, pois parte do espectro e da energia é utilizada para reduzir a ICI.

Na segunda simulação o comprimento do CP é mantido fixo enquanto se varia o valor do espalhamento de atraso RMS e do número de subportadoras utilizadas. A Figura 2.10 apresenta os resultados obtidos através de simulação e do modelo teórico.

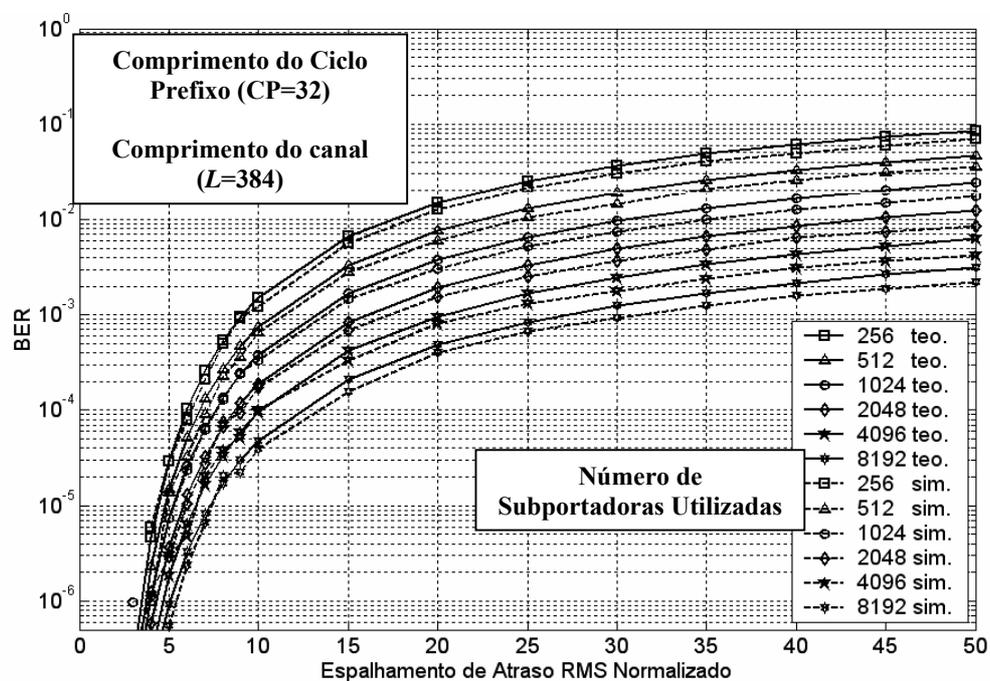


Figura 2.10 – Probabilidade de erro de bit irredutível para diferentes espalhamentos de atraso RMS normalizados e número de subportadoras utilizadas.

Como se pode perceber, considerando uma taxa de símbolos constante, ao aumentar o número de subportadoras utilizadas, e conseqüentemente o período do símbolo OFDM, temos uma maior robustez para o efeito da ICI causada pela ISI. Entretanto, como será mostrado a seguir, este aumento no comprimento do símbolo leva também a outros problemas.

2.4 – Conseqüências do efeito Doppler na transmissão OFDM

Ao se utilizar a FFT como método de detecção do sinal OFDM existe um problema em se utilizar um comprimento muito grande para o símbolo, pois além de aumentar a complexidade computacional, um símbolo com período muito longo está sujeito aos desvanecimentos do canal e a outros efeitos que quebram a ortogonalidade do símbolo recebido. O principal responsável pela quebra da ortogonalidade entre as subportadoras é o efeito Doppler. Esta quebra de ortogonalidade faz com que uma dada subportadora sofra interferência de todas as outras subportadoras ativas. Em [19] são derivadas expressões teóricas para a variância da ICI considerando-a um processo aleatório Gaussiano. Assim, podemos considerar a ICI como sendo um ruído Gaussiano aditivo com média zero. Esta aproximação é devida ao teorema do limite central, e é válida quando o número de subportadoras é alto. A variância da ICI é dada por:

$$E\left[|c_l|^2\right] = E_s - \frac{E_s}{N^2} \left\{ N + 2 \sum_{i=1}^{N-1} (N-i) J_0 \left(2\pi f_d \frac{Ts}{N+CP} i \right) \right\} \quad (2.10)$$

onde $E[|c_l|^2]$ é a variância do ruído em cada subportadora, E_s é a energia média dos símbolos transmitidos em cada subportadora, N é o número de subportadoras utilizadas, CP é o comprimento do ciclo prefixo em número de amostras, f_d é o espalhamento Doppler máximo e J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero. Cabe ressaltar que a variância do ruído de ICI não depende da constelação utilizada, e sim da energia média desta constelação. O gráfico da Figura 2.11 apresenta a máxima razão sinal-interferência possível (*Signal-to-Interference Ratio* - SIR), em função de $f_d Ts / (N + CP)$ e do número de subportadoras utilizadas.

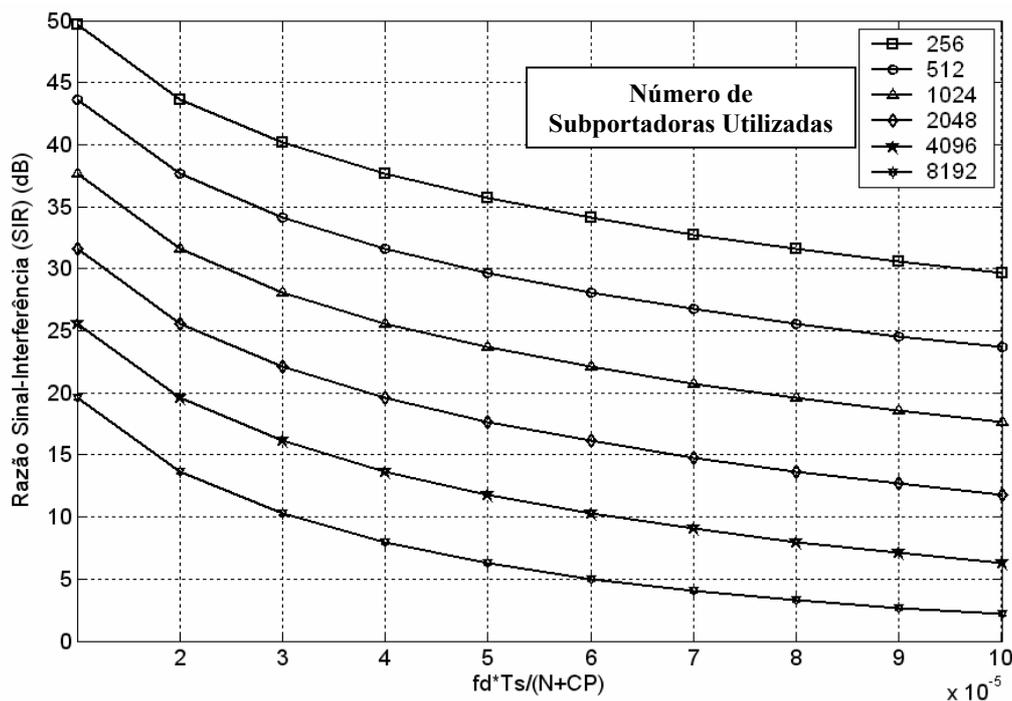


Figura 2.11 – Máxima razão sinal-interferência possível em uma transmissão OFDM sobre canal variante no tempo.

Além de introduzir ICI, um canal variante no tempo apresenta uma probabilidade de erro maior que de um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), que apresenta apenas ruído branco aditivo. Isto se deve ao fato de a razão sinal-ruído estar diretamente ligada à razão E_b/N_0 , que no caso de canais variantes no tempo não é uma constante e sim uma variável aleatória. A probabilidade de erro média pode ser calculada por:

$$E[P_e] = \int_0^{\infty} P_e(X) p(X) dX, \quad (2.11)$$

onde $P_e(X)$ é a função probabilidade de erro de símbolo ou de bit para a constelação escolhida, X é a variável aleatória $\alpha^2 E_b / N_0$ e $p(X)$ é a função que descreve a densidade de probabilidade desta variável.

Para o caso de uma transmissão QPSK sobre um canal com desvanecimento Rayleigh, a probabilidade de erro de bit é aproximadamente [10]:

$$P_b \cong 1/(4\Gamma) \quad (2.12)$$

onde $\Gamma = \overline{\alpha^2} E_b / N_0$ é o valor médio da razão sinal-ruído.

Para avaliar o comportamento da probabilidade de erro de bit de uma transmissão OFDM com constelação QPSK sobre canais com desvanecimento Rayleigh (gerados a partir do modelo de canal de Jakes), foram realizadas simulações para diferentes valores de $f_d Ts / (N + CP)$ e de número de subportadoras utilizadas. O gráfico da Figura 2.12 mostra também os valores teóricos esperados considerando que a única fonte de ruído é a ICI gerada pelo efeito Doppler.

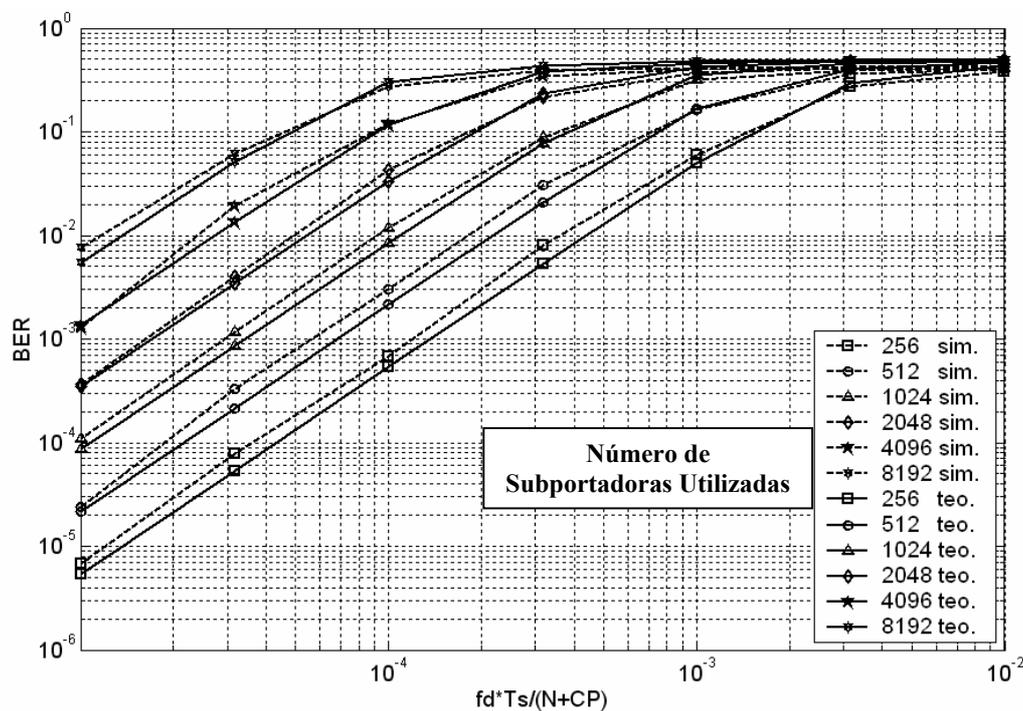


Figura 2.12 – Probabilidade de erro de bit irredutível para uma transmissão OFDM com modulação QPSK sobre um canal variante no tempo.

Considerando que o comprimento do CP seja muito menor que o comprimento do símbolo, pode-se dizer que para uma mesma taxa de dados, ao se aumentar o número de subportadoras, o valor de $f_d T_s / (N + CP)$ permanece constante se a constelação não for alterada (T_s aumenta na mesma proporção de N para taxa de dados e constelação constantes). Assim, podemos observar na Figura 2.12 que, para um mesmo espalhamento Doppler, o aumento do número de subportadoras utilizadas acarreta em uma probabilidade de erro irreduzível cada vez maior. Conseqüentemente, o problema da escolha do número de subportadoras deve levar em consideração o espalhamento Doppler máximo e a probabilidade de erro desejada. Definidos estes parâmetros, a solução de melhor eficiência espectral será a que utiliza o maior número de subportadoras.

2.5 – Estimação e equalização de canal

As situações analisadas até agora consideram que o canal seja perfeitamente conhecido no receptor, e que o método utilizado para detecção dos dados transmitidos em cada sub-banda seja a aplicação de uma FFT no símbolo recebido. Entretanto, em situações práticas, o canal não é conhecido no receptor, e é necessário que se faça uma estimação do mesmo para que se possa realizar a equalização necessária. Uma possível solução é o emprego de algumas subportadoras para a transmissão de dados conhecidos no receptor, permitindo assim uma estimativa ruidosa do ganho complexo introduzido pelo canal nestas subportadoras piloto através de algum algoritmo como o *zero forcing* (ZF), ou o algoritmo de minimização do erro médio quadrático (*Minimum Mean Squared Error* - MMSE). Conhecidos os ganhos nestas subportadoras, pode-se realizar uma interpolação entre as

mesmas a fim de se estimar o ganho complexo introduzido pelo canal nas outras subportadoras.

O número de subportadoras piloto necessárias está diretamente relacionado à banda de coerência do canal, já que o espaçamento entre elas não deve ser maior que uma banda de coerência definida. Isto é necessário para que haja uma alta correlação entre amostras permitindo à interpolação estimar o ganho introduzido pelo canal nas subportadoras entre as subportadoras piloto. Em [20] o problema de estimação e interpolação é analisado para o caso de uma transmissão OFDM sobre um canal seletivo em frequência com perfil de potências exponencialmente atenuadas como apresentado em (2.8). Interpolações do tipo *piecewise-constant*, onde o ganho dos canais adjacentes é considerado o mesmo da portadora piloto, e *piecewise-linear*, que supõe que os ganhos entre duas subportadoras piloto sejam pertencentes a uma reta definida pelos ganhos de duas subportadoras piloto consecutivas, são analisadas. Os resultados obtidos sugerem que quanto maior o grau do polinômio utilizado para a interpolação, melhor a aproximação do canal. Okamoto *et al.* propõem em [21] um método de compensação do desvanecimento Rayleigh utilizando a transformada de Fourier, aplicado para o caso de uma transmissão 16-QAM. Este método considera que a frequência de amostragem do canal variante no tempo seja maior que o máximo espalhamento Doppler, permitindo uma amostragem maior que a taxa de Nyquist. Supondo que a seletividade em frequência do canal possa ser modelada como um processo de frequência limitada, pode-se amostrar este processo com uma taxa maior que a taxa de Nyquist e realizar o mesmo processo de interpolação proposto por Okamoto *et al.* A Figura 2.13 apresenta os resultados obtidos para o caso de uma transmissão OFDM utilizando 1024 subportadoras e modulação QPSK, sobre um canal invariante no tempo, com espalhamento de atraso normalizado $D=5,6$.

Considerando a Figura 2.13 como uma matriz, as linhas apresentam os resultados para diferentes números de subportadoras piloto utilizadas, enquanto que as colunas apresentam o modelo de canal avaliado. A primeira linha apresenta os resultados para uma subportadora piloto a cada 15 subportadoras de dados; a segunda e a terceira linha apresentam os resultados para 7 e 3 subportadoras de dados para cada subportadora piloto, respectivamente.

O primeiro canal considera um modelo de dois raios onde o multipercurso mais atrasado apresenta uma atenuação de 3dB; o segundo canal simula o modelo exponencial apresentado em (2.18); e o terceiro canal é baseado no modelo de canal COST-207 TU (tipicamente urbano) de seis coeficientes. Este último modelo de canal foi definido por um comitê europeu para se avaliar o comportamento de transmissões sem fio como o DVB-T e HyperLAN 2 em ambientes urbanos, e seu perfil de potências é apresentado na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Perfil de potências do canal COST-207 TU.

Coefficiente	1	2	3	4	5	6
Atraso (μ s)	0.0	0.2	0.5	1.6	2.3	5.0
Energia	0.19	0.38	0.24	0.09	0.06	0.04

É possível perceber nos gráficos da Figura 2.13 que cada método de estimação apresenta um erro irreduzível que depende do número de subportadoras piloto e do método de interpolação utilizados. Como esperado, quanto maior o grau do polinômio utilizado para a interpolação, menor o erro obtido. Podemos perceber também que, enquanto o efeito do erro de estimação não é dominante na decisão dos dados transmitidos, existe uma perda de 3 a 5dB no processo de estimação.

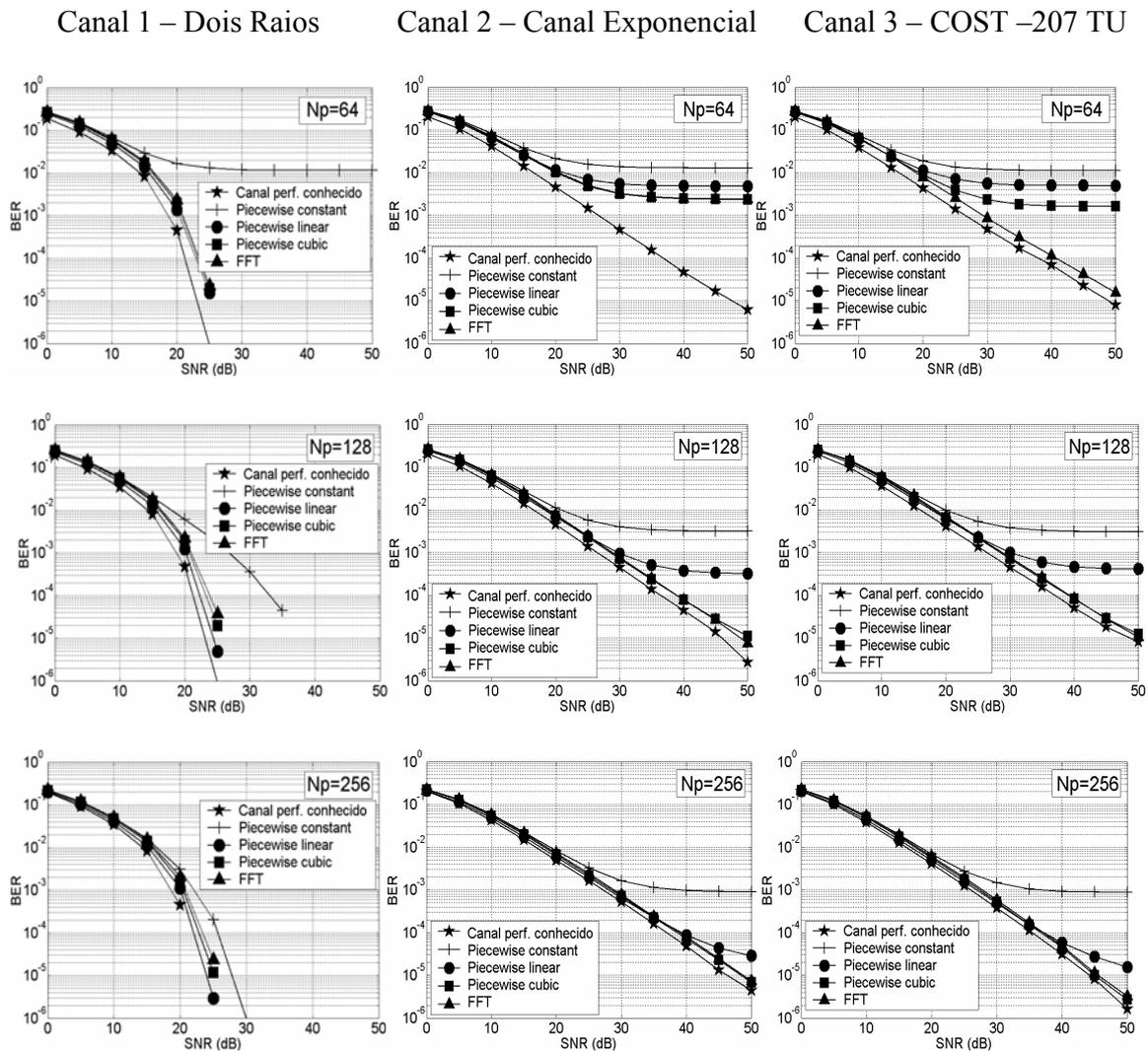


Figura 2.13 – Desempenho de diferentes técnicas de estimação de canal para uma transmissão OFDM sobre diferentes modelos de canal e números de subportadoras piloto (N_p) utilizadas.

O efeito do grau do polinômio utilizado na interpolação está diretamente ligado à correlação existente no domínio da frequência. Podemos dizer que para o canal 1, a banda de coerência que garante uma correlação acima de 0,50 ($N_p=32$) não é suficiente para nenhum dos métodos de interpolação apresentados atingir uma probabilidade de erro menor que 10^{-2} , enquanto que a banda de coerência que garante uma correlação acima de 0,90 ($N_p=256$) permite a todos o métodos, exceto ao *piecewise constant*, alcançar probabilidades

de erro menores que 10^{-4} . Assim, pode-se concluir que o método escolhido deve levar em consideração a BER requerida e a eficiência espectral desejada.

O problema de estimação de canal ainda pode levar em consideração o comportamento variante do mesmo, permitindo também uma interpolação separada no tempo, ou mesmo uma interpolação bi-dimensional. Mais detalhes sobre interpolação bi-dimensional podem ser encontrados em [22-24]. Outros métodos mais robustos que utilizam dados estatísticos do canal como razão sinal-ruído de operação e correlação na frequência apresentam melhor desempenho na estimação do canal. Tais métodos são importantes para detecção do sinal OFDM com estruturas diferentes da FFT. Estes métodos avançados apresentam desempenho muito superior à detecção com FFT, principalmente em situações onde o espalhamento Doppler do canal é elevado. Mais referências sobre estimação robusta de canal podem ser encontradas em [25] e sobre detecção avançada em [26].

2.6 – Redução de PAPR

Um dos principais problemas da transmissão OFDM é sua alta razão entre as potências de pico e média (*Peak-to-Average Power Ratio* – PAPR). Esta razão é importante, pois os amplificadores utilizados na transmissão devem ser lineares em toda a faixa de amplitudes que o símbolo OFDM pode assumir, do contrário haverá uma quebra de ortogonalidade no símbolo transmitido gerando ICI e interferência nas bandas adjacentes. Entretanto, como a envoltória do sinal apresenta uma distribuição Rayleigh, as amplitudes de maior valor apresentam baixa probabilidade de ocorrência em relação às amplitudes de menor valor, acarretando em problemas que serão discutidos a seguir.

Ao projetar um amplificador, existe um parâmetro que define a razão entre as potências de saída máxima e média denominado *Output Backoff* (OBO). Para uma amplificação

linear, quanto maior o OBO, menor a parcela de energia da fonte contínua (bateria) efetivamente convertida em energia de RF (radiofrequência). Como em aplicações móveis deseja-se que o OBO seja o menor possível, permitindo alta durabilidade e miniaturização da bateria, devem-se buscar soluções que apresentem baixo OBO e, no caso da transmissão OFDM, linearidade. Duas soluções são propostas para resolver este problema: uma é melhorar a eficiência do amplificador e a outra é reduzir a PAPR do sinal transmitido.

Um método capaz de aumentar a eficiência do amplificador mantendo sua linearidade é o *dc bias control*, onde a polarização do amplificador é variada de acordo com a entrada aplicada. Em [27] uma análise do impacto desta técnica sobre a transmissão OFDM é avaliada, mostrando que existe um significativo ganho na eficiência quando o método de controle é aplicado.

As técnicas de redução de PAPR podem ser divididas em três categorias. A primeira é a técnica de distorção do sinal que inclui: limitação, janelamento e cancelamento de pico. Todas estas técnicas de distorção visam reduzir as amplitudes de pico do sinal, porém introduzem ICI. A limitação de pico atribui um valor definido para a amplitude do sinal quando esta ultrapassa um valor limite. A vantagem deste método é sua simplicidade, enquanto que a desvantagem é um aumento da interferência fora da largura de banda definida. Para se reduzir o montante de sinal fora da banda desejada pode-se utilizar um filtro como apresentado em [28], porém esta filtragem pode acarretar em um novo aumento da amplitude de pico, que ainda assim será menor que a original. O janelamento de pico atenua valores de amplitude maiores que o valor limite estipulado multiplicando uma função (janela) nestes pontos. Esta técnica introduz não linearidade no sinal, porém o aumento de interferência fora da banda desejada só ocorre nas proximidades desta banda, podendo ser caracterizada como um pequeno aumento na banda do sinal transmitido. Já o

cancelamento de pico adiciona uma função nestes pontos a serem limitados. Se esta função apresentar largura de banda menor ou igual à do sinal a ser transmitido, não existirá acréscimo de interferência fora da banda desejada. Mais detalhes dessas duas técnicas podem ser encontrados em [29], onde uma comparação entre a limitação, o janelamento de pico utilizando uma função gaussiana, e o cancelamento utilizando uma função *sinc* são avaliados.

A segunda categoria de redução de PAPR consiste em técnicas de codificação, onde o conjunto de possíveis palavras-código não apresenta alta PAPR, ou onde palavras código de alta PAPR não são transmitidas, deixando para a fase de correção de erros a tarefa de recuperar os dados que seriam transmitidos por esses símbolos. Um exemplo de codificação capaz de atenuar a PAPR são as seqüências complementares de Golay. Estas são consideradas boas candidatas para modular um sinal OFDM, pois apresentam boas características de correção de erro e reduzem a PAPR a valores entre 5 e 6dB, independente do número de subportadoras utilizadas [30].

A terceira categoria é a técnica de embaralhamento onde diferentes códigos de embaralhamento são aplicados nos dados a serem transmitidos, e o sinal de menor PAPR é escolhido para a transmissão. Existem duas subcategorias de embaralhamento [31]. Na primeira, a escolha de mapeamento (Selected Mapping) multiplica a seqüência de dados em todas as subportadoras por diferentes códigos de embaralhamento, realiza a IFFT nestas seqüências, e escolhe a de menor PAPR para a transmissão. Em [32] uma operação similar é realizada nos dados a serem transmitidos com o uso de ramos de códigos de bloco lineares. A estrutura utilizada dispensa o uso de informação sobre o código escolhido, pois o cálculo de síndrome na recepção permite a recuperação dessa informação. A segunda categoria é a transmissão de seqüências parciais (*Partial Transmit Sequences* - PTS), onde

a seqüência de dados é dividida em sub-blocos e realiza-se a IFFT em cada sub-bloco, depois se multiplica cada sub-bloco com diferentes códigos de embaralhamento e finalmente os sub-blocos são combinados minimizando a PAPR [33].

2.7 – Janelamento

Como mostrado na Figura 2.1, apesar de mais 90% da energia estar dentro da faixa desejada, ainda existe energia sendo irradiada nas bandas adjacentes. Como existem limites para esta interferência, é necessário o emprego de algum método que reduza esta interferência gerada. O emprego de um filtro passa-faixa seria uma opção, entretanto isto acarretaria em um acréscimo na complexidade do transmissor. Uma solução de menor complexidade é o emprego de janelas que apresentem uma queda mais abrupta na densidade espectral de potência fora da faixa desejada. O problema é que estas janelas exigem uma perda na eficiência espectral. Como a transmissão OFDM pode utilizar um período de guarda (no caso o CP) para reduzir a ISI entre símbolos consecutivos, pode-se aproveitar este período para também reduzir a interferência nas bandas adjacentes. Em [12] é proposto o emprego de uma janela tipo co-seno levantado, que pode ser expressa como:

$$w(t) = \begin{cases} 0,5 + 0,5 \cos\left(\pi + \frac{\pi t}{\beta T_s}\right) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1,0 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0,5 + 0,5 \cos\left(\frac{\pi(t - T_s)}{\beta T_s}\right) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (2.13)$$

onde T_s é o período de um símbolo OFDM e β é o fator de *roll-off* da janela. A Figura 2.14 apresenta a densidade espectral de potência para uma transmissão utilizando 1024 subportadoras e diferentes fatores de *roll-off*.

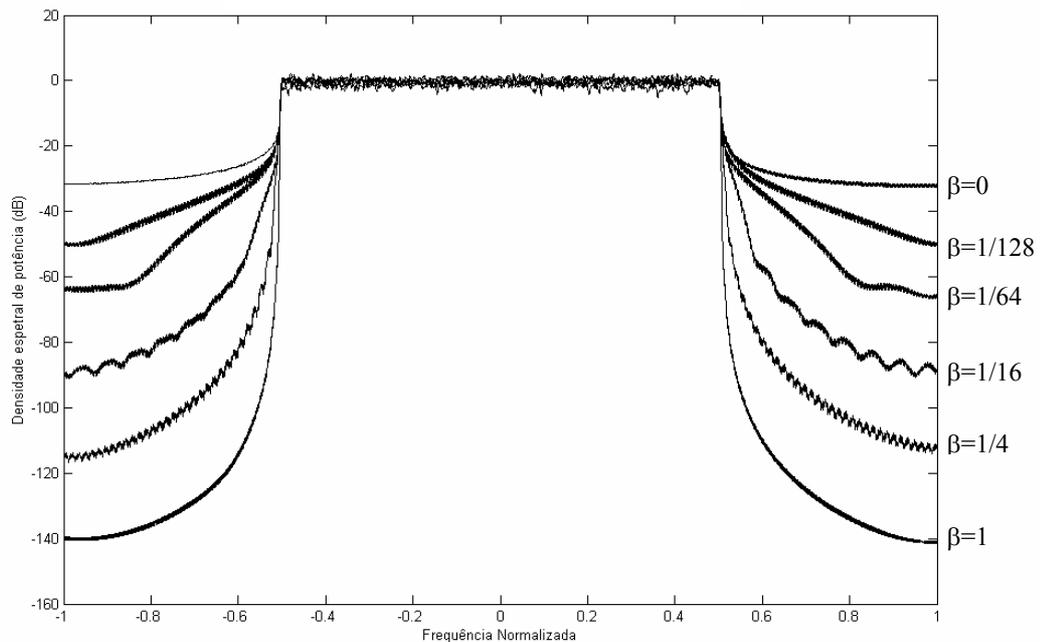


Figura 2.14 – Densidade espectral de potência para uma transmissão OFDM empregando uma janela tipo co-seno levantado

Em [34] é apresentado um método de janelamento de banda larga, onde cada subportadora é modulada por um sinal cujo janelamento difere das demais subportadoras. Dessa maneira, com o adequado cálculo de cada janela, além de se diminuir a interferência fora da banda desejada é possível também se obter uma significativa redução da PAPR.

2.8 – Bit Loading

Como dito na Seção 2.3, uma maneira de tornar a transmissão total mais robusta a erros provenientes de sub-canais deficitários é o emprego de *Bit Loading*. Esta técnica destina uma menor taxa de dados aos subcanais com pior relação sinal-ruído. Ao reduzir a taxa de dados nos canais mais degradados, reduzimos a probabilidade de erro nestes subcanais, conseguindo assim um melhor desempenho geral na transmissão. Entre os padrões de transmissão que atualmente utilizam esta técnica estão a transmissão ADSL (*Assimetric Digital Line Subscriber*), e a PLC (*Power Line Communications*). Cabe ressaltar que na literatura, quando se refere a transmissão OFDM sobre canais com fio, esta é chamada de transmissão multitom discreta (*Discrete Multitone – DMT*). Mais detalhes sobre algoritmos de *Bit Loading* podem ser encontrados em [35,36].

2.9 – Resumo do capítulo

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos da transmissão OFDM, suas vantagens e desvantagens. As principais vantagens são sua melhor eficiência espectral e maior tolerância ao efeito multipercurso, enquanto que suas maiores desvantagens são a sensibilidade ao desvanecimento resultante do efeito Doppler, e a alta razão entre potência de pico e potência média (PAPR). Embora a transmissão OFDM apresente estas desvantagens, existem técnicas capazes de minimizar estes problemas. A seguir serão apresentados os conceitos sobre processamento espaciotemporal, e os benefícios que esta técnica pode trazer para uma transmissão sem-fio.

3 – Introdução às Comunicações Sem-fio Espaciotemporais

Com o aumento da demanda por altas taxas de dados, novas técnicas são necessárias para se combater os efeitos distorsivos do canal e a interferência existente no mesmo. Aproveitando as características espaciais do canal, é possível aumentar sua capacidade com o emprego de múltiplas antenas na recepção e/ou na transmissão [37]. A este tipo de comunicação dá-se o nome de comunicação espaciotemporal.

Podemos dividir as comunicações espaciotemporais em duas categorias: uma que busca aproveitar a diversidade dos sinais recebidos nas diferentes antenas para tornar a transmissão mais robusta aos efeitos distorsivos do canal, e uma outra categoria que busca reduzir a interferência co-canal existente em transmissões multiusuários, através da formatação do diagrama de irradiação de um arranjo de antenas. Além destas duas categorias existem outras possibilidades de ganhos no sistema de comunicação ao se utilizar múltiplas antenas [38], como por exemplo, a redução do espalhamento de atraso através da eliminação de multipercursos indesejados, e a redução no número de *handoffs*.

3.1 – Diferenças entre arranjos defasados e arranjos de diversidade

Como apresentado anteriormente, as duas categorias de comunicação espaciotemporal visam diferentes objetivos dentro de um sistema de comunicação. Os arranjos de diversidade (*diversity arrays*) buscam tornar a transmissão menos sensível aos desvanecimentos do canal. Para atingir este objetivo deve haver uma descorrelação entre os diferentes canais existentes entre o transmissor e o receptor, o que geralmente é conseguido para uma separação maior que alguns comprimentos de onda entre as antenas que compõem o arranjo. Dessa maneira, a probabilidade de que todos os canais entre

transmissor e receptor estejam em desvanecimento profundo é reduzida, possibilitando a recepção do sinal com energia suficiente para garantir uma probabilidade de erro desejada.

A Figura 3.1 apresenta um sistema com três antenas transmissoras e três antenas receptoras, onde se pode perceber a existência de diferentes canais: T1-R1, T1-R2, T1-R3, T2-R1,...,T3-R2, T3-R3.

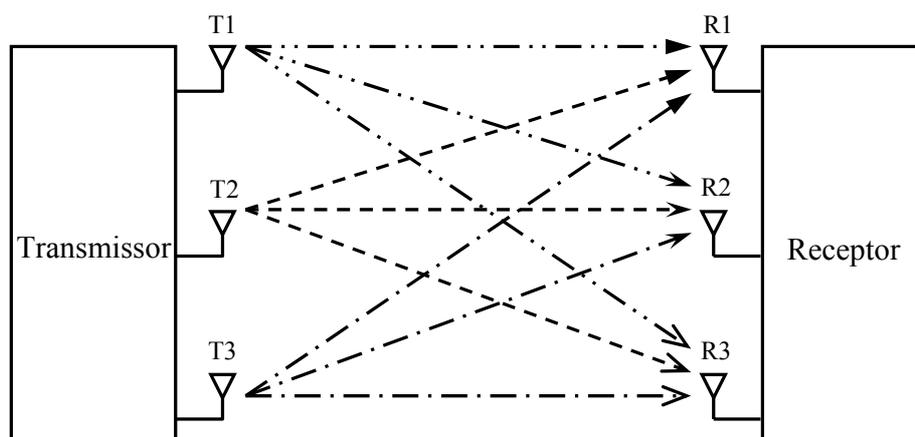


Figura 3.1 – Exemplo de um sistema de comunicação espaciotemporal.

No caso de arranjos de diversidade não existe sentido em se avaliar a formatação do diagrama de irradiação do arranjo de antenas, pois ainda que este exista, ele não é adequado para cancelamento de interferências devido ao *aliasing* espacial resultante da configuração onde um grande espaçamento entre elementos é empregado.

A outra categoria, definida como formadores de feixe (*beamforming*), busca cancelar a interferência co-canal, que é um fator limitante da capacidade multiusuário em sistemas de múltiplo acesso. Esta formatação de feixe, ou do diagrama de irradiação, é conseguida devido à combinação dos sinais presentes nas antenas que compõem o arranjo transmissor e/ou receptor.

Apesar de buscarem diferentes objetivos dentro do sistema de comunicação, os algoritmos utilizados para ajustar os parâmetros do sistema com múltiplas antenas muitas vezes são iguais para as duas categorias de comunicação espaciotemporal, pois um algoritmo que busca maximizar a razão sinal-ruído é utilizado tanto na combinação de razão máxima (*Maximal Ratio Combining* - MRC), como na formação de feixe baseada na máxima razão sinal-ruído (*Maximal Signal-to-Noise Ratio* – MSNR).

3.1.1 – Arranjos de Diversidade

Dentro da categoria de arranjos de diversidade temos diferentes métodos capazes de tornar a recepção mais robusta aos efeitos distorsivos do canal. Os mais comuns são:

- Combinação por seleção (*Selection Combining* - SC): Nesta técnica somente o canal com a maior razão sinal-ruído é utilizado na recepção. Assim, quanto maior o número de antenas, melhor o desempenho do processo.
- Combinação com ganho unitário (*Equal Gain Combining* - EGC): Nesta técnica o ganho de cada elemento tem módulo unitário e a fase é corrigida para que os sinais sejam somados de maneira coerente.
- Combinação de máxima razão (*Maximal Ratio Combining* - MRC): Nesta técnica o ganho de cada elemento tem módulo e fase ajustados para maximizar a razão sinal-ruído correspondente.

A Figura 3.2 apresenta as curvas de probabilidade de erro para uma recepção QPSK, onde os diferentes métodos são empregados em um arranjo de quatro antenas. O sinal de cada antena apresenta um desvanecimento modelado por uma distribuição Rayleigh, e descorrelacionado em relação às outras antenas.

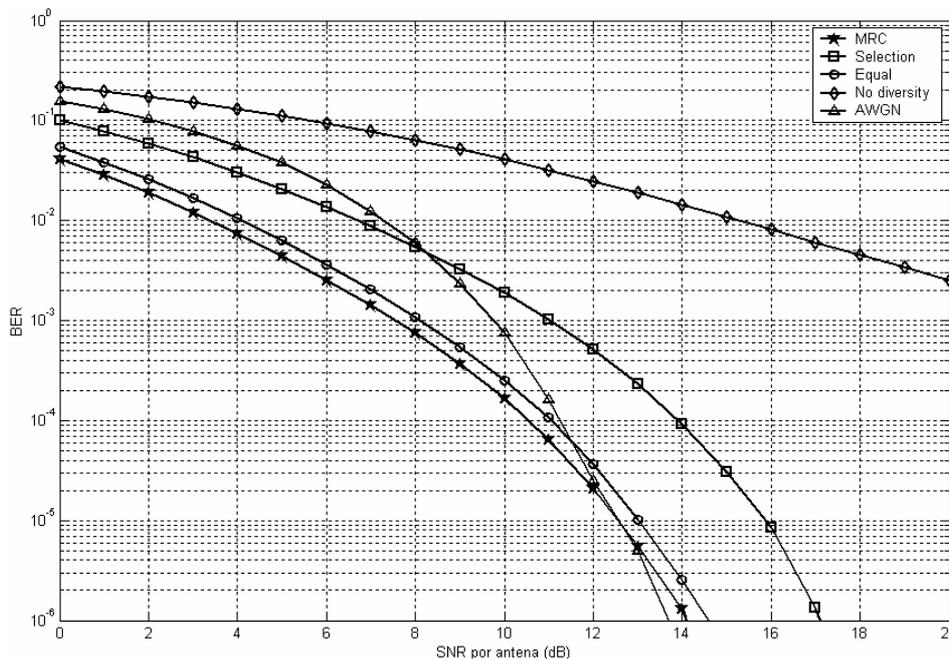


Figura 3.2 - Probabilidade de erro de diferentes técnicas de diversidade

A partir da Figura 3.2 podemos observar dois efeitos resultantes do emprego de múltiplas antenas. Comparando a situação onde apenas uma antena é empregada (*No diversity*) com a situação onde existe o emprego de múltiplas antenas com o algoritmo SC, podemos perceber um ganho no desempenho. Este ganho é chamado de ganho de diversidade (*Diversity Gain*), pois resulta apenas da escolha da antena com maior SNR. Este ganho altera a derivada da curva SNR x BER.

Ao compararmos os resultados dos diferentes algoritmos utilizados na recepção com múltiplas antenas, notamos que, apesar da derivada das curvas ser igual, existe um deslocamento horizontal das curvas. Este ganho é chamado de ganho de arranjo (*Array Gain*), obtido ao se combinar de maneira coerente os sinais provenientes das diferentes antenas. Comparando as curvas de BER para os algoritmos MRC, EGC e SC, podemos perceber que este ganho depende do algoritmo utilizado. No caso do algoritmo SC não existe este ganho, pois os sinais não são somados, mas apenas escolhidos. Comparando-se

os algoritmos EGC e MRC, notamos que o último apresenta maior ganho. Isso se deve à ponderação do ganho atribuído a cada antena, pois ao atribuir ganhos maiores para antenas com SNR maior, diminui-se a contribuição do ruído na saída do combinador. Portanto podemos concluir que, ao aumentar-se o número de antenas, existe uma tendência da curva SNR x BER se comportar com característica de derivada igual à do canal AWGN, e com um deslocamento horizontal resultado do ganho de arranjo obtido pelo algoritmo empregado.

3.2 – Arranjos formatadores de feixe

Dentro da categoria de arranjos formatadores de feixe existem várias possibilidades de operação, todas baseadas na combinação do ganho complexo de cada elemento visando formatar o diagrama de irradiação da maneira desejada. A seguir serão apresentadas a teoria de arranjos de antenas e as possíveis aplicações em comunicações espaciotemporais.

3.2.1 – Arranjos de antenas

Um arranjo ou rede de antenas é constituído pelo uso de duas ou mais antenas, onde o sinal presente em cada uma delas é ponderado por um ganho complexo antes de ser combinado com os demais sinais. Dependendo da disposição física de cada elemento (antena), e do ganho complexo atribuído a este, teremos um diagrama de irradiação associado a este arranjo. No caso de todos os elementos apresentarem individualmente o mesmo diagrama de irradiação, o diagrama de irradiação do conjunto será equivalente ao diagrama de irradiação do arranjo multiplicado pelo diagrama individual de cada elemento [39].

O diagrama de irradiação de uma antena ou de um arranjo de antenas é uma função que descreve o ganho oferecido por esta antena ou arranjo de antenas para cada direção (azimute e elevação). A Figura 3.3 apresenta o diagrama de irradiação de um dipolo de meia onda.

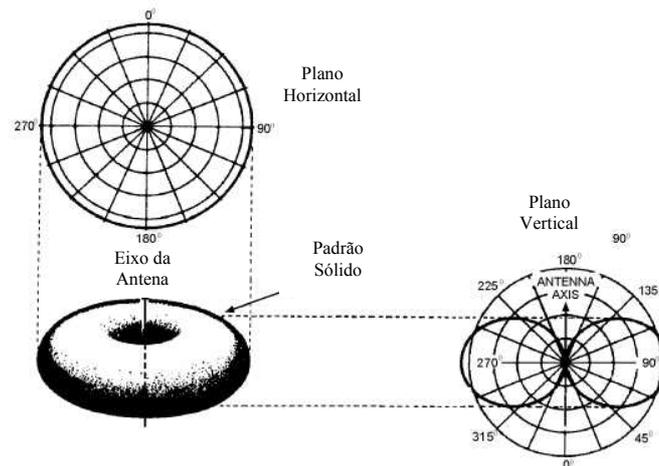


Figura 3.3 – Diagrama de irradiação de um dipolo de meia onda

Existem diferentes configurações possíveis para se construir um arranjo de antenas. As mais comuns são: arranjos lineares, circulares e planares. Como os próprios nomes indicam, os arranjos lineares são aquelas em que os centros das antenas estão todos alinhados; nos arranjos circulares os centros estão alinhados sobre uma circunferência e nos arranjos planares os centros estão alinhados num mesmo plano. Arranjos lineares e circulares são casos especiais de arranjos planares. A Figura 3.4 apresenta as configurações desses arranjos.

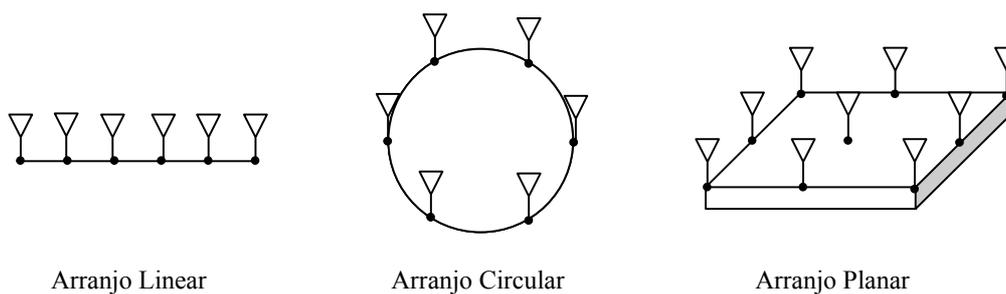


Figura 3.4 – Diferentes configurações de arranjos de antenas

O sinal recebido em cada um dos elementos apresenta características que dependem da direção de chegada do sinal. Estas características também dependem da configuração do arranjo utilizado. A seguir será apresentada em detalhes a análise do sinal recebido em cada elemento para um arranjo linear uniforme de antenas. Diz-se que um arranjo linear é uniforme quando a separação entre os elementos é igual. Será considerada uma elevação igual a $\pi/2$ (plano horizontal), sendo analisado somente o comportamento para diferentes azimutes.

Suponha que uma onda eletromagnética seja gerada a uma distância relativamente grande, de maneira que a frente de onda que atinge os sensores possa ser considerada plana.

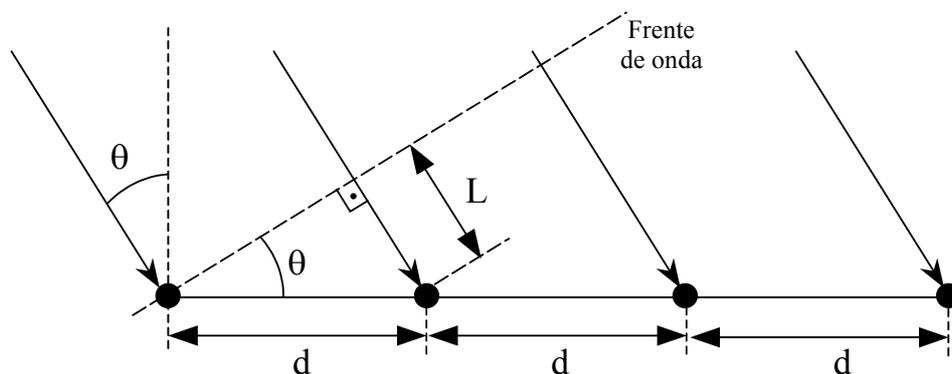


Figura 3.5 – Arranjo linear uniforme

A direção de chegada do sinal (θ) é o ângulo formado entre uma linha imaginária fixa e a direção de onde partiu a frente de onda, medido no sentido anti-horário. Um sinal passa-faixa $s_1(t)$ chegando no elemento 1, pode ser modelado como:

$$s_1(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t + \alpha(t) + \gamma) \quad (3.1)$$

onde $x(t)$ é a amplitude do sinal recebido, f_c é a frequência da portadora, $\alpha(t)$ é a informação de fase, e γ é o defasamento introduzido pelo canal. A linha imaginária de onde se mede a direção de chegada foi definida como a linha normal ao eixo do arranjo linear. Como se pode observar na Figura 3.5, existe um intervalo de tempo entre o instante em que a frente de onda passa pelo elemento 1 e o instante em que ela passa pelo elemento 2. Este intervalo é igual a:

$$\tau = L/v, \quad L = d \sin(\theta), \quad v = c \quad \Rightarrow \quad \tau = d \sin(\theta)/c \quad (3.2)$$

onde c é a velocidade da luz. Assim, para o sinal $s_2(t)$ recebido no elemento 2 tem-se:

$$s_2(t) = s_1(t - \tau) = x(t - \tau) \cos(2\pi f_c (t - \tau) + \alpha(t - \tau) + \gamma) \quad (3.3)$$

Supondo que a frequência da portadora seja muito maior que a largura de banda do sinal, pode-se considerar que a amplitude e a informação de fase sejam constantes dentro do intervalo, assim:

$$s_2(t) = x(t) \cos(2\pi f_c (t - \tau) + \alpha(t) + \gamma) \quad (3.4)$$

Outra maneira de representar o sinal passa-faixa é através da representação pela envoltória complexa. Para o sinal $s_1(t)$ a representação é:

$$s_1(t) = \text{Re}\{x_1(t) \exp(j 2\pi f_c t)\}, \quad \text{onde } x_1(t) = x(t) \exp(j(\alpha(t) + \gamma)) \quad (3.5)$$

Utilizando a mesma representação para $s_2(t)$ tem-se:

$$s_2(t) = \text{Re}\{x_1(t) \exp(j 2\pi f_c(t - \tau))\} = \text{Re}\{x_2(t) \exp(j 2\pi f_c t)\} \quad (3.6)$$

e

$$x_2(t) = x_1(t) \exp(-j 2\pi f_c \tau) \quad (3.7)$$

Substituindo (3.2) em (3.7)

$$x_2(t) = x_1(t) \exp\left(-j 2\pi f_c \frac{d \text{sen}(\theta)}{c}\right) = x_1(t) \exp\left(\frac{-j 2\pi d \text{sen}(\theta)}{\lambda}\right) \quad (3.8)$$

Portanto, o sinal em cada elemento estará apenas com um defasamento em relação ao sinal do elemento de referência. Assim, podemos modelar o vetor de sinais presentes na entrada do arranjo linear uniforme como:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(t) &= x_1(t) \mathbf{a}(\theta), \quad \text{onde } \mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta) \quad a_2(\theta) \quad \dots \quad a_m(\theta)]^T \\ e \quad a_i(\theta) &= \exp\left(\frac{-j 2\pi d (i-1) \text{sen}(\theta)}{\lambda}\right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

O vetor $\mathbf{a}(\theta)$ é chamado de vetor de direção do sinal, e caracteriza os defasamentos em cada elemento do arranjo utilizado. Como dito no início desta seção, os sinais de cada antena são ponderados por um ganho complexo, que definiremos como $w_i(n)$ e depois somados, conforme mostra a Figura 3.6. A escolha destes coeficientes, realizada pelo algoritmo adaptativo (a ser discutido a partir da próxima seção), determina o diagrama de irradiação do arranjo. A saída deste processo de ponderação e soma, $y(n)$, é dada por:

$$\begin{aligned} y(n) &= \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n), \quad \text{onde } \mathbf{w} = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_m]^T \\ e \quad \mathbf{x}(n) &= [x_1(n) \quad x_2(n) \quad \dots \quad x_m(n)]^T \end{aligned} \quad (3.10)$$

O vetor \mathbf{w} é denominado vetor de resposta do arranjo, ou vetor formatador de feixe. O ganho na direção θ é igual a:

$$S(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) \quad (3.11)$$

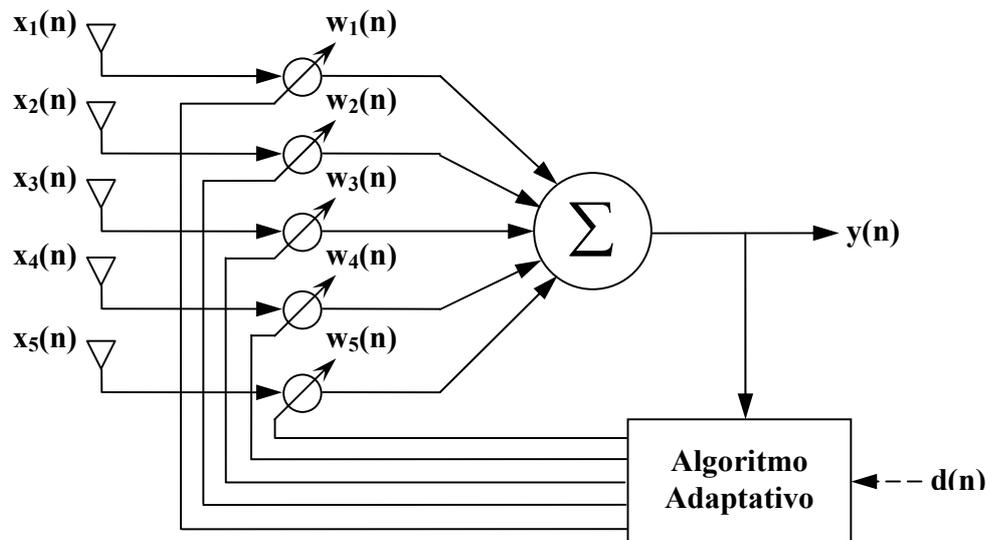


Figura 3.6 – Diagrama do formatador de feixes

O diagrama de irradiação para um vetor de resposta do arranjo \mathbf{w} pode ser encontrado variando-se θ num intervalo de 0 a 2π .

No caso de um arranjo circular uniforme como da

Figura 3.7, o mesmo procedimento realizado para se encontrar o vetor de direção do sinal do arranjo linear é realizado, chegando-se à Equação (3.12), onde M é o número de elementos do arranjo e R é o raio da circunferência.

$$a_i(\theta) = \exp\left(j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi (i-1)}{M}\right)\right) \quad (3.12)$$

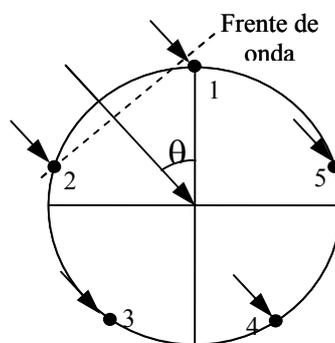


Figura 3.7 – Arranjo circular uniforme.

A escolha de um determinado tipo de arranjo depende das características desejadas. Por exemplo, um arranjo linear uniforme apresenta simetria no diagrama de irradiação entre os hemisférios definidos pela linha do arranjo. Um arranjo circular permite que seja possível manter o formato de um dado diagrama de irradiação, ainda que a direção do lóbulo principal seja alterada. Outras configurações podem apresentar diferentes comportamentos.

3.2.2 – *Aliasing Espacial em um Arranjo Linear Uniforme*

Existe um efeito na formatação de feixe similar ao *aliasing* de uma amostragem temporal; este efeito é chamado de *aliasing* espacial. Este efeito faz com que um arranjo seja incapaz de distinguir sinais provenientes de diferentes direções.

Considere uma seqüência de N amostras dada por $\mathbf{h}=[h_1 \ h_2 \ h_3 \ \dots \ h_N]$. A representação desta seqüência no domínio frequencial é dada por:

$$H(\exp(j \ 2\pi \ f)) = \sum_{i=1}^N h_i^* \exp(-j \ 2\pi \ f \ T_s \ (i-1)) \quad (3.13)$$

Para que não haja *aliasing* temporal, segundo o teorema de Nyquist, a máxima freqüência f do sinal de entrada deve ser $1/(2T_s)$.

Utilizando as Equações (3.9) e (3.11), o ganho de um arranjo linear uniforme na direção θ é:

$$S(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = \sum_{i=1}^M w_i^* \exp\left(-j \ 2\pi \ \frac{d}{\lambda} \ \text{sen}(\theta) \ (i-1)\right) \quad (3.14)$$

Pode-se verificar que no caso do processamento espacial, a resposta depende do produto $d/\lambda \ \text{sen}(\theta)$ em vez de $f \ T_s$ do caso temporal. Assim, existe uma relação entre estes dois produtos. Como o máximo valor de $f \ T_s$ não deve ser superior a $1/2$, o produto $d/\lambda \ \text{sen}(\theta)$ também deve ser no máximo $1/2$, portanto:

$$\max(d/\lambda \sin(\theta)) = d/\lambda \leq 1/2, \text{ Então : } d \leq \lambda/2 \quad (3.15)$$

Ao satisfazer esta condição, um arranjo linear uniforme garante M graus de liberdade para o arranjo. Estes graus de liberdade permitem especificar o ganho do arranjo em M direções distintas. Considerando uma transmissão multiusuários co-canais, é possível atribuir ganho máximo na direção desejada e atenuação máxima nas $M-1$ direções das fontes interferentes. Por essa razão não se leva em consideração o diagrama de irradiação de um arranjo de diversidade, já que a separação entre antenas é maior que o comprimento de onda λ .

3.3 – Antenas Adaptativas

Em um sistema de comunicação móvel o usuário pode não permanecer fixo, resultando na variação da direção de chegada do sinal. Além disso, geralmente o canal não é constante devido à possibilidade de inserção ou modificação da interferência co-canal, variação no comportamento de multipercurso, etc. Assim, um formatador de feixe como o da Figura 3.8, onde os coeficientes são mantidos fixos, corresponde a uma setorização em um sistema celular. Para que o formatador de feixe seja capaz de acompanhar as variações do canal é necessário algum tipo de controle sobre os coeficientes, e para esta função são utilizados algoritmos adaptativos.

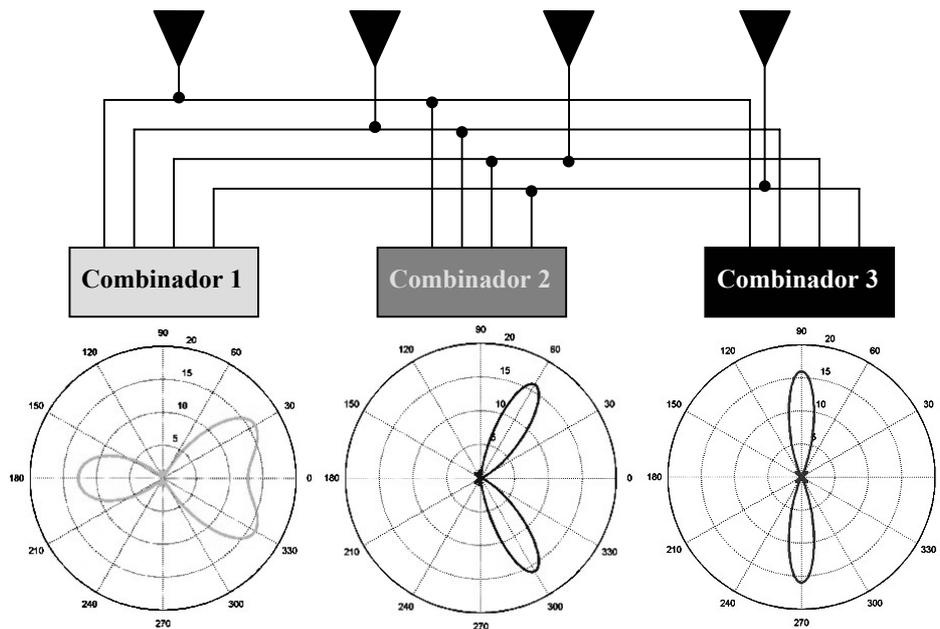


Figura 3.8 – Formadores de feixe fixos

Os algoritmos adaptativos buscam otimizar a transmissão baseados em algum critério de desempenho. Os critérios mais comuns são o erro médio quadrático (*Mean Squared Error – MSE*), a máxima verossimilhança (*Maximum Likelihood – ML*), a máxima razão sinal-ruído (*Maximal Signal-to-Noise Ratio – MSNR*) e a máxima razão sinal-ruído interferente (*Maximal Signal-to-Interference Noise Ratio – MSINR*). Entretanto outros critérios também podem ser utilizados e, no caso de transmissão de dados, um critério muito importante é a probabilidade de erro de bit (*Bit Error Rate – BER*). Uma vez determinado o critério de desempenho a ser otimizado, este é modelado por uma função custo, a qual o algoritmo tentará minimizar, adaptando iterativamente os coeficientes do formador de feixe.

Existem alguns parâmetros que devem ser considerados na escolha de um algoritmo adaptativo. A seguir são apresentados os mais importantes e um breve resumo da sua importância:

- Velocidade de convergência: está relacionada ao número de iterações necessárias para que o algoritmo convirja. Este parâmetro é de suma importância em comunicações móveis, já que o algoritmo deve ser capaz de acompanhar as variações do canal.
- Desvio da solução ideal (desajuste): desvio que pode existir entre a solução ideal e a solução na convergência do algoritmo adaptativo. Este desvio pode tornar um determinado algoritmo inadequado para a aplicação.
- Robustez: é o parâmetro que afere a capacidade do algoritmo em lidar com situações mal condicionadas.
- Complexidade: está diretamente ligado ao número de ciclos exigidos de um processador para realizar uma iteração. Como o custo financeiro está diretamente ligado à velocidade de processamento, este parâmetro influencia o custo da solução.

Nesta dissertação serão analisados e comparados diferentes métodos e algoritmos para a formatação de feixe. A seguir são apresentados os modelos das funções custo a serem minimizadas, a solução ótima (quando possível) e a solução adaptativa para cada um dos algoritmos.

3.4 – Formatação de feixe com seqüência de treinamento

Neste método, uma seqüência de treinamento ($d(n)$), também chamada de informação piloto, é utilizada para se encontrar o vetor de coeficientes desejado. A vantagem deste método é que não existe a necessidade de calibração do arranjo de antenas e tampouco suas características físicas influenciam no processo de formatação de feixe. Sua principal desvantagem é a redução da taxa de dados efetivamente transmitida pelo canal.

Como dito anteriormente, existem vários critérios de desempenho que podem ser otimizados. Nesta dissertação estaremos focando o caso da minimização do erro médio quadrático e da probabilidade de erro de bit. A Figura 3.9 apresenta a configuração de um sistema com seqüência de treinamento:

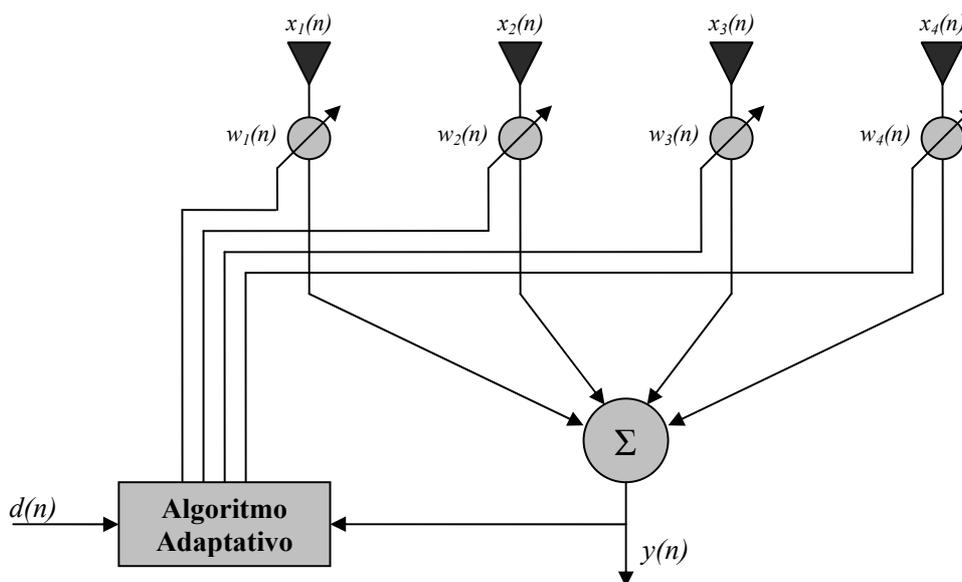


Figura 3.9 – Diagrama de uma formação de feixe com seqüência de treinamento

3.4.1 – Minimização do erro médio quadrático (MMSE) e o algoritmo DMI

A função custo do erro médio quadrático pode ser modelada como:

$$J = E \left[|d(n) - y(n)|^2 \right] \quad (3.16)$$

Ao minimizar esta função custo, a energia do erro entre o sinal de saída e o sinal referência é minimizada. Uma vez que o sinal de referência do usuário desejado seja descorrelacionado em relação ao sinal dos outros usuários, o formatador de feixe buscará eliminar as fontes de sinal interferentes. Substituindo (3.10) em (3.16) e igualando o gradiente da função custo à zero:

$$\nabla J = -2 \mathbf{P}_{xd} + 2 \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} = 0 \quad (3.17)$$

a solução ótima é dada por:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{P}_{xd} \quad (3.18)$$

onde

$$\mathbf{P}_{xd} = E[\mathbf{x} d^*] \quad e \quad \mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x} \mathbf{x}^H] \quad (3.19)$$

são, respectivamente, o vetor de correlação cruzada entre o sinal recebido e o sinal desejado, e a matriz de autocorrelação do sinal recebido.

Esta solução ótima é também chamada de equação de Wiener-Hopf ou de solução ótima de Wiener [40]. Um problema existente nesta solução é a necessidade de se conhecer perfeitamente a estatística do sinal recebido. Para solucionar este problema existe a possibilidade de se estimar as matrizes \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{P}_{xd} a partir de algumas amostras do sinal recebido, permitindo assim o cálculo do vetor \mathbf{w} que minimiza o erro quadrático para estas amostras. Este processo de estimação das matrizes e cálculo do vetor ótimo é comumente apresentado na literatura como algoritmo DMI (*Direct Matrix Inversion*).

Este vetor \mathbf{w} , obtido a partir de algumas amostras, é capaz de minimizar o erro médio quadrático, enquanto a estatística do canal não variar significativamente. Este período em que o canal não varia significativamente está diretamente ligado ao tempo de coerência do canal. Portanto, um novo cálculo do vetor \mathbf{w} é necessário a intervalos de tempo inferiores a este tempo de coerência.

O algoritmo DMI apresenta uma alta complexidade computacional, já que existe a necessidade de inversão da matriz de correlação. Para solucionar este problema existem na literatura diversos algoritmos adaptativos para o problema de minimização do erro médio quadrático. A seguir são descritos alguns deles.

3.4.2 – Algoritmo LMS

Utilizando o princípio do algoritmo *steepest-descent* [40], que busca minimizar a função custo iterativamente, adaptando os coeficientes na direção oposta ao gradiente da função custo (3.20), e substituindo as matrizes \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{P}_{xd} da Equação (3.17) por estimativas instantâneas $\mathbf{R}_{xx}(n)$ e $\mathbf{P}_{xd}(n)$, obtém-se o algoritmo LMS (*Least Mean Square*) (3.22).

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 1/2 \mu [-\nabla J(n)] \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} \nabla J(n) &= -2 \mathbf{x}(n) d^*(n) + \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}(n) \\ \nabla J(n) &= -2 \mathbf{x}(n) (d^*(n) - \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}(n)) \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e^*(n) \\ e(n) &= d(n) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (3.22)$$

A velocidade de convergência deste algoritmo depende do espalhamento dos autovalores ($\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$) da matriz \mathbf{R}_{xx} e do passo de adaptação. Quanto maior o espalhamento dos autovalores, menor a velocidade de convergência. Para garantir a convergência do algoritmo, o passo de adaptação deve satisfazer à seguinte condição [40]:

$$\mu \leq \frac{2}{\lambda_{\text{máx}}} \quad (3.22)$$

Este algoritmo apresenta uma complexidade computacional de apenas 2 M multiplicações de números complexos por iteração. Entretanto sua convergência é lenta comparada à de outros algoritmos, podendo tornar sua aplicação inadequada para variações de canal relativamente altas.

3.4.3 – Algoritmo RLS

O algoritmo RLS (*Recursive Least Squares*) utiliza uma versão modificada do erro quadrático definida por:

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left[d(i) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(i) \right]^2 \quad (3.23)$$

Assim, o vetor ótimo que minimiza a função custo para o instante n é:

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{R}_{\text{xx}}(n) \mathbf{P}_{\text{xd}}(n) \quad (3.24)$$

onde as matrizes $\mathbf{R}_{\text{xx}}(n)$ e $\mathbf{P}_{\text{xd}}(n)$ são definidas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{xx}}(n) &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \\ \mathbf{P}_{\text{xd}}(n) &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{x}(i) d^*(i) \end{aligned} \quad (3.25)$$

O fator λ é denominado fator de esquecimento e determina o peso que amostras passadas têm sobre o cálculo do vetor de coeficientes. Seu valor deve pertencer ao intervalo $0 < \lambda \leq 1$. Isolando o termo onde $i=n$ das Equações de (3.25) pode-se obter as equações de recursão das matrizes $\mathbf{R}_{\text{xx}}(n)$ e $\mathbf{P}_{\text{xd}}(n)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{xx}}(n) &= \lambda \mathbf{R}_{\text{xx}}(n-1) + \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \\ \mathbf{P}_{\text{xd}}(n) &= \lambda \mathbf{P}_{\text{xd}}(n-1) + \mathbf{x}(n) d^*(n) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Utilizando a equação recursiva de $\mathbf{R}_{xx}(n)$ obtida em (3.26) e o lema de inversão de matrizes [40] pode-se calcular iterativamente a matriz $\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)$ da seguinte forma:

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) = \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \right] \quad (3.27)$$

onde

$$\mathbf{q}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)} \quad (3.28)$$

Manipulando a Equação (3.28) têm-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}(n) &= \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \right] \mathbf{x}(n) \\ \mathbf{q}(n) &= \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Substituindo as Equações (3.26) e (3.27) em (3.24) têm-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \right] \left[\lambda \mathbf{P}_{xd}(n-1) + \mathbf{x}(n) d^*(n) \right] \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{P}_{xd}(n-1) + \lambda^{-1} \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n) d^*(n) \\ &\quad - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{P}_{xd}(n-1) \\ &\quad - \lambda^{-1} \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n) d^*(n) \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) + \lambda^{-1} \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n) d^*(n) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}(n-1) \\ &\quad - \lambda^{-1} \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n) d^*(n) \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}(n-1) \\ &\quad + d^*(n) \left\{ \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \right] \mathbf{x}(n) \right\} \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}(n-1) + d^*(n) \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) \mathbf{x}(n) \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{q}(n) \left[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}(n-1) \right] \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) - \mathbf{q}(n) \zeta^*(n) \end{aligned} \quad (3.30)$$

O erro $\zeta(n)$ é definido como erro a priori, já que o vetor $\mathbf{w}(n-1)$ minimiza o erro quadrático das $n-1$ amostras anteriores ao instante n . Substituindo (3.29) em (3.30) pode-se notar que a diferença entre os algoritmos LMS e RLS é que o passo de adaptação μ do algoritmo LMS é substituído pela matriz $\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)$ no algoritmo RLS.

Para iniciar o algoritmo é necessário definir uma matriz $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}(0)$. Seu valor inicial é geralmente escolhido como $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}$, onde \mathbf{I} é a matriz identidade, e δ é chamado de parâmetro de regularização cujo valor é uma pequena constante positiva.

Comparativamente ao algoritmo LMS, o algoritmo RLS apresenta uma maior complexidade computacional ($4M^2+4M+2$ multiplicações complexas por iteração). Em compensação, sua velocidade de convergência é muito maior que a do algoritmo LMS e independe do espalhamento dos autovalores da matriz $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$.

3.5 – Minimização da probabilidade de erro de bit (MBER)

A probabilidade de erro de bit de uma transmissão de dados é o que caracteriza a qualidade da transmissão. Como este critério de desempenho também pode ser modelado por uma função custo, é possível realizar uma formatação de feixe que busque minimizar este critério. Em [41], são analisados os casos de formatação de feixe para transmissões BPSK (Binary Phase Shift Keying) e QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

Suponha um ambiente onde N usuários co-canais possam transmitir um símbolo pertencente ao alfabeto $[-1, +1]$. Considere também que o sinal recebido seja modelado por:

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) [\mathbf{A}(\theta) \mathbf{d}(n) + \mathbf{r}(n)] \quad (3.31)$$

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n) \quad (3.32)$$

onde $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1(\theta) \mathbf{a}_2(\theta) \dots \mathbf{a}_N(\theta)]$ é a matriz que contém os vetores de direção de cada usuário, $\mathbf{d}(n) = [d_1(n) d_2(n) \dots d_N(n)]^T$ é o vetor que contém o sinal transmitido por cada usuário e $\mathbf{r}(n) = [r_1(n) r_2(n) \dots r_M(n)]^T$ é o vetor do ruído branco Gaussiano de variância σ_r^2 , presente em cada uma das antenas. Conhecido o sinal transmitido pelo usuário q , a função densidade de probabilidade (*probability density function* - p.d.f) do sinal recebido é dada por:

$$p(\Re(y) | \text{sgn}(d_q); \mathbf{w}) = \frac{1}{N_{sb}} \sum_{i=1}^{N_{sb}} \frac{1}{\sigma_r \sqrt{2\pi} \mathbf{w}^H \mathbf{w}} \exp\left(-\frac{(y - \text{sgn}(d_q) \Re(\bar{y}_i))^2}{2 \sigma_r^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}}\right) \quad (3.32)$$

onde N_{sb} é o número de valores distintos que a saída \bar{y}_i pode assumir. No caso de uma transmissão BPSK sobre um canal plano com N usuários, $N_{sb}=2^{N-1}$. A probabilidade de erro de bit de uma transmissão BPSK, com formatação de feixe associada a um vetor \mathbf{w} é:

$$P_b(\mathbf{w}) = \int_0^\infty p(\Re(y) | d_q; \mathbf{w}) d_y = \frac{1}{N_{sb}} \sum_{i=1}^{N_{sb}} Q(g_i(\mathbf{w})) \quad (3.33)$$

onde

$$Q(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^\infty \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv \quad (3.34)$$

e

$$g_i(\mathbf{w}) = \frac{\text{sgn}(d_q) \Re(\bar{y}_i)}{\sigma_r \sqrt{\mathbf{w}^H \mathbf{w}}} = \frac{\text{sgn}(d_q) \Re(\mathbf{w}^H \bar{\mathbf{x}}_i)}{\sigma_r \sqrt{\mathbf{w}^H \mathbf{w}}} \quad (3.35)$$

Definida a função custo (3.33), a solução que minimiza a BER é:

$$\mathbf{w}_{MBER} = \arg \min_{\mathbf{w}} P_b(\mathbf{w}) \quad (3.36)$$

O gradiente da função $P_b(\mathbf{w})$ (3.33) em relação ao vetor \mathbf{w} é:

$$\nabla P_b(\mathbf{w}) = \frac{1}{2 N_{sb} \sqrt{2\pi} \sigma_r \sqrt{\mathbf{w}^H \mathbf{w}}} \sum_{i=1}^{N_{sb}} \exp\left(-\frac{\bar{y}_i^2}{2 \sigma_r^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}}\right) \text{sgn}(d_q) \left(\frac{\bar{y}_i \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{w}} - \bar{\mathbf{x}}_i\right) \quad (3.37)$$

Recorrendo a algum algoritmo de otimização baseado no gradiente da função, como o algoritmo *steepest descent* ou o algoritmo do gradiente conjugado [40], é possível encontrar-se um vetor \mathbf{w} muito próximo de \mathbf{w}_{MBER} . No processo de otimização é computacionalmente vantajoso normalizar o vetor \mathbf{w} a cada iteração do algoritmo, já que esta normalização não influencia no resultado. Como se pode perceber em (3.35), a BER não

é alterada por um escalonamento positivo do vetor \mathbf{w} . Assim, para uma normalização do vetor \mathbf{w} a cada iteração, o gradiente da função passa a ser:

$$\nabla P_b(\mathbf{w}) = \frac{1}{2 N_{sb} \sqrt{2\pi} \sigma_r} \sum_{i=1}^{N_{sb}} \exp\left(-\frac{\bar{y}_i^2}{2 \sigma_r^2}\right) \text{sgn}(d_q)(\bar{y}_i \mathbf{w} - \bar{\mathbf{x}}_i) \quad (3.38)$$

Como na prática não existe o conhecimento da p.d.f. do sinal recebido, deve-se adotar alguma técnica capaz de estimá-la, permitindo assim uma implementação adaptativa do algoritmo MBER.

3.5.1 – Algoritmo MBER adaptativo baseado em blocos de dados

Uma maneira de se estimar a p.d.f. do sinal recebido é através de uma estimação de Parzen [42]. Este estimador apresenta bons resultados para curtas seqüências de dados e é particularmente adequado ao trabalhar-se com composições de sinais Gaussianos. Dado um bloco de K amostras conhecidas $\{x(n), d_q(n)\}$, a estimação da p.d.f. do sinal recebido é dada por:

$$\hat{p}(\Re(y) | \text{sgn}(d_q); \mathbf{w}) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \frac{1}{\rho_r \sqrt{2\pi} \mathbf{w}^H \mathbf{w}} \exp\left(-\frac{(y - \text{sgn}(d_q(i)) \Re(y(i)))^2}{2 \rho_r^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}}\right) \quad (3.39)$$

onde ρ_r , denominado parâmetro radial ou largura de *kernel* (núcleo), e está relacionado ao desvio padrão σ_r do ruído. Um limite inferior para ρ_r é [42]:

$$\rho_r = \left(\frac{4}{3K}\right)^{\frac{1}{5}} \sigma_r \quad (3.40)$$

Substituindo a p.d.f. do sinal recebido (3.32) pela estimativa de Parzen (3.39), o gradiente da função custo em relação ao vetor \mathbf{w} normalizado passa a ser:

$$\nabla P_b(\mathbf{w}) = \frac{1}{2 K \sqrt{2\pi} \rho_r} \sum_{i=1}^K \exp\left(-\frac{y(i)^2}{2 \rho_r^2}\right) \text{sgn}(d_q(i))(y(i) \mathbf{w} - \mathbf{x}(i)) \quad (3.41)$$

Desta maneira é possível utilizar um algoritmo de otimização a cada bloco de dados para se encontrar um vetor \mathbf{w} próximo do vetor ótimo \mathbf{w}_{MBER} .

3.5.2 – Algoritmos MBER adaptativos

Como no caso do algoritmo LMS, podemos substituir o gradiente obtido a partir da amostragem de um bloco de dados por uma estimativa instantânea do gradiente e aplicar esta estimativa ao algoritmo *steepest descent*. Assim, tem-se um algoritmo de gradiente estocástico que se adapta a cada amostra de entrada. Este algoritmo é referido na literatura como LBER (*Least Bit Error Rate*), e sua equação recursiva de adaptação dos coeficientes é dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \frac{1}{2\sqrt{2\pi} \rho_r} \exp\left(-\frac{y(i)^2}{2 \rho_r^2}\right) \text{sgn}(d_q(n))(y(n) \mathbf{w}(n) - \mathbf{x}(n)) \quad (3.42)$$

Com a correta escolha do parâmetro ρ_r é possível reduzir a complexidade computacional do algoritmo, retirando a necessidade de normalizar o vetor \mathbf{w} a cada iteração. Dessa forma, a complexidade computacional do algoritmo LBER é aproximadamente igual à do algoritmo LMS.

Outro algoritmo adaptativo que busca minimizar a BER é o algoritmo denominado AMBER (*Approximate Minimum Bit Error Rate*) [43] cuja formulação é a seguinte:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu I(n) \text{sgn}(e(n)) \mathbf{x}(n) \quad (3.43)$$

onde o erro $e(n)$ e a função indicação $I(n)$ são dados por:

$$e(n) = d_q(n) - \text{Re}(y(n)) \quad (3.44)$$

$$I(n) = 0,5 \left[1 - \text{sgn}(d_q(n) \text{Re}(y(n)) - \tau) \right] \quad (3.45)$$

O algoritmo AMBER é semelhante ao algoritmo LMS do sinal, onde o erro é substituído por seu sinal. Entretanto, no AMBER existe uma função indicação que determina quando o algoritmo deve ou não atualizar o vetor \mathbf{w} . O parâmetro τ define o intervalo onde o algoritmo deve adaptar, mesmo que um erro não tenha sido cometido. Caso este parâmetro seja zero, o algoritmo só adapta quando um erro ocorre, tornando a convergência muito lenta. Com o acréscimo de τ o algoritmo passa a adaptar o vetor \mathbf{w} mesmo quando o sinal $y(n)$ se aproxima do limite de decisão. A região definida por τ é:

$$|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(n)| < \tau \quad (3.46)$$

No algoritmo LBER em (3.42), o termo exponencial $\exp(-y(i)^2/2 \rho_r^2)$ tem o mesmo papel da função $I(n)$ do algoritmo AMBER (3.45), pois fornece um ganho exponencial que decresce à medida que o sinal recebido se afasta do limite de decisão. Porém enquanto que no LBER esta é uma medida dita suave (*soft*), no AMBER ela é abrupta (*hard*). Na Figura 3.10 são apresentados os comportamentos transitórios das probabilidades de erro de um formatador de feixe baseado na minimização da BER, e os valores para um formatador ótimo baseado no critério de minimização da BER e outro baseado na minimização do erro médio quadrático (MMSE). Como se pode perceber, os algoritmos baseados na minimização da BER podem apresentar desempenho muito superior aos algoritmos baseados na minimização do erro quadrático. Além disso, suas versões adaptativas (LBER e AMBER) são capazes de atingir uma probabilidade de erro muito próxima da solução ótima, havendo pouca diferença no comportamento dos diferentes algoritmos.

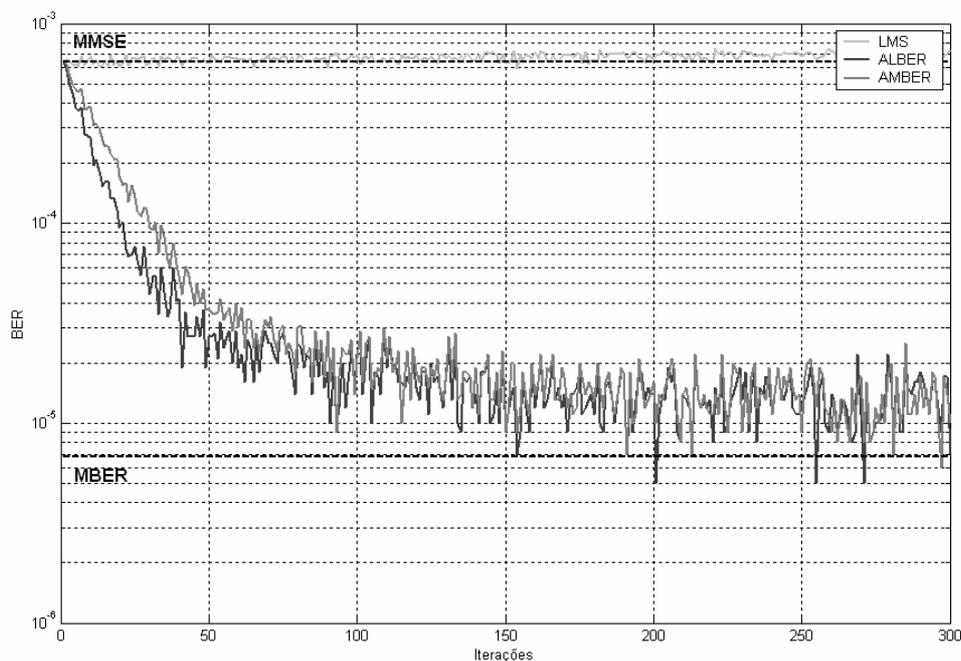


Figura 3.10 – Comparação da BER para diferentes algoritmos baseados na BER

3.6 – Formatação de feixe com direção de chegada dos sinais conhecida

Neste método de formatação de feixe não existe uma informação piloto sendo transmitida, entretanto é necessário o prévio conhecimento ao menos da direção de chegada do sinal desejado [44]. Existem diversos algoritmos de estimação de direção de chegada [45, 46]. Com o suporte destes algoritmos ou de outras fontes de informação (telemetria em satélites, por exemplo) é possível realizar este tipo de formatação de feixe. Nesta dissertação será analisada a estrutura GSC (*Generalized Sidelobe Canceller*) [40], que apresenta desempenho similar ao do formatador de feixe LCMV (*Linearly Constrained Minimum Variance*), como apresentado em [47]. Ambos buscam minimizar a potência do sinal presente na saída do formatador de feixe, respeitando restrições impostas ao vetor de

coeficientes \mathbf{w} . A vantagem da estrutura GSC é a eliminação das restrições da parte adaptativa do problema. A Figura 3.11 apresenta o diagrama de blocos da estrutura GSC.

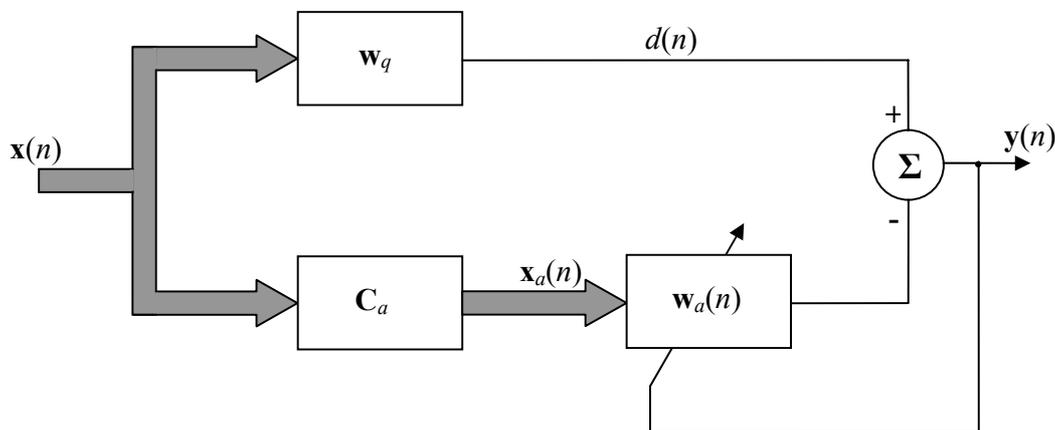


Figura 3.11 – Estrutura GSC

Seja \mathbf{C} uma matriz $M \times L$ que define as restrições de maneira que:

$$\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{g} \quad (3.47)$$

onde $\mathbf{C} = [\mathbf{a}(\theta_1) \ \mathbf{a}(\theta_2) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_L)]$, $\mathbf{g} = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_L]$ e L é o número de restrições utilizadas, onde $L < M$. Vale ressaltar que ao menos a direção de chegada do sinal desejado deve ser conhecida, permitindo assim estabelecer um ganho (geralmente unitário) para esta direção. É possível também estabelecer outras restrições no algoritmo como, por exemplo, ganho diferente de zero para direções de multipercursos desejáveis, ou atenuação máxima para sinais interferentes cujas direções de chegada sejam conhecidas. Entretanto, para cada restrição utilizada elimina-se um grau de liberdade do formatador de feixe.

Definida a matriz de restrições \mathbf{C} é possível construir uma matriz \mathbf{C}_a $M \times (M-L)$ que forma a base para o subespaço ortogonal ao subespaço de restrição. Esta matriz \mathbf{C}_a pode ser obtida a partir da matriz \mathbf{C} utilizando algum procedimento de ortogonalização, como *Gram-*

Schmidt, decomposição QR ou decomposição em valor singular (*Singular Value Decomposition* – SVD) [48]. Como estas duas matrizes são ortogonais entre si, tem-se:

$$\mathbf{C}_a^H \mathbf{C} = 0 \quad (3.48)$$

Juntas, estas matrizes definem o espaço \mathbf{R}^M , permitindo que um vetor qualquer \mathbf{w} seja representado a partir deste conjunto de vetores base como:

$$\mathbf{w} = \mathbf{C} \mathbf{w}_C - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a \quad (3.49)$$

onde \mathbf{w}_C e $-\mathbf{w}_a$ representam as coordenadas do vetor \mathbf{w} nos subespaços definidos por \mathbf{C} e \mathbf{C}_a , respectivamente. Aplicando as restrições (3.47) a (3.49) e utilizando (3.48) tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^H \mathbf{w} &= \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{w}_C - \mathbf{C}^H \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a \\ \mathbf{g} &= \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{w}_C, \text{ então} \\ \mathbf{w}_C &= (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{g} \end{aligned} \quad (3.50)$$

e fazendo:

$$\mathbf{w}_q = \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{g} \quad (3.51)$$

pode-se observar que \mathbf{w}_q independe do sinal presente na entrada do arranjo, sendo chamado de vetor quiescente. Como a função custo a ser minimizada é a energia do sinal na saída do formatador de feixe, tem-se:

$$J = E(|y|^2) = E(|\mathbf{w}^H \mathbf{x}|^2) = (\mathbf{w}_q - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a)^H \mathbf{R}_{xx} (\mathbf{w}_q - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a) \quad (3.52)$$

O vetor ótimo \mathbf{w}_a que minimiza esta função custo é dado por:

$$\mathbf{w}_a = (\mathbf{C}_a^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{C}_a)^{-1} \mathbf{C}_a^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_q \quad (3.53)$$

A partir da Figura 3.11 pode-se perceber que a estrutura GSC utiliza as restrições para criar um sinal de referência $d(n)$, e que a matriz \mathbf{C}_a bloqueia a componente do sinal de entrada $x(n)$ situada no subespaço de sinal. Assim, cabe ao vetor \mathbf{w}_a cancelar as interferências vazadas pelo formatador de feixe \mathbf{w}_q , e por isso a matriz \mathbf{C}_a é chamada de

matriz de bloqueio de sinal. Existe agora um sinal de referência $d(n)$ e um sinal de erro $e(n)$, definidos por:

$$d(n) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{x}(n) \quad (3.54)$$

$$e(n) = y(n) = d(n) - \mathbf{w}_a^H \mathbf{x}_a(n) \quad (3.55)$$

onde

$$\mathbf{x}_a(n) = \mathbf{C}_a^H \mathbf{x}(n) \quad (3.56)$$

A partir destes sinais é possível utilizar os algoritmos DMI, LMS ou RLS para obter uma estrutura GSC adaptativa.

3.7 – Formatação de feixe autodata

Este método de formatação de feixe não utiliza seqüência de treinamento ou informação sobre a direção de chegada dos sinais. A única informação conhecida pelo formador de feixe é o comportamento estatístico esperado do sinal desejado. Por isso os algoritmos pertencentes a esta classe de processamento de sinais são também chamados de algoritmos cegos [49].

Basicamente existem duas classes de algoritmos cegos: os algoritmos lineares e os não-lineares. Os lineares geralmente fazem uso de estatísticas de segunda ordem, enquanto que os não-lineares utilizam estatísticas de ordem superior explícitas (cumulantes de ordem superior ou análise poliespectral) ou implícitas (algoritmos de Bussgang) [40]. Dentro da família de algoritmos de Bussgang existe uma subfamília denominada de algoritmos de Godard. Estes são considerados mais robustos em relação a desvios de fase da portadora, e apresentam menor erro médio quadrático quando comparados com outros algoritmos de Bussgang. Apresentam ainda comportamento capaz de ‘abrir o olho’ da constelação

recebida para quase todas aplicações práticas em que a situação inicial era de olho fechado. O problema dos algoritmos de Bussgang é que estes podem apresentar mínimos locais na função custo, podendo o algoritmo convergir para um mínimo não global. No caso de formatação de feixe, isso acarreta no desconhecimento de qual usuário tem seu sinal apresentado na saída do formatador de feixe.

O algoritmo de Godard minimiza uma função custo dada por:

$$J(n) = E \left[\left(|y(n)|^p - R_p \right)^2 \right] \quad (3.57)$$

onde p é uma constante inteira positiva e R_p é:

$$R_p = \frac{E \left[|x(n)|^{2-p} \right]}{E \left[|x(n)|^p \right]} \quad (3.58)$$

Como se pode perceber, o algoritmo de Godard utiliza a informação de amplitude do sinal na saída do formatador de feixe para adaptar seus coeficientes. Assim, não existe recuperação da fase original do sinal transmitido. Esta característica e a existência de mínimos locais na função custo exigem que outras técnicas sejam empregadas em conjunto com a formatação de feixe cega para que seja possível detectar corretamente o sinal desejado. Nesta dissertação será utilizado o algoritmo do módulo constante (*Constant Modulus Algorithm* – CMA) que é o caso do algoritmo de Godard para um $p=2$. Utilizando uma adaptação baseada no gradiente estocástico (como no caso do LMS), o erro $e(n)$ do algoritmo CMA é dado por:

$$e(n) = y(n) \left(R_2 - |y(n)|^2 \right) \quad (3.59)$$

3.8 – Conclusão

Neste capítulo foram discutidos os conceitos básicos de uma transmissão espaciotemporal. Discutiu-se brevemente o arranjo de diversidade e deu-se um enfoque maior para os arranjos formatadores de feixe. Este tipo de arranjo apresenta a capacidade de formatar o diagrama de irradiação do arranjo de acordo com os ganhos complexos atribuídos aos sinais presentes nas entradas de cada antena. Como o objetivo é controlar o diagrama de irradiação, de maneira que usuários co-canal em frequência e tempo possam ser separados de acordo com sua característica espacial, e estas características são variantes no tempo, é necessário que o diagrama de irradiação associado a cada usuário seja adaptativo em relação a estas variações. Neste contexto foram explicitados diferentes métodos e alguns algoritmos capazes de realizar a formatação de feixe. No próximo capítulo serão apresentados diferentes métodos de aplicação de antenas adaptativas a uma transmissão OFDM multiusuários.

4 – Formação de Feixe em Transmissões OFDM

Nos capítulos anteriores foram descritos os conceitos básicos de uma transmissão OFDM e da formação de feixe. Neste capítulo serão abordadas as diferentes implementações possíveis da técnica de formação de feixe para uma transmissão OFDM.

Em *Kim et al.* [50] é proposta uma formação de feixe antes do processo da FFT no receptor, utilizando um algoritmo LMS com seqüência de treinamento. Neste capítulo, estendemos este conceito e aplicamos outros algoritmos tais como o RLS e o AMBER, ambos com seqüência de treinamento. Apresentamos também as formações de feixe com direção de chegada do sinal desejado conhecida, através da estrutura GSC e a formação de feixe cega. Além disso, estes algoritmos são testados para o caso de uma formação de feixe realizada após o processo de FFT realizado em cada antena, permitindo a utilização de um formatador de feixe distinto para cada grupo de subportadoras, ou até mesmo para cada subportadora. Ao formatador de feixe baseado no artigo de *Kim et al.* chamaremos de formatador de feixe no domínio do tempo enquanto que aos outros chamaremos de formatadores de feixe no domínio da freqüência [51,52].

4.1 – Modelo do Sinal Recebido

Considere um sinal transmitido modelado por:

$$d_n = \sum_{s=0}^{N-1} D_s \exp(j 2\pi n s / N) \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.1)$$

onde N é o número de subportadoras, D_s é o símbolo transmitido pela subportadora s e n é o instante de amostra do símbolo OFDM.

Modelando o canal multipercurso como um filtro de resposta ao impulso finita (*Finite Impulse Response* - FIR) de comprimento L , o sinal recebido na antena k , considerando espalhamento angular igual a zero, pode ser modelado como:

$$x_{n,k} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} d_{n-l} a_k(\theta) + r_{n,k} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad e \quad 1 \leq k \leq M \quad (4.2)$$

onde $a_k(\theta)$ é o ganho complexo do arranjo e depende do tipo de arranjo de antena utilizado, $r_{n,k}$ é o ruído presente no instante n na antena k . Considerando que o ciclo prefixo tenha comprimento maior que o comprimento de canal, eliminando completamente a ISI, é possível modelar o sinal de uma antena processado por uma FFT como sendo [53]:

$$\begin{aligned} X_{s,k} &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} D_s H_l^{(s-n)} \exp(-j 2\pi n l / N) a_k(\theta) + R_{s,k} \\ X_{s,k} &= \left\{ D_s \sum_{l=0}^{L-1} H_l^{(0)} \exp(-j 2\pi n l / N) + \sum_{n=0, n \neq s}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} D_s H_l^{(s-n)} \exp(-j 2\pi n l / N) \right\} a_k(\theta) + R_{s,k} \\ X_{s,k} &= (\alpha_s D_s + \beta_s) a_k(\theta) + R_{s,k} \end{aligned} \quad (4.3)$$

onde α_s é o ganho complexo resultante do efeito multipercurso, β_s é a ICI e $R_{s,k}$ é o ruído AWGN na subportadora s do sinal presente na antena k e $H_l^{(s-n)}$ é a transformada de Fourier do canal variante no tempo. É importante notar que a informação $a_k(\theta)$, que é a informação de direção de chegada, não depende da subportadora em questão, embora o sinal recebido por cada subportadora apresente um ganho complexo que é a combinação do efeito do arranjo de antenas associado ao comportamento seletivo do canal.

4.2 – Formatador de feixe no domínio do tempo

Em um formatador de feixe no domínio do tempo como o proposto por Kim *et al.*, não existe a necessidade de se realizar uma FFT no sinal recebido por cada antena. Assim, a complexidade computacional da recepção independe do número de antenas utilizadas e é consideravelmente reduzida. Porém, no algoritmo de adaptação, é necessário realizar uma IFFT no vetor de subportadoras piloto para que este esteja no mesmo domínio do sinal de entrada.

Um problema da formatação de feixe no domínio do tempo é que, no caso de canais seletivos em frequência, existe uma alta probabilidade de que o ganho introduzido pelo canal em diferentes subportadoras piloto esteja altamente descorrelacionado. Assim, a solução convencional que minimiza o erro médio quadrático levaria em consideração os diferentes ganhos introduzidos pelo canal. Como geralmente existe um equalizador após o processo de formatação de feixe, seria interessante que o formatador de feixe buscasse uma solução ótima que não fosse prejudicada pelo efeito seletivo do canal, ou que levasse em consideração o posterior processo de equalização. Para alcançar este objetivo propõe-se a utilização da informação do equalizador para se gerar um novo sinal de referência, adequado ao efeito seletivo do canal. No Capítulo 5 ficam evidentes os ganhos alcançados com esta proposta, que não parece ter sido explorada até agora. O sinal de referência $\mathbf{D}(n)$ utilizado pelos algoritmos é: $\mathbf{D}(n) = \mathbf{Do}(n)$ para o caso da formatação de feixe sem informação do equalizador, e $\mathbf{D}(n) = \mathbf{Do}(n) \odot \hat{\mathbf{H}}(n-1)$ para o caso de formatação de feixe utilizando a informação do equalizador, onde $\mathbf{Do}(n)$ é o vetor que contém a informação do sinal transmitido nas subportadoras piloto; $\hat{\mathbf{H}}(n)$ é o vetor de estimação do ganho de canal, obtido por algum método de estimação de canal como os apresentados na Seção 2.5, e cujo

valor inicial é um ganho unitário em todas as subportadoras; e \odot denota o produto de Hadamard, ou multiplicação elemento a elemento. O diagrama de blocos referente a este tipo de formatação de feixe é apresentado na Figura 4.1.

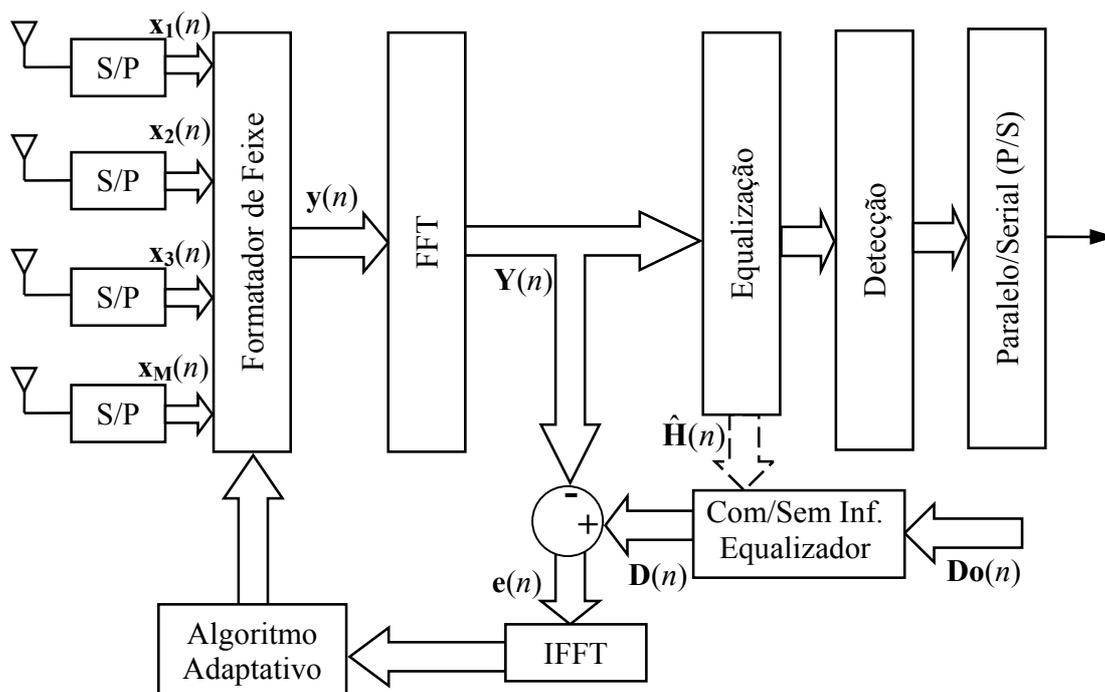


Figura 4.1 – Estrutura de um formador de feixe no domínio do tempo.

Utilizando as notações da Figura 4.1 podemos obter os algoritmos adaptativos baseados nos algoritmos clássicos apresentados no capítulo 3, devidamente adaptados para o caso de uma formatação de feixe no domínio do tempo.

4.2.1 – Algoritmo LMS

Utilizando uma função custo baseada no erro médio quadrático têm-se:

$$J(n) = E[\mathbf{e}(n) \mathbf{e}(n)^H] \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(n) &= \text{IFFT}(\mathbf{D}(n) - \mathbf{Y}(n)) = \text{IFFT}\{\mathbf{D}(n) - \text{FFT}(\mathbf{y}(n))\} \\ \mathbf{e}(n) &= \text{IFFT}(\mathbf{D}(n) - \text{FFT}(\mathbf{w}(n)^H \mathbf{x}(n))) \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde $\mathbf{D}(n)$ é um sinal de referência. Utilizando os mesmo princípios aplicados na determinação do algoritmo LMS apresentados no Capítulo 3 têm-se:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) \mathbf{e}^H(n) \quad (4.6)$$

Este algoritmo considera que o sinal de referência utilizado no processo de obtenção do vetor de coeficientes $\mathbf{w}(n)$ utiliza todas as subportadoras para transmitir informação. Desta maneira, o erro médio quadrático minimizado é a soma dos erros médios quadráticos de todas as subportadoras utilizadas. Entretanto, para se aumentar a eficiência da transmissão poderiam ser utilizadas somente algumas subportadoras para a transmissão de informação de treinamento. Assim, o erro médio quadrático minimizado seria a soma dos erros médios quadráticos das subportadoras piloto. Neste caso o erro é o seguinte:

$$\mathbf{e}(n) = \text{IFFT}\left(\left[0 \quad 0 \quad E_{p_1} \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad E_{p_2} \quad \dots \quad E_{p_{N_p-1}} \quad \dots \quad 0 \quad E_{p_{N_p}} \quad 0 \quad \dots\right]\right) \quad (4.7)$$

onde E_{p_n} é o erro no domínio da frequência do sinal presente na subportadora p_n .

Apesar de a complexidade computacional deste algoritmo ser de apenas $S(2M)$ multiplicações por iteração, onde S é o número de subportadoras utilizadas e M é o número de antenas, sua aplicação em sistemas sem-fio depende muito da velocidade de convergência necessária. Na seção de resultados e simulações a influência deste fator ficará evidente.

4.2.2 – Algoritmo RLS

Utilizando o mesmo desenvolvimento apresentado no Capítulo 3 para o algoritmo RLS, e considerando o erro quadrático de um bloco de sinais dado por:

$$J(n) = \sum_{s=1}^N \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left[d_s(i) - \mathbf{w}^H(n) x_s(i) \right] \quad (4.8)$$

onde N é o número de subportadoras utilizadas no processo de treinamento do algoritmo, o cálculo recursivo do vetor de ganho $q(n)$ resultante é:

$$\mathbf{q}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)}{\mathbf{I}_{N \times N} + \lambda^{-1} \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)} \quad (4.9)$$

Como comentado no Capítulo 3, o algoritmo RLS apresenta velocidade de convergência muito superior à dos algoritmos baseados no gradiente estocástico e complexidade computacional inferior à do algoritmo DMI (*Direct Matrix Inversion*). Entretanto, a vantagem obtida pelo algoritmo RLS de realizar a inversão de matriz recorrendo apenas a uma divisão por um escalar é eliminada no caso de um vetor de entrada composto de um bloco de sinais. Neste caso, o cálculo recursivo exige uma inversão de matriz de dimensão $S \times S$, fazendo com que esta técnica tenha complexidade computacional superior à do algoritmo DMI quando $S > M$.

Para suplantar este problema propomos a realização de uma busca iterativa a cada amostra do símbolo OFDM, retornando ao caso de uma complexidade computacional onde, a cada iteração do algoritmo RLS, existe apenas uma divisão por escalar e não mais uma inversão de matriz. Esta proposta é similar à apresentada em [54], e o algoritmo é dado por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{d}(n) &= \text{IFFT} \left(\left[\begin{array}{cccccccccccc} 0 & 0 & D_{p_1} & 0 & 0 & \dots & D_{p_2} & \dots & D_{p_{N_p-1}} & \dots & 0 & D_{p_{N_p}} & 0 & \dots \end{array} \right] \right) \\
i &= 0 \\
\text{Enquanto } (i < S-1) \text{ faça} \\
& y_i(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}_i(n) \\
& \mathbf{q} = \lambda^{-1} \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_i(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}_i^H(n) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_i(n)} \\
& \mathbf{w} = \mathbf{w} - \mathbf{q} (y_i(n) - d_i(n)) \\
& \mathbf{R}^{-1} = \lambda^{-1} (\mathbf{R}^{-1} - \mathbf{q} \mathbf{x}_i^H(n) \mathbf{R}^{-1}) \\
& i = i + 1 \\
\text{Volta} \\
\mathbf{Y}(n) &= \text{FFT}(\mathbf{y}(n))
\end{aligned} \tag{4.10}$$

onde o índice i representa a amostra do símbolo n . A complexidade computacional deste algoritmo é de $S(4M^2+4M+2)$ multiplicações por iteração.

Para o caso de símbolos OFDM onde todas as subportadoras são utilizadas como piloto esta solução não apresenta problemas, permitindo, por exemplo, sua aplicação em sistemas de transmissão onde o canal apresenta baixo espalhamento Doppler. Assim, a cada intervalo de tempo, alguns símbolos OFDM com todas as subportadoras transmitindo informação piloto permitiriam a atualização do vetor formatador de feixe. Entretanto, quanto maior o espalhamento Doppler menor seria a eficiência desta transmissão devido à necessidade de se transmitir símbolos piloto com maior frequência.

Como as transmissões OFDM geralmente incluem um certo número de subportadoras piloto para estimação do desvanecimento seletivo sofrido pelo sinal, pode ser interessante utilizar somente esta informação para atualizar o vetor de formatação de feixe. O problema dos algoritmos DMI e RLS em lidar com sistemas formatadores de feixe no domínio temporal utilizando apenas algumas subportadoras piloto é que, apesar de ser possível construir um sinal de referência no domínio temporal a partir de uma informação no

domínio da frequência, o processo de estimação do vetor formatador de feixe sofrerá com um ruído proveniente das subportadoras de dados. No caso do algoritmo RLS, como existe uma recursão no cálculo das matrizes \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{P}_{xd} , quanto maior a memória do algoritmo melhor será a estimativa do vetor formatador de feixe. Quando a memória é alta, ou seja, o valor de λ é muito próximo de 1, o ruído produzido pelas subportadoras de dados não afetará o valor da estimação na convergência do algoritmo, porém afetará seu comportamento durante o período transitório. No caso do algoritmo DMI ou de um algoritmo RLS com λ menor, este ruído pode afetar bastante a estimação.

Para solucionar este problema propomos o emprego de uma pré-filtragem no sinal de entrada utilizado pelo estimador do vetor formatador de feixe. Esta pré-filtragem é capaz de cancelar completamente o sinal pertencente às subportadoras de dados, permitindo uma estimação não ruidosa do vetor formatador de feixe. Esta pré-filtragem corresponde à multiplicação no domínio da frequência de um vetor \mathbf{U} pelo sinal recebido. Este processo de multiplicação no domínio da frequência corresponde a uma convolução cíclica no domínio temporal. Para a correta escolha deste vetor \mathbf{U} , é possível se obter um filtro no domínio temporal de fácil implementação, e que cancela completamente as subportadoras de dados. Suponha um sinal no domínio da frequência dado por um vetor construído da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_a &= [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0] \\ \mathbf{U} &= [\mathbf{U}_a \ \mathbf{U}_a \ \dots \ \mathbf{U}_a] \end{aligned} \quad (4.11)$$

onde o comprimento do vetor \mathbf{U}_a é igual a S/N_p , N_p é o número de subportadoras piloto utilizadas, e o vetor \mathbf{U} é composto de N_p vetores \mathbf{U}_a . A transformada inversa de Fourier deste vetor corresponde ao filtro temporal, e para o vetor \mathbf{U} dado, esta transformação resulta em um vetor \mathbf{u} construído da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_a &= [N_p/S \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0] \\ \mathbf{u} &= [\mathbf{u}_a \ \mathbf{u}_a \ \dots \ \mathbf{u}_a] \end{aligned} \quad (4.12)$$

onde o comprimento do vetor \mathbf{u}_a é igual a N_p e o vetor \mathbf{u} é composto de S/N_p vetores \mathbf{u}_a . Portanto, quanto maior o número de subportadoras piloto, menor o número de *taps* do filtro temporal. A resposta ao impulso do filtro resultante é apresentado na Figura 4.2.

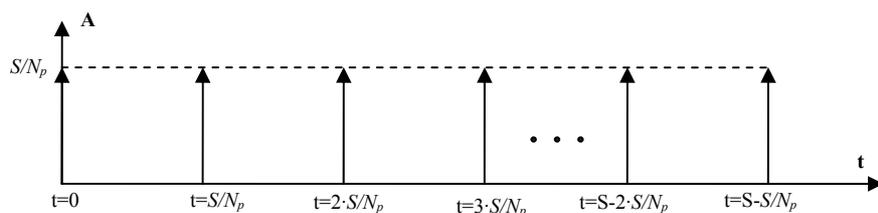


Figura 4.2 – Filtro utilizado no processo de pré-filtragem

Substituindo $\mathbf{x}_i(n)$ pela sua versão pré-filtrada no algoritmo (4.10), obtém-se uma estimativa do vetor formatador de feixe livre do ruído das subportadoras de dados. Acrescentando após a cadeia de “loop” uma linha $y_i(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}_i(n)$, o vetor $\mathbf{y}(n)$ é o sinal efetivamente recebido e que passará pelo processo de FFT.

4.2.3 – Algoritmo AMBER

O algoritmo AMBER pode ser utilizado em blocos de sinais como o algoritmo LMS, entretanto o diagrama de blocos é alterado de maneira que a função indicação $I(n)$ e o erro estejam no domínio da frequência. Depois de calculado o vetor indicação e o vetor de sinal de erro do bloco estes são multiplicados elemento a elemento e a IFFT é aplicada ao sinal resultante.

O algoritmo AMBER resultante para uma constelação BPSK é dado por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}(n) &= \text{FFT}(\mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n)) \\
\mathbf{I}(n) &= 0,5(1 - \text{sgn}(\text{Re}(\mathbf{Y}(n)) \odot \mathbf{D}(n) - \tau)) \\
\mathbf{E}(n) &= \text{sgn}(\mathbf{D}(n) - \text{Re}(\mathbf{Y}(n))) \\
\mathbf{e}(n) &= \text{IFFT}(\mathbf{E}(n) \odot \mathbf{I}(n)) \\
\mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) \mathbf{e}^H(n)
\end{aligned} \tag{4.13}$$

onde $\text{Re}(a)$ é a função que extrai a parte real do número complexo a . Apesar de esse algoritmo ser específico para o caso de uma transmissão BPSK, existem também algoritmos AMBER para outras constelações. No caso de uma transmissão QPSK este passa a ser:

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}(n) &= \text{FFT}(\mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n)) \\
\mathbf{I}_R(n) &= 0,5(1 - \text{sgn}(\text{Re}(\mathbf{Y}(n)) \odot \text{Re}(\mathbf{D}(n)) - \tau)) \\
\mathbf{I}_I(n) &= 0,5(1 - \text{sgn}(\text{Im}(\mathbf{Y}(n)) \odot \text{Im}(\mathbf{D}(n)) - \tau)) \\
\mathbf{E}_R(n) &= \text{sgn}(\text{Re}(\mathbf{D}(n)) - \text{Re}(\mathbf{Y}(n))) \\
\mathbf{E}_I(n) &= \text{sgn}(\text{Im}(\mathbf{D}(n)) - \text{Im}(\mathbf{Y}(n))) \\
\mathbf{e}(n) &= \text{IFFT}((\mathbf{E}_R \odot \mathbf{I}_R) + j(\mathbf{E}_I \odot \mathbf{I}_R)) \\
\mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) \mathbf{e}^H(n)
\end{aligned} \tag{4.14}$$

onde $\text{Im}(a)$ é uma função que extrai a parte imaginária do número complexo a . Como no caso do algoritmo LMS, é possível utilizar somente algumas subportadoras para a transmissão de informação piloto, e neste caso seria utilizado um vetor de erro formado pelos erros nas subportadoras piloto como no caso do algoritmo LMS.

4.2.4 – Estrutura GSC

Conforme apresentado na Seção 3.6, caso a direção de chegada do sinal desejado seja conhecida, não existe a necessidade de transmissão de uma informação piloto para se realizar a formatação de feixe. Assim, não é necessária a realização de uma IFFT adicional

nesta estrutura, pois o sinal de entrada e a informação piloto estão no mesmo domínio (freqüencial ou temporal). O diagrama de blocos de uma estrutura GSC aplicado ao caso de formatação de feixe no domínio temporal é idêntico ao apresentado na Seção 3.6, e o algoritmo para encontrar o vetor $\mathbf{w}_a(n)$ pode ser qualquer um dos algoritmos baseados na minimização do erro médio quadrático apresentados até agora (LMS, RLS, DMI).

4.2.5 – Algoritmo Autodidata CMA

Assim como os algoritmos LMS e AMBER, o algoritmo CMA também pode ser adaptado em blocos. Como no caso do AMBER, uma adaptação deve ser feita no algoritmo para que haja uma correspondência entre sua versão onde apenas uma amostra é utilizada na adaptação e a versão em blocos. O diagrama de blocos é semelhante ao apresentado na Figura 4.1, porém no lugar de $\mathbf{D}(n)$ a informação conhecida é o R_p definido na Equação (3.58). O algoritmo CMA em blocos é dado por:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}(n) &= \text{FFT}(\mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n)) \\
 \mathbf{E}(n) &= \mathbf{Y}(n) \odot (1 - |\mathbf{Y}(n)| \otimes |\mathbf{Y}(n)|) \\
 \mathbf{e}(n) &= \text{IFFT}(\mathbf{E}(n)) \\
 \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) \mathbf{e}^H(n)
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

4.3 – Formatador de feixe no domínio da freqüência

O formatador de feixe no domínio da freqüência realiza uma FFT no sinal recebido por cada antena e depois realiza o processamento espacial. A principal vantagem deste tipo de formatação de feixe é a possibilidade de se encontrar um vetor ótimo para cada faixa de freqüência, permitindo um melhor cancelamento de interferências co-canais de banda estreita. Um problema deste tipo de formatação de feixe é a complexidade computacional

resultante da necessidade de uma FFT em cada antena. Os algoritmos são os mesmos apresentados no Capítulo 3.

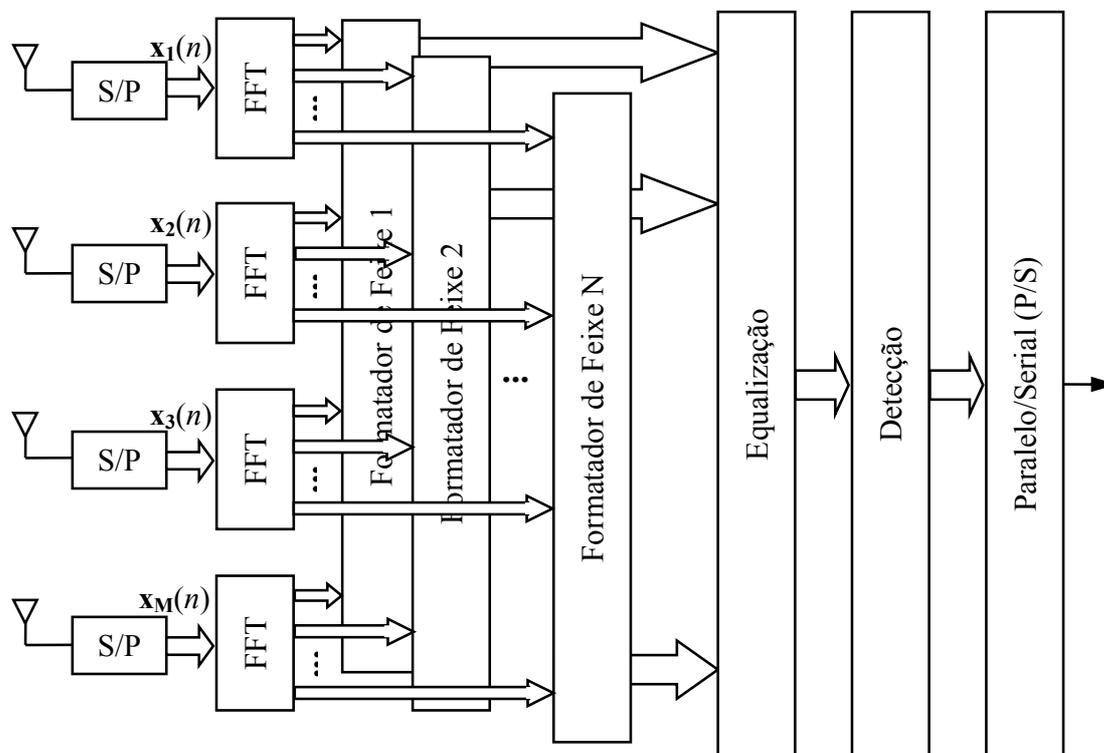


Figura 4.3 – Formatador de feixe no domínio da frequência

Assim como no caso do formatador de feixe no domínio temporal, pode ser interessante utilizar as subportadoras piloto para se realizar a estimação do formatador de feixe de cada sub-banda. Uma opção neste caso é a utilização do vetor calculado a partir de uma única subportadora para processar os dados das subportadoras vizinhas, já que estas devem estar altamente correlacionadas. No caso de se utilizar um formatador de feixe para cada subportadora, não é necessário o emprego do equalizador após o processamento espacial. Já no caso em que o número de formatadores de feixe é inferior ao número de subportadoras,

existem problemas de estimação de canal quando este é seletivo, e estes efeitos serão mais bem discutidos na seção de resultados e simulações.

4.4 – Conclusões

Neste capítulo foram abordadas as duas principais técnicas de formatação de feixe para uma transmissão OFDM. A primeira é a formatação de feixe no domínio do tempo, que apresenta a vantagem de utilizar apenas uma operação de FFT e uma de IFFT para realizar a estimação do vetor formatador de feixe. Já a formatação de feixe no domínio da frequência permite a criação de formatadores de feixe individuais para cada sub-banda, ao custo de uma maior complexidade computacional. Foram descritas também as adaptações dos algoritmos clássicos para o caso de formatação de feixe em transmissão OFDM, levando em consideração as particularidades da estrutura de recepção. Além disso, foram propostas também técnicas que melhoram o desempenho da estimação do vetor formatador de feixe no domínio temporal. No próximo capítulo serão realizadas diversas simulações a fim de se comparar o comportamento das diferentes abordagens.

5 – Resultados e Simulações

Como a principal vantagem de um sistema com formatação de feixe é possibilitar o compartilhamento de um mesmo canal por diversos usuários, desde que estes estejam em posições distintas, as simulações apresentadas neste capítulo buscam comparar o comportamento da probabilidade de erro de bit de uma transmissão multiusuário, utilizando formatação de feixe, com uma situação onde não existem usuários co-canais e cuja recepção utiliza apenas uma antena. O emprego de algoritmos adaptativos leva à necessidade de se obter gráficos no período transitório da convergência e o comportamento em regime permanente. Devido às diversas situações passíveis de simulação, definiremos algumas específicas para avaliar o impacto de cada abordagem, buscando focar os principais pontos que cada situação nos permite avaliar.

As simulações apresentadas consideram uma transmissão OFDM com 256 subportadoras e constelação QPSK (exceto o caso da Seção 5.4). O arranjo de antenas utilizado é linear uniforme, composto por cinco elementos distanciados de meio comprimento de onda (Figura 5.1). A disposição dos usuários é apresentada na Figura 5.2, onde o sinal desejado apresenta DOA igual a 60° , e os sinais interferentes DOA's iguais a 0° , 30° , 90° e 120° . A razão sinal-ruído interferente (*Signal to Interference Ratio - SIR*) para todos usuários co-canais é igual a 0 dB.

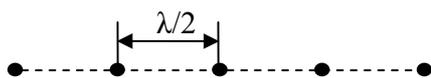


Figura 5.1 - Arranjo de antenas utilizado

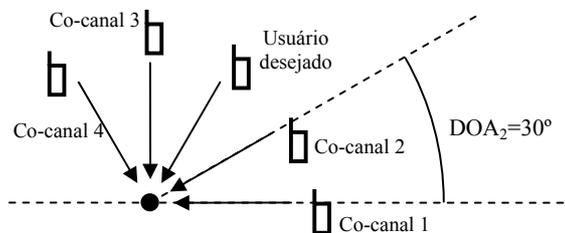


Figura 5.2 – DOA's dos usuários

5.1 – Situação 1 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para um canal estático plano

Nesta primeira análise podemos verificar o comportamento dos diferentes algoritmos em um ambiente não seletivo em frequência e onde a potência de chegada do sinal é constante (não sofre efeito de desvanecimento). O propósito desta simulação é avaliar o comportamento de convergência dos diferentes métodos de formatação de feixe e algoritmos utilizados, e mostrar que não existe diferença no desajuste (em termos de BER) dos métodos de formatação de feixe no domínio do tempo e da frequência. Outro ponto importante é mostrar que, no caso do número de subportadoras piloto ser inferior ao número de subportadoras utilizadas, os algoritmos RLS e DMI no domínio temporal sofrem com o ruído produzido pelas subportadoras.

5.1.1 – Estudo do efeito do ruído introduzido pelas subportadoras piloto em uma formatação de feixe no domínio do tempo

Como dito no capítulo anterior, a formatação de feixe no domínio temporal utilizando apenas algumas subportadoras para transmitir informação piloto introduz ruído na estimação do vetor formatador de feixe para os algoritmos RLS e DMI. No caso dos algoritmos baseados no gradiente estocástico, a proposta de Kim *et al.* de zerar o erro das subportadoras de dados no domínio da frequência sugere que somente o sinal das subportadoras piloto é utilizado na estimação. Como nesta dissertação propomos uma pré-filtragem do sinal de entrada presente em cada antena, de maneira que o processo de estimação utilize somente o sinal das subportadoras piloto, esta simulação visa comprovar os benefícios desta proposta, além de confirmar a proposta de Kim *et al.*

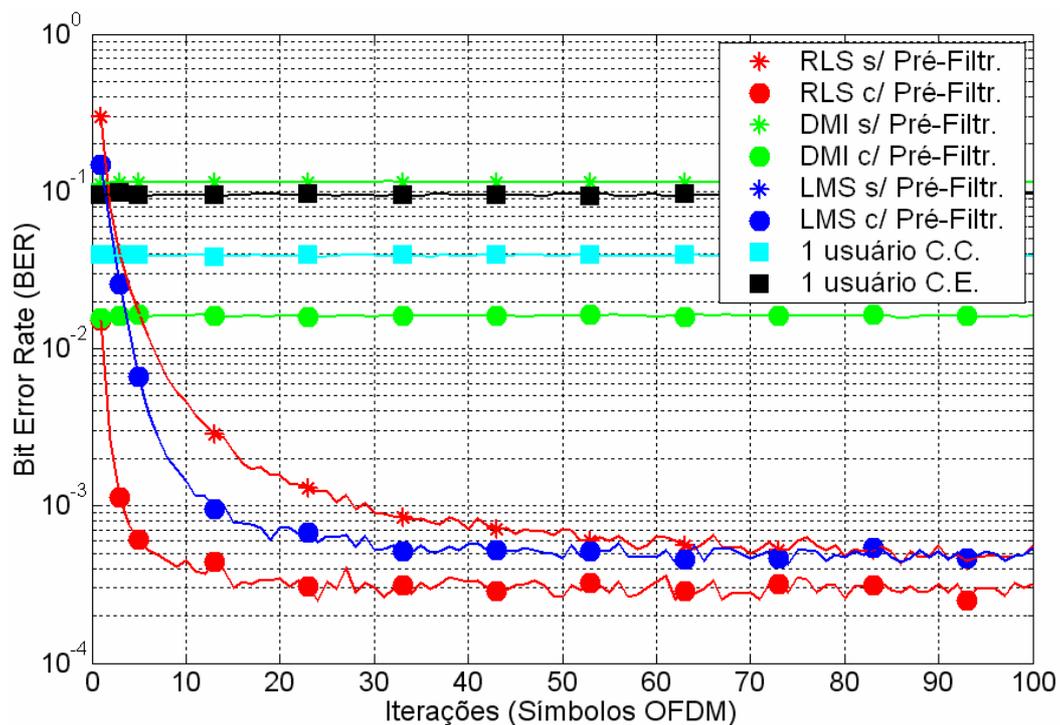


Figura 5.3 – Comparação entre algoritmos com e sem pré-filtragem ($N_p=8$; SNR=5 dB)

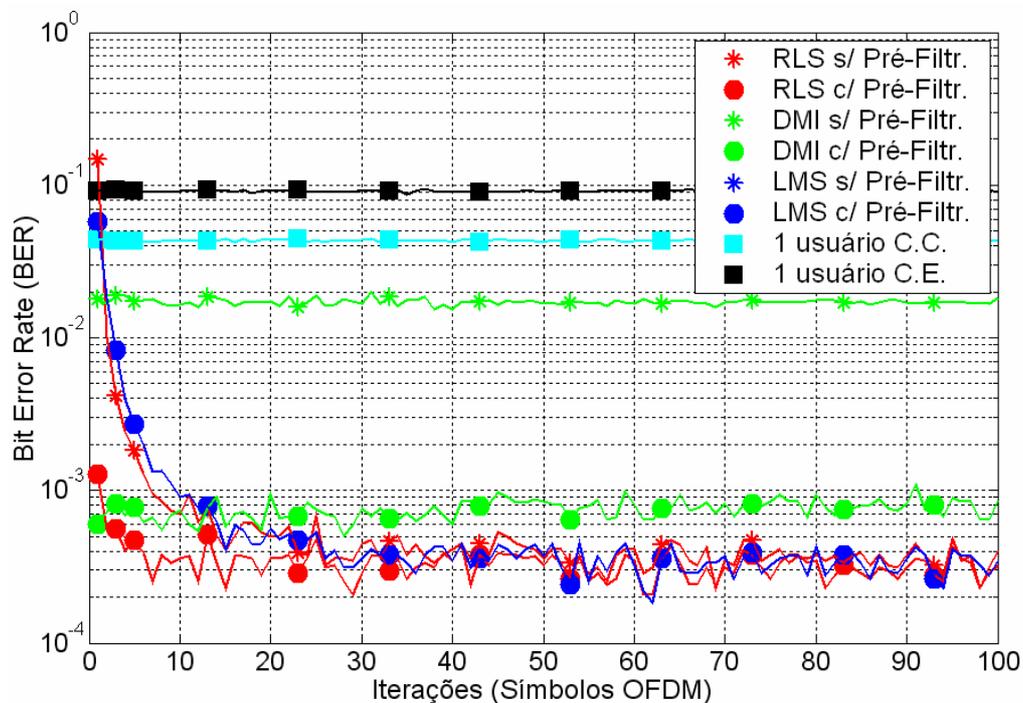


Figura 5.4 – Comparação entre algoritmos com e sem pré-filtragem ($N_p=32$; SNR=5 dB)

As Figuras 5.3 e 5.4 apresentam os gráficos para números de subportadoras piloto iguais a 8 e 32, respectivamente. Como se pode perceber, um acréscimo no número de subportadoras piloto torna a convergência dos algoritmos LMS e RLS mais rápida, independente da presença da pré-filtragem, além de diminuir o desvio da solução ideal. No caso do algoritmo DMI, este aumento se reflete numa melhor estimativa do vetor formatador de feixe, já que existe uma melhor estimativa das matrizes de autocorrelação (\mathbf{R}_{xx}) e correlação cruzada (\mathbf{P}_{xd}). Ao realizar o processo de pré-filtragem existe uma significativa melhora no desempenho dos algoritmos RLS e DMI, pois o ruído inserido pelas subportadoras de dados é eliminado. No caso do algoritmo LMS não existe tal melhora, pois ao zerar o erro nas subportadoras de dados existe uma equivalência ao processo de pré-filtragem, comprovando a proposta de *Kim et al.* No caso onde somente oito subportadoras piloto são utilizadas, o comportamento do algoritmo RLS sem a pré-filtragem é inferior ao obtido com o algoritmo LMS em termos de tempo de convergência. Portanto, quanto menor o número de subportadoras piloto, mais efetivo torna-se o efeito da pré-filtragem nos algoritmos RLS e DMI.

5.1.2 – Comparação entre os algoritmos para formação de feixe no domínio temporal e formação de feixe no domínio da frequência

O objetivo desta simulação é apresentar o comportamento das formações de feixe no domínio temporal e frequencial para um canal estático plano. O comportamento esperado dos algoritmos é que estes apresentem o mesmo desajuste tanto no caso da formação de feixe no domínio temporal como na formação de feixe no domínio frequencial.

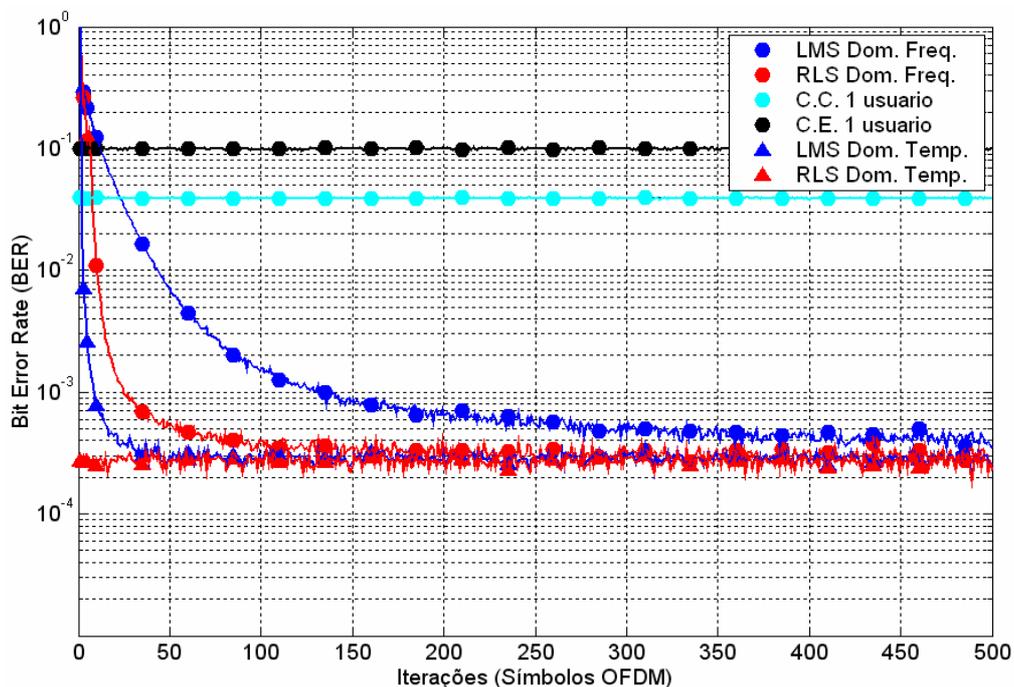


Figura 5.5 – Comparação dos algoritmos RLS e LMS nos domínios temporal e freqüencial para um canal estático plano ($N_p=256$; SNR=5dB)

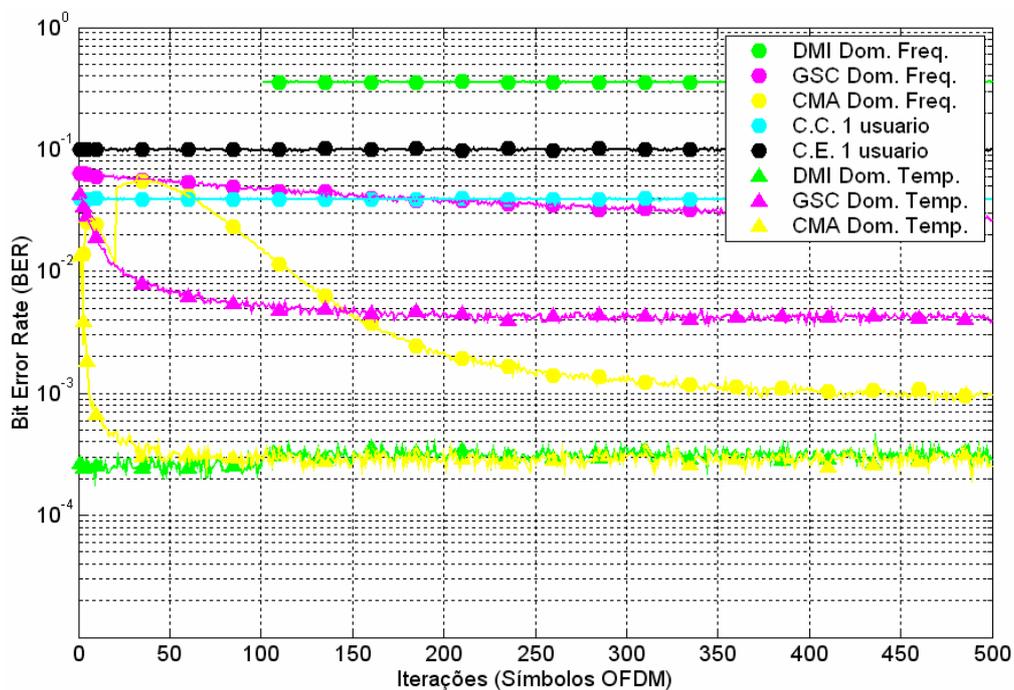


Figura 5.6 – Comparação dos algoritmos DMI, GSC e CMA nos domínios temporal e freqüencial para um canal estático plano ($N_p=256$; SNR=5dB)

Os valores dos passos de adaptação no caso dos algoritmos baseados no gradiente estocástico foram escolhidos experimentalmente, buscando obter a maior velocidade de convergência possível para um desajuste que não influenciasse significativamente na BER. Nesta simulação todas as subportadoras são utilizadas para transmissão de informação piloto e, como o canal é plano, não existe necessidade de utilização do equalizador. Porém, na estrutura GSC, uma correção de fase é necessária, pois a restrição linear utilizada para cancelamento de usuários co-canais não utiliza informação sobre a rotação de fase introduzida pelo canal. Ou seja, sem esta correção de fase não seria possível a correta detecção do sinal transmitido. Como se pode notar na Figura 5.6, a estrutura GSC apresenta uma probabilidade de erro maior que dos outros métodos. Este aumento na BER não é resultado da formatação de feixe em si, e sim do processo de correção de fase. Este aumento na BER resultante do processo de estimação é visível ao se comparar as curvas para o caso sem interferência co-canal com equalizações a partir de um perfeito conhecimento do canal (C.C), e com canal estimado via interpolação cúbica (C.E.) (curvas azul-claro e preta, respectivamente). Na estimação de canal do caso sem interferências co-canais, e no caso da estrutura GSC, o número de subportadoras utilizadas na estimação do canal foi de $N_p=8$. Além disso, a estrutura GSC utilizando o algoritmo LMS apresenta uma convergência mais lenta que de outras estruturas para o mesmo tipo de formatação de feixe (temporal ou freqüencial).

No caso do algoritmo DMI, o cálculo do vetor formador de feixe foi realizado até o centésimo símbolo OFDM recebido; daí em diante a última estimativa foi utilizada na recepção do sinal. No caso do formador no domínio temporal, a estimativa obtida para um único símbolo onde todas as subportadoras transmitem informação piloto é suficiente para fornecer a solução que minimiza o erro médio quadrático. No caso do formador no

domínio da frequência, o cálculo de um vetor ótimo para cada subportadora faz com que a probabilidade de erro durante o período seja zero, porém a estimativa obtida utilizando apenas uma amostra é insuficiente para garantir a minimização do erro médio quadrático quando o cálculo do vetor ótimo não é realizado. Assim, no caso da formatação de feixe no domínio da frequência, as matrizes \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{P}_{xd} de cada formatador de feixe devem ser formadas utilizando várias amostras antes de se realizar o cálculo do vetor ótimo. Através de simulações chegou-se a um número mínimo de 30 amostras para que esta estimativa consiga atingir uma BER próxima da ótima.

O algoritmo CMA (curva amarela) foi avaliado utilizando um pré-treinamento, onde as cinco primeiras iterações do formatador de feixe no domínio temporal e as vinte primeiras iterações no domínio freqüencial utilizam o algoritmo LMS. Como a função objetivo do algoritmo CMA apresenta mínimos locais para cada usuário co-canal, este pré-treinamento visa apenas posicionar o vetor $\mathbf{w}(n)$ próximo do mínimo local do usuário desejado. Porém, este vetor ainda não se encontra no mínimo da função objetivo. Assim, a convergência deste algoritmo para o usuário desejado é garantida, e é possível se avaliar sua capacidade de formatação de feixe. Outro problema do algoritmo CMA é que ele apresenta o mesmo problema de rotação de fase do algoritmo GSC, pois sua função objetivo desconsidera a informação de fase. Entretanto, como uma estimação via algoritmo LMS foi utilizada inicialmente, o defasamento sofrido pelo sinal é corrigido pelo formatador de feixe, tornando o uso de equalização desnecessário neste caso. O problema de fase do algoritmo CMA e da estrutura GSC, ambos sem a equalização, pode ser resolvido utilizando uma modulação diferencial como a DPSK (*Differential Phase Shift Keying*) e a DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*), já que a informação nestes casos encontra-se

na diferença de fase entre símbolos consecutivos. Porém o emprego destas constelações se reflete numa perda na SNR necessária para uma mesma probabilidade de erro [55].

5.2 – Situação 2 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para um canal quase-estático plano

Ao lidar com canais quase-estáticos, os algoritmos baseados no gradiente estocástico devem levar em conta a influência do passo de adaptação μ , pois o seu valor deve ser projetado de acordo com o espalhamento dos autovalores da matriz de autocorrelação. Como agora existe um comportamento estatístico deste espalhamento, o projeto de μ deverá levar em consideração o máximo valor possível, de maneira que a probabilidade do algoritmo divergir seja inferior à probabilidade de erro de bit. Com esta restrição, os algoritmos baseados no gradiente estocástico passam a apresentar uma velocidade de convergência muito inferior à da situação de um canal estático, não só pela necessidade de se optar por um passo de adaptação menor, mas também devido ao efeito do espalhamento de autovalores sobre a velocidade de convergência destes algoritmos. A Figura 5.7 mostra como o algoritmo LMS apresenta velocidade de convergência muito inferior em relação ao caso de um canal estático, mesmo mantendo-se o passo de adaptação. Além disso, é necessária uma SNR muito maior para se conseguir a mesma probabilidade de erro (mais de 20dB neste caso), e este acréscimo na SNR faz com que a estimação do canal introduza menos erro, fazendo com que as probabilidades de erro para os casos C.C. e C.E. sejam praticamente as mesmas.

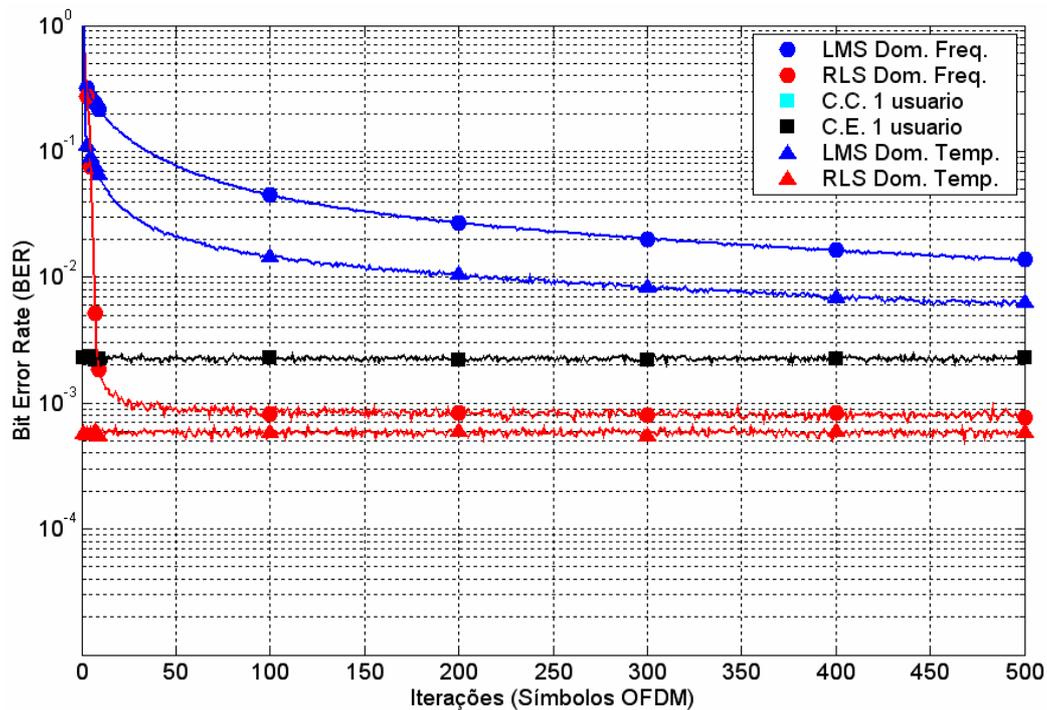


Figura 5.7 – Comparação entre os algoritmos RLS e LMS nos domínios temporal e freqüencial para um canal quase-estático plano ($N_p=256$; $SNR=25$ dB)

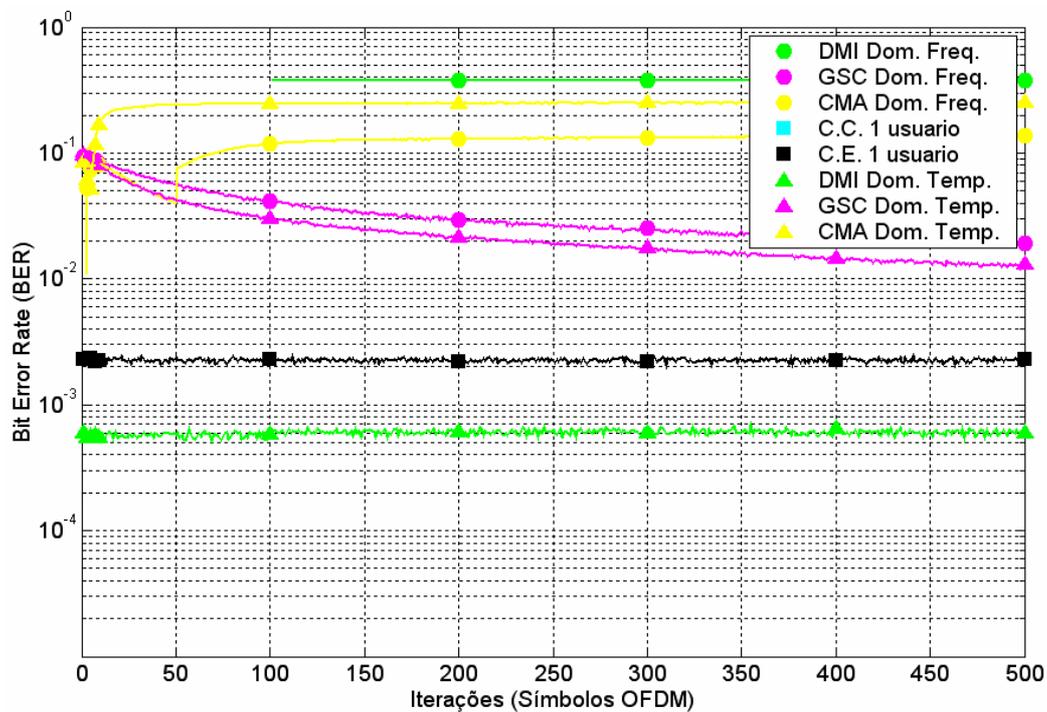


Figura 5.8 – Comparação entre os algoritmos DMI, GSC e CMA nos domínios temporal e freqüencial para um canal quase-estático plano ($N_p=256$; $SNR=25$ dB)

A Figura 5.8 mostra como a estrutura GSC sofre ainda mais com queda na velocidade de convergência. O algoritmo DMI não apresenta mudanças, já que seu comportamento depende apenas do número de amostras necessárias para se fazer uma boa estimação das matrizes \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{P}_{xd} . A informação mais relevante deste gráfico é a impossibilidade do algoritmo CMA de convergir para o usuário desejado mesmo com o emprego de pré-treinamento. Isto se deve ao fato do algoritmo CMA sempre formatar o feixe na direção do usuário de maior potência [46]. Portanto, caso não haja um controle de potência no transmissor, torna-se impossível utilizar este algoritmo na formatação de feixe.

5.3 – Situação 3 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para canais seletivos em frequência estáticos e quase-estáticos

O objetivo das simulações apresentadas nesta seção é avaliar o comportamento dos diferentes métodos de formatação de feixe para os canais estático e quase-estático quando estes apresentam seletividade em frequência. Outra importante informação obtida através destas simulações é a verificação da efetividade da proposta apresentada nesta dissertação para a formatação no domínio temporal com algoritmos com seqüência de treinamento. Como dito na Seção 4.2, esta proposta apresenta uma significativa melhora no desempenho destes algoritmos.

Para realizarmos as simulações de canais seletivos utilizamos dois modelos de perfil de potências. O primeiro canal é baseado no canal COST-207 TU definido na Tabela 2.2, onde os atrasos foram normalizados de maneira que correspondam a um múltiplo inteiro do período de amostragem do símbolo OFDM. Dessa maneira é possível se utilizar um modelo FIR para simular o efeito multipercurso, sem a necessidade de super-amostrar o sinal. O

segundo canal apresenta um perfil de potências cuja característica de espalhamento de atraso é inferior à do primeiro canal, apresentando assim uma maior banda de coerência. Os perfis de potências dos dois canais utilizados nestas simulações são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Perfis de potência dos canais 1 e 2

Coefficiente	1	2	3	4	5	6
Atraso (amostras)	0	1	2	8	12	26
Canal 1						
Energia	0.19	0.38	0.24	0.09	0.06	0.04
Canal 2						
Energia	0.60	0.25	0.11	0	0.04	0

Como será apresentado adiante, a banda de coerência e o número de subportadoras piloto utilizadas na estimação do canal são fatores que influenciam muito na mínima BER conseguida. Além disso, através de simulações foi possível verificar que o comportamento dos diferentes métodos de formação de feixe é semelhante tanto no caso de canais estáticos como no caso de canais quase-estáticos quando estes apresentam seletividade. Portanto serão apresentados apenas os resultados das simulações para canais quase-estáticos seletivos.

5.3.1 – Estudo do efeito do ruído introduzido pela seletividade em uma formação de feixe no domínio do tempo

Como dito na Seção 4.2, a formação de feixe no domínio temporal com seqüência de treinamento tem seu desempenho comprometida em canais seletivos. Este efeito deve-se a

uma descorrelação entre os sinais recebidos em diferentes subportadoras, pois o canal multipercorso pode resultar em diferentes ganhos complexos para cada subportadora. Assim, propomos utilizar a informação do equalizador, que geralmente existe em uma recepção OFDM para reconstruir a informação piloto, de maneira que esta esteja correlacionada com o sinal recebido. Para comprovar a efetividade desta proposta, simulações comparativas entre os algoritmos LMS, RLS e DMI são apresentadas.

As Figuras 5.9 a 5.12 mostram o comportamento dos formatadores de feixe para os dois canais propostos e para SNR's iguais a 25dB e 40dB. Comparando-se os gráficos para o canal 1, podemos perceber que mesmo para um acréscimo de 15dB na SNR não existe melhora na BER tanto no caso da formatação de feixe com informação do equalizador como no caso sem informação. Já nas curvas resultantes para o canal 2, somente a formatação de feixe sem informação do equalizador mantém a probabilidade de erro inalterada. No caso da formatação de feixe sem informação do equalizador, o fator limitante da BER é o erro de estimação do vetor de formatador de feixe, enquanto que no caso da formatação com informação do equalizador, este fator limitante é o erro de estimação do canal. Neste último caso, uma correta escolha do número de subportadoras piloto utilizadas na estimação, ou até mesmo a utilização de outros métodos mais complexos no processo de estimação de canal, é suficiente para garantir que a BER seja dependente apenas da SNR e do ruído co-canal residual. Porém no caso da formatação de feixe sem informação do equalizador, o projetista não tem nenhuma escolha para reduzir livremente a BER em canais seletivos. Uma outra possível solução seria a utilização de formatadores de feixe de banda larga, porém esta solução resultaria em uma maior complexidade computacional.

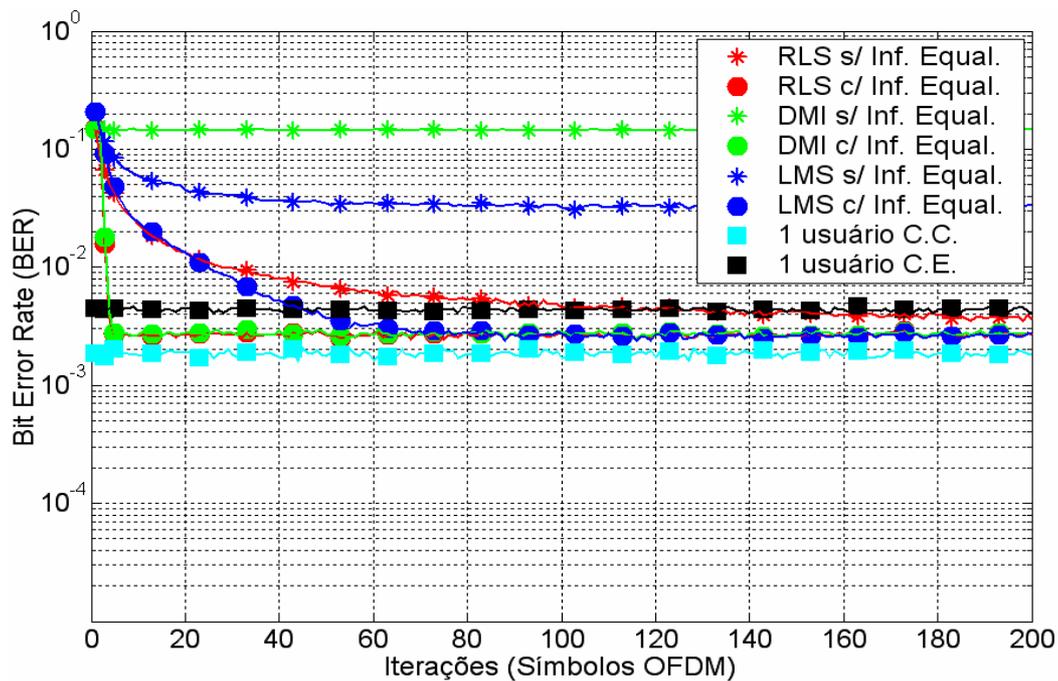


Figura 5.9 – Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 1 ($N_p=64$;SNR=25dB)

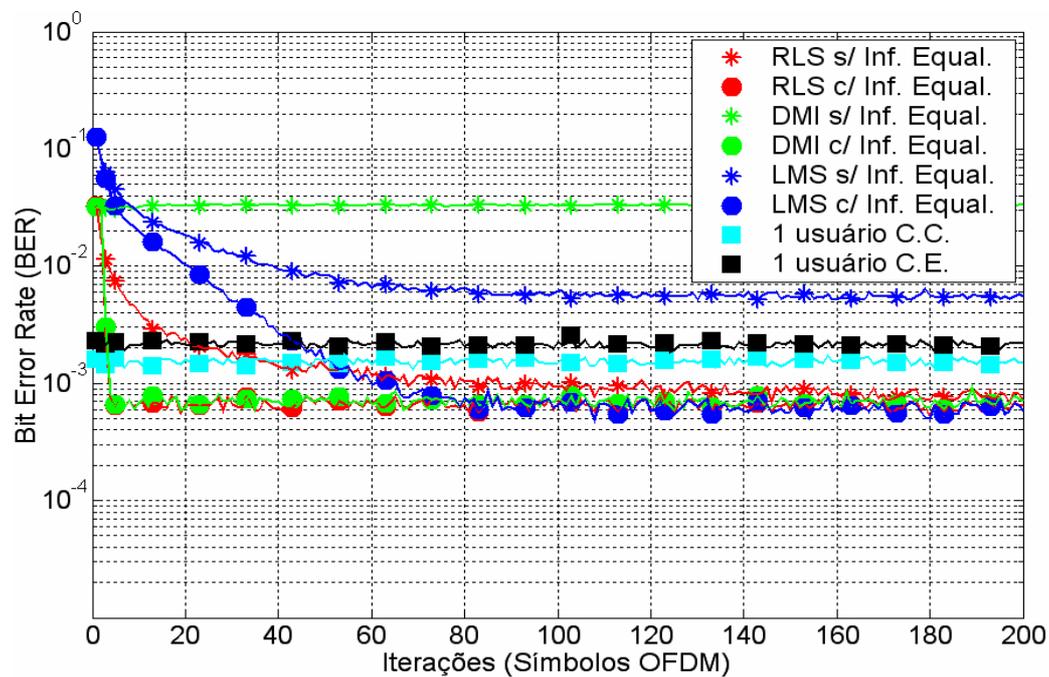


Figura 5.10 - Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 2 ($N_p=64$;SNR=25dB)

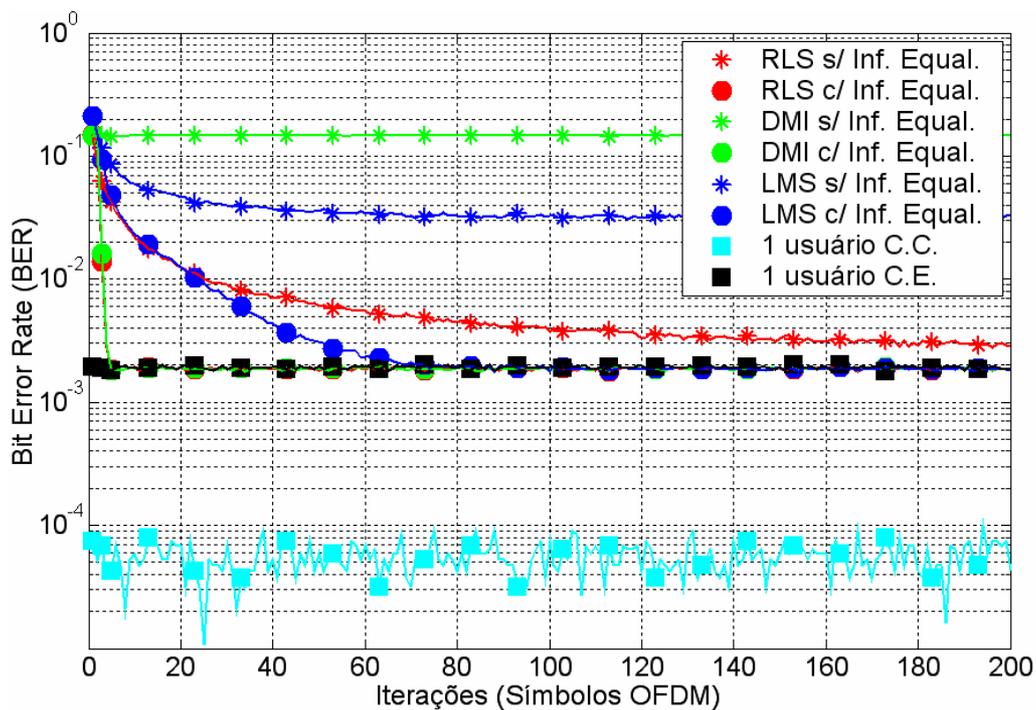


Figura 5.11 - Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 1 ($N_p=64$; $SNR=40$ dB)

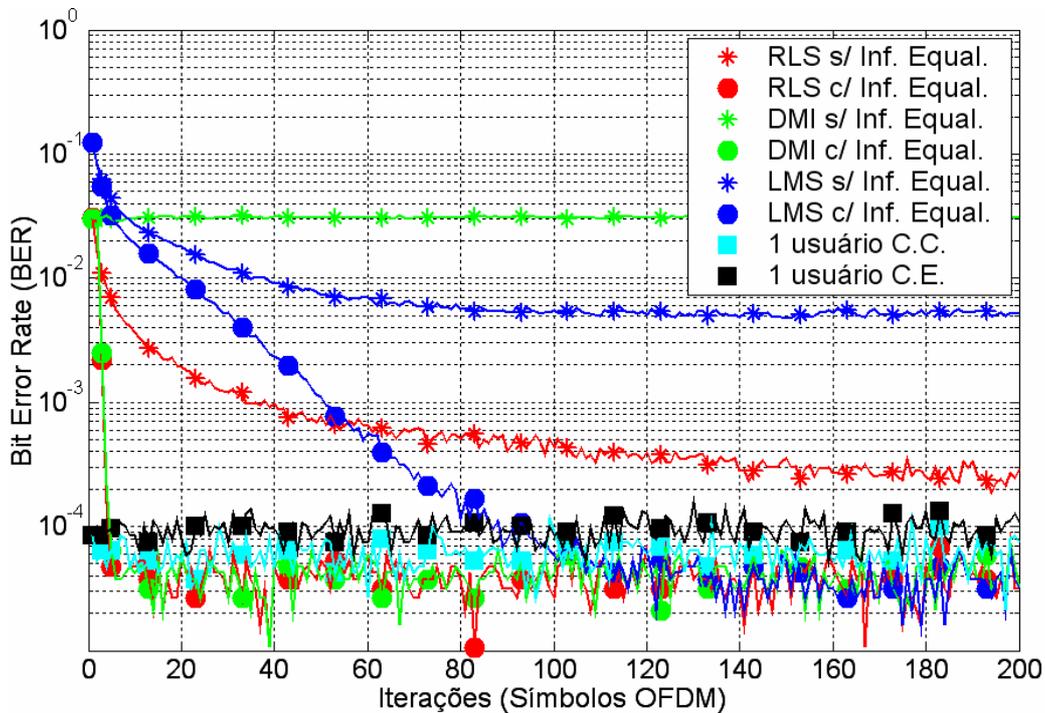


Figura 5.12 - Comparação entre os algoritmos RLS, LMS e DMI com e sem informação do equalizador para o canal 2 ($N_p=64$; $SNR=40$ dB)

A principal conclusão a que se pode chegar nestas simulações é que a formatação de feixe no domínio temporal, utilizando informação do equalizador, não introduz erro significativo no sinal recebido. Isto corresponde a uma transmissão imune à interferência co-canal, desde que o número de usuários co-canais seja inferior ao grau de liberdade do formatador de feixe e estes usuários co-canais tenham DOA's suficientemente afastados.

5.3.2 – Comparação entre formatadores de feixe no domínio do tempo e no domínio da frequência para canais seletivos

As simulações apresentadas a seguir foram realizadas da seguinte maneira: a formatação de feixe no domínio temporal utiliza informação do equalizador, e a interpolação realizada é do tipo cúbica. Na formatação de feixe no domínio freqüencial, o vetor formatador de feixe utilizado nas subportadoras de dados é o da subportadora piloto mais próxima, o que é equivalente a uma interpolação do tipo *nearest*. Neste tipo de formatação de feixe, o emprego do equalizador não é aconselhável por motivos que serão discutidos adiante.

As Figuras 5.13 a 5.16 apresentam as curvas de convergência dos algoritmos LMS e RLS, e da estrutura GSC utilizando algoritmo LMS, para SNR's iguais a 25dB e 40dB e perfis de potência dados pelos canais 1 e 2. Como apresentado na seção anterior, a formatação de feixe no domínio temporal utilizando algoritmos com seqüência de treinamento e informação do equalizador não introduz ruído significativo para SNR's de até 40dB. No caso da estrutura GSC no domínio temporal, não existe mais uma perda em relação aos outros algoritmos, pois a equalização passou a ser empregada em todos os algoritmos.

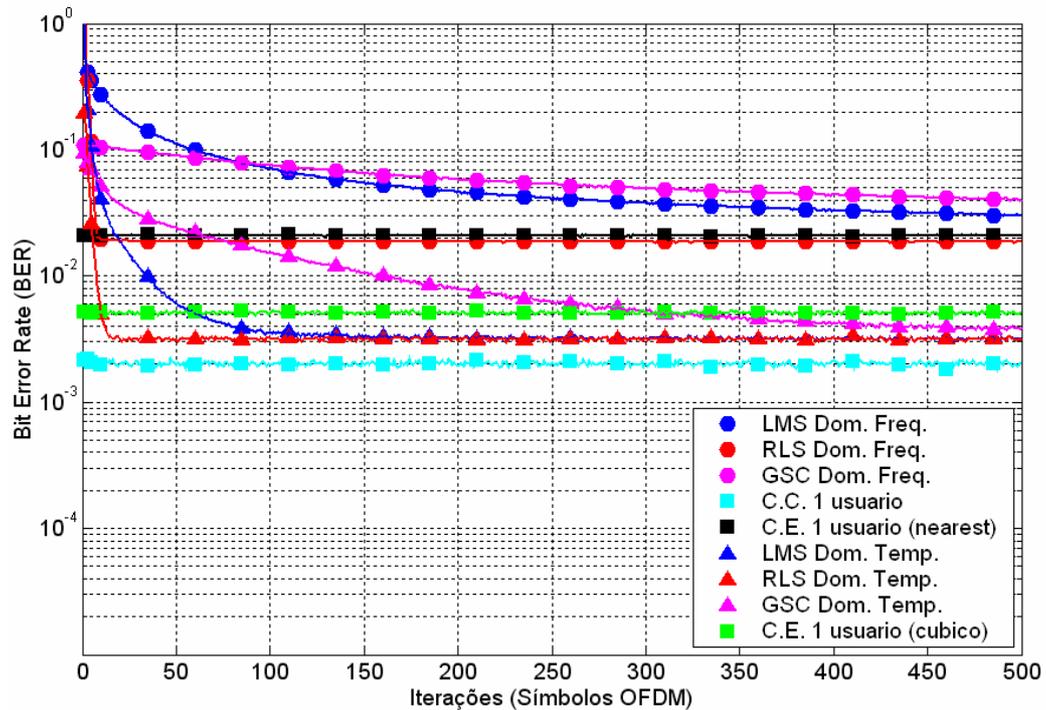


Figura 5.13 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 1 ($N_p=64$;SNR=25dB)

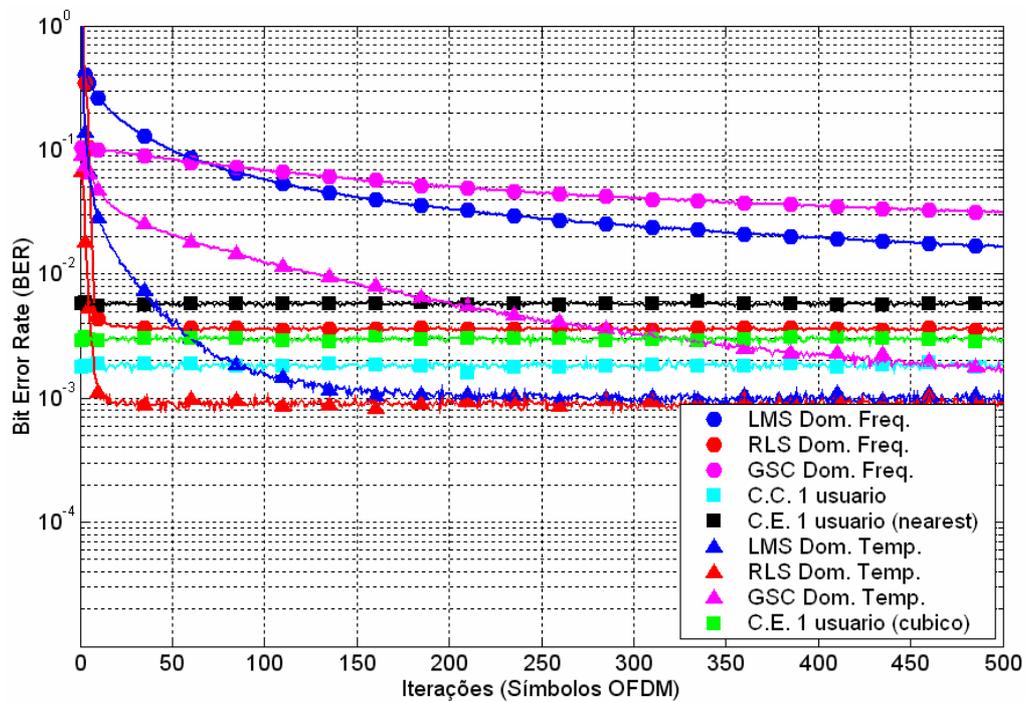


Figura 5.14 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 2 ($N_p=64$;SNR=25dB)

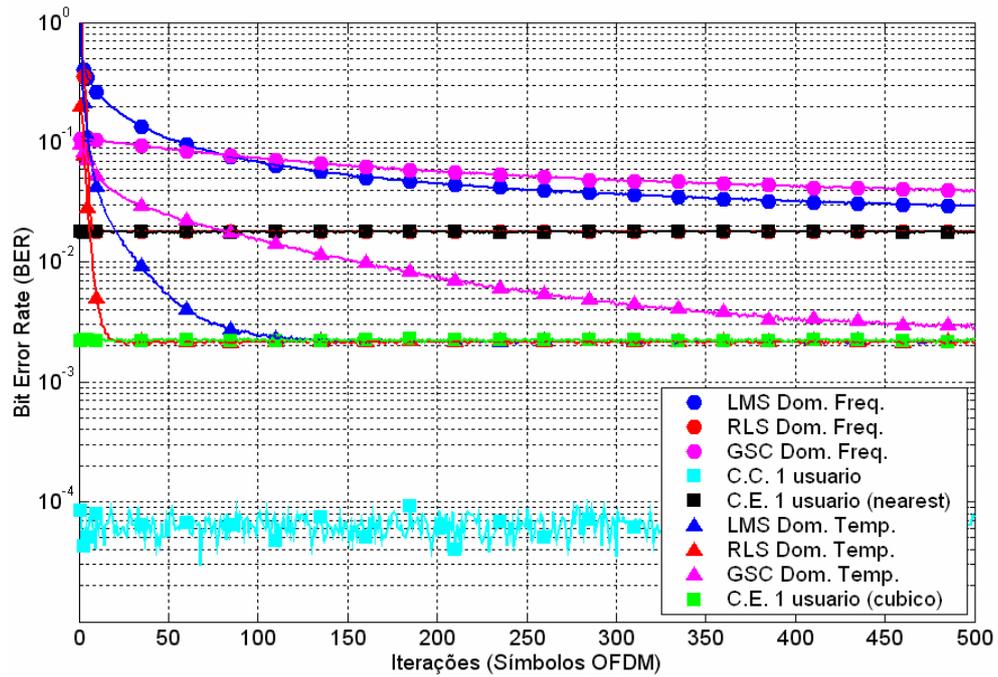


Figura 5.15 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 1 ($N_p=64$;SNR=40dB)

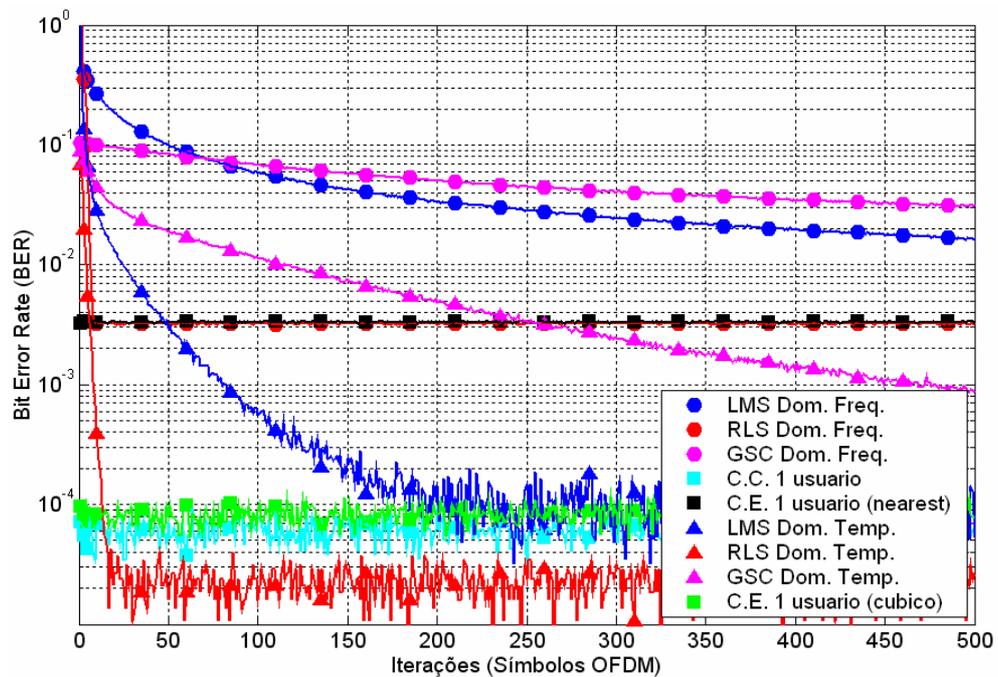


Figura 5.16 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e GSC nos domínios temporal e freqüencial para o canal 2 ($N_p=64$;SNR=40dB)

No caso da formatação de feixe no domínio da frequência, como existe um formatador de feixe para cada sub-banda, existe um efeito semelhante à interpolação do tipo *nearest* sendo realizada em cada sub-banda. Assim, a mínima BER conseguida pelos algoritmos com seqüência de treinamento nesta formatação de feixe é equivalente ao caso do usuário sem interferência co-canal com estimação de canal via interpolação *nearest*. Uma vez que esta interpolação é a menos robusta à seletividade do canal, este tipo de formatação de feixe sofre muito mais com o efeito seletivo do canal. Para recuperar a informação de ganho introduzido pelo canal em cada subportadora, seria interessante realizar a estimação do canal após a formatação de feixe. Entretanto, como cada formatador de feixe compensa o efeito do canal em sua subportadora piloto, a interpolação deixa de ser eficaz na estimação do canal, podendo até mesmo piorar o desempenho da recepção devido à introdução de ruído de estimação do canal.

No caso da estrutura GSC no domínio freqüencial, como a restrição linear fixa um ganho complexo na direção do usuário desejado, e este ganho é o mesmo para todas subportadoras, o equalizador é capaz de estimar corretamente o ganho introduzido pelo canal. Assim, este método torna-se dependente apenas da técnica de interpolação no processo de estimação do canal, como no caso da formatação de feixe no domínio temporal.

5.4 – Situação 4 – Formatadores de feixe baseados na minimização da BER

Em algumas situações, os algoritmos baseados na minimização da probabilidade de erro de bit (BER) são capazes de atingir desempenho muito superior aos algoritmos baseados na minimização do erro médio quadrático (MSE). Para demonstrar essa capacidade, serão apresentados a seguir os resultados obtidos para simulações onde o ganho é significativo, e para situações onde este ganho não é tão significativo. As situações analisadas consideram

um mapeamento dos símbolos em uma constelação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), e consideram ainda um canal estático plano modificado, de maneira que o defasamento do sinal de cada usuário é constante para todos os pacotes transmitidos. O motivo em se utilizar uma constelação BPSK é que esta aparentemente obtém os maiores ganhos com o emprego dos algoritmos MBER. No caso do modelo de canal utilizado, esta adaptação do modelo estático plano definido na Seção 1.5.1 é necessária, pois a BER resultante é função do defasamento sofrido pelo sinal de cada usuário.

Para fins de comparação, serão apresentadas as curvas de probabilidade de erro de bit em função da razão sinal-ruído em cada antena do arranjo. Serão realizadas simulações para as formatações de feixe baseadas na minimização da BER e na minimização do erro médio quadrático. Como o canal é estático plano, os formatadores de feixe no domínio temporal e no domínio freqüencial apresentam a mesma probabilidade de erro na convergência do algoritmo. Além disso, para este modelo de canal, a probabilidade de erro calculada por (3.33), que considera uma transmissão BPSK comum com formatador de feixe, pode ser utilizada no caso de uma transmissão OFDM utilizando esta mesma constelação. A única diferença entre estas situações é que a velocidade de convergência do algoritmo é proporcional ao número de amostras utilizadas em cada iteração. O procedimento para se encontrar os vetores formatadores de feixe para cada critério são apresentados a seguir.

O vetor formatador de feixe \mathbf{w} que minimiza o erro médio quadrático é obtido utilizando a Equação (3.18), onde \mathbf{R}_{xx} e \mathbf{P}_{xd} são dados por:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A} * \mathbf{A}^H + 2 \cdot \sigma^2 \cdot \mathbf{I}_{M \times M} \quad \text{e} \quad \mathbf{P}_{xd} = \mathbf{a}(\theta_1) \quad (5.1)$$

onde $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \quad \mathbf{a}(\theta_2) \quad \dots \quad \mathbf{a}(\theta_p)]$

Como o sinal de cada usuário sofre um defasamento pelo efeito do canal, os vetores $\mathbf{a}(\theta_p)$, devem levar em consideração este defasamento.

O cálculo de w_{mber} é feito através de um processo de otimização que, neste caso, é o método do gradiente conjugado. Para realizar este processo, é necessário obter o gradiente da função BER, e este gradiente é dado em (3.37).

5.4.1 – Comparação entre situações onde o número de antenas do arranjo é igual ao número de usuários

Numa primeira análise vamos comparar o desempenho dos algoritmos baseados no critério de MMSE com os algoritmos baseados no critério de MBER, considerando um arranjo composto de cinco antenas, como o apresentado na Figura 5.1, e uma disposição dos usuários como a da Figura 5.2.

A Figura 5.17 mostra as curvas de BER x SNR obtidas para 30 realizações, onde a cada realização o defasamento introduzido pelo canal para cada usuário é modelado por uma distribuição uniforme entre 0 e 2π . Como se pode perceber, a variação do defasamento introduzido pelo canal para cada usuário não altera a BER conseguida pelo algoritmo MMSE. Entretanto, no caso do algoritmo MBER, este efeito causa uma pequena alteração na curva de BER. Nesta situação, pode-se afirmar que o ganho máximo dos algoritmos MBER sobre os algoritmos baseados na MMSE é de aproximadamente 1dB para uma BER de 0.01, e de 0.5dB para uma BER igual a 0.001.

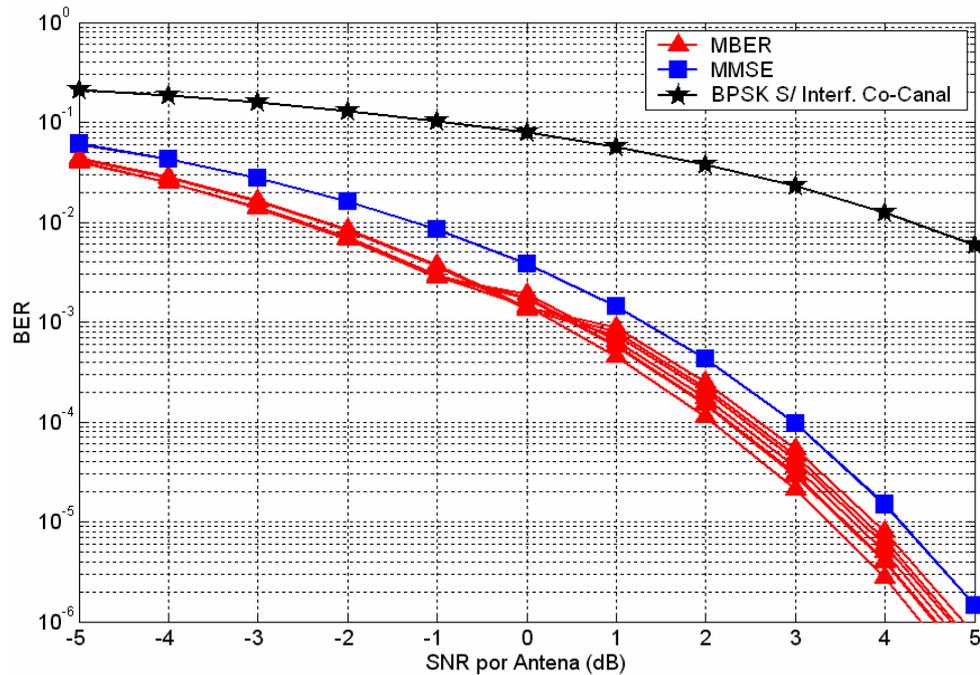


Figura 5.17 – Gráfico comparativo entre as probabilidades de erro de bit na convergência, para os algoritmos baseados na MMSE e na MBER (5 usuários; 5 antenas)

5.4.2 – Comparação entre situações onde o número de antenas do arranjo é inferior ao número de usuários

Nesta simulação, as DOA's dos usuários foram mantidas e o número de antenas componentes do arranjo foi reduzido. Uma formatação de feixe baseada na MMSE não é capaz de cancelar completamente os usuários co-canais, pois o arranjo está sobrecarregado. Além disso, a BER conseguida por algoritmos baseados na MMSE passam a apresentar variação quando o ganho introduzido pelo canal para diferentes usuários é variável. A comparação a seguir considera um arranjo com apenas duas antenas.

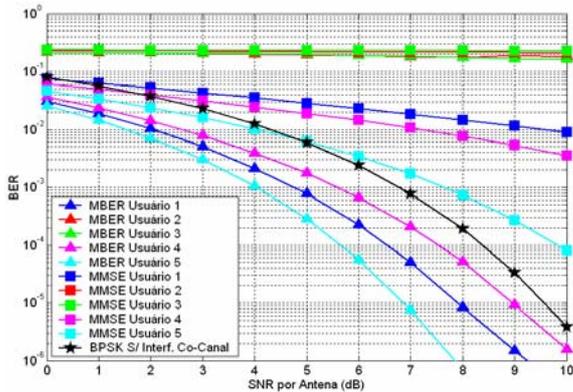


Figura 5.18 – Probabilidades de erro para diferentes usuários ($\phi=[20^\circ 80^\circ 85^\circ 0^\circ 120^\circ]$)

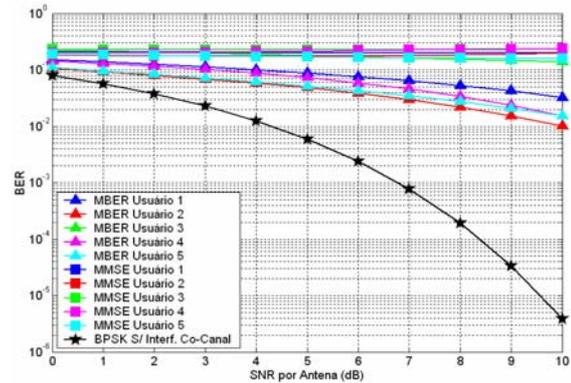


Figura 5.19 - Probabilidades de erro para diferentes usuários ($\phi=[65^\circ 80^\circ 55^\circ 80^\circ 125^\circ]$)

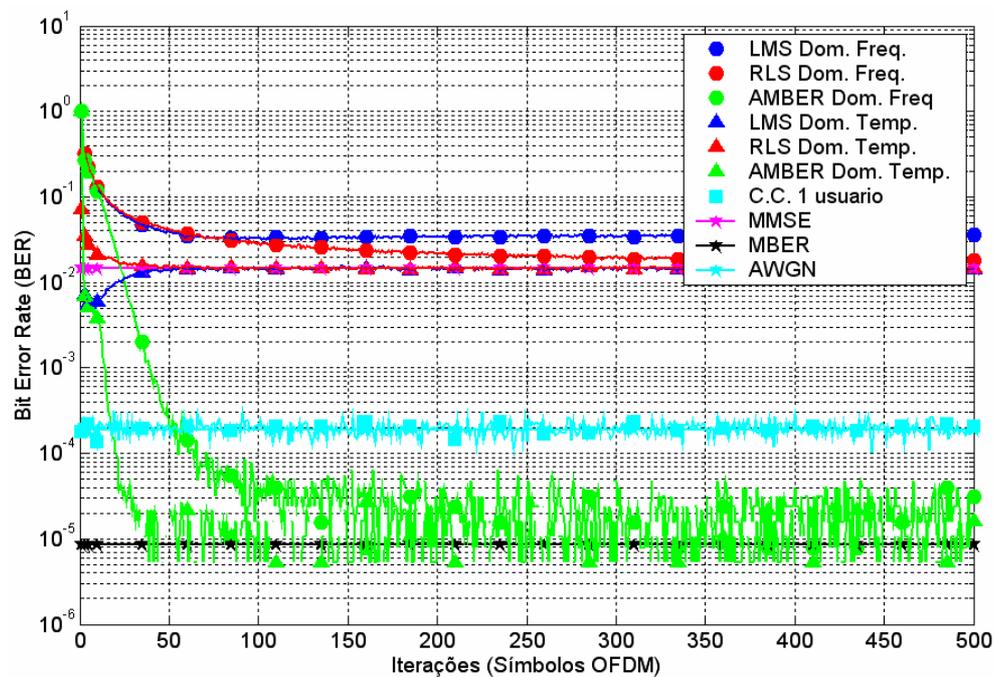


Figura 5.20 – Comparação entre os algoritmos LMS, RLS e AMBER para formações de feixe no domínio temporal e freqüencial para o usuário 1 ($N_p=256$, $SNR=8dB$, $\phi=[20^\circ 80^\circ 85^\circ 0^\circ 120^\circ]$)

Ao analisarmos os gráficos da Figura 5.18, podemos constatar que para os usuários 1, 4 e 5, o ganho de desempenho obtido com o algoritmo MBER é considerável, uma vez que para uma SNR de 8dB a probabilidade de erro é reduzida em até 1000 vezes. Entretanto, neste mesmo gráfico, podemos perceber que os usuários 2 e 3 não foram beneficiados com

o emprego deste algoritmo. Já no caso dos gráficos da Figura 5.19, o ganho oferecido pelo algoritmo MBER para todos usuários não é tão significativo como no caso da Figura 5.18. Comparando estes dois gráficos fica evidente a influência do defasamento de cada usuário sob o comportamento de ambos os algoritmos. Como em geral não existe um controle sobre a defasamento do sinal recebido, podemos concluir que em um ambiente mais realista, os algoritmos MBER não apresentarão ganhos tão significativos quanto os da Figura 5.18, pois a probabilidade de erro média será afetada pela probabilidade de erro de casos como os da Figura 5.19. Assim, podemos concluir que apesar de não garantirem cancelamento de interferência co-canal em uma situação onde o formatador de feixe está sobrecarregado, os algoritmos MBER sempre oferecem um ganho sobre os algoritmos MMSE, ainda que este ganho não seja elevado. A Figura 5.20 apresenta a curva de convergência da BER para o usuário 1 e defasamentos dos usuários iguais ao da Figura 5.18, para formatações de feixe nos domínios temporal e freqüencial. Como esperado, o algoritmo AMBER, adaptado para o caso da transmissão OFDM, por ser um algoritmo baseado no gradiente estocástico, comporta-se como o algoritmo LMS da proposta de Kim *et al.*, e é capaz de alcançar a mínima probabilidade de erro de bit possível.

5.5 – Conclusões

Utilizando os algoritmos apresentados no Capítulo 4, foram realizadas simulações que permitissem avaliar o comportamento destes algoritmos sobre diversos modelos de canal. A partir dos resultados destas simulações, foram discutidos os comportamentos destes algoritmos levando-se em consideração a teoria de algoritmos adaptativos. Entre outras conclusões, pudemos verificar os problemas da proposta de Kim *et al.* sobre canais seletivos em freqüência, e confirmar os benefícios da proposta apresentada nesta

dissertação, que consiste em utilizar a informação do equalizador para melhorar o desempenho deste método de formatação de feixe. Pudemos também verificar os benefícios da proposta de pré-filtragem do sinal de cada antena em situações onde a formatação de feixe no domínio temporal foi realizada utilizando apenas algumas subportadoras piloto e o algoritmo utilizado foi o RLS ou o DMI. Outro resultado importante foi a limitação da formatação de feixe no domínio da frequência para canais seletivos, quando apenas algumas subportadoras piloto são utilizadas na formatação de feixe. Isto se deve a um efeito similar à estimação de canal por uma interpolação *nearest*. Outros resultados relativos ao emprego de algoritmos cegos, da estrutura GSC e de algoritmos baseados na minimização da BER, também foram apresentados e seus resultados discutidos.

6 – Conclusões Finais

Esta dissertação apresentou uma introdução básica à transmissão OFDM, que por suas características apresenta maior eficiência espectral e maior robustez ao efeito multipercurso. Em seguida foram apresentados os conceitos básicos das comunicações espaciotemporais, mais especificamente dos formatadores de feixe adaptativos, cuja principal característica é a capacidade de cancelar interferências co-canal, desde que os usuários apresentem direções de chegada distintas. Mesclando as duas técnicas, foram apresentadas técnicas de formatação de feixe baseadas em algoritmos conhecidos da literatura, porém adaptados ao caso de uma transmissão OFDM. Dentro deste contexto, alguns problemas surgem em virtude das características do sinal OFDM, como por exemplo, os problemas da formatação de feixe no domínio temporal em lidar com situações de canal seletivo, e o problema que os algoritmos RLS e DMI apresentam quando se deseja realizar a formatação de feixe no domínio temporal utilizando apenas algumas subportadoras piloto. Para estes problemas são propostas soluções que não constam na atual literatura sobre este tema, e os resultados das simulações provam que os benefícios destas proposições são significativos. É apresentada também uma comparação com o caso da formatação de feixe no domínio freqüencial, que apresenta complexidade computacional superior ao caso da formatação de feixe no domínio temporal. Além disso, no caso de canais seletivos, este tipo de formatação de feixe apresenta um desempenho inferior quando se deseja uma atualização dos coeficientes do vetor formatador de feixe a cada símbolo OFDM, empregando apenas algumas subportadoras piloto. Além destas conclusões, são analisados os casos onde os algoritmos MBER, CMA e a estrutura GSC são empregados. Parte dos resultados obtidos nesta dissertação foram apresentados no International

Information and Telecommunication Technologies Symposium em 2003 [56], onde uma comparação entre os algoritmos LMS baseados no artigo de Kim *et al.*, estrutura GSC e algoritmo CMA é apresentada. Espera-se publicar novos trabalhos a partir dos outros resultados desta dissertação.

Trabalhos futuros

- Estudo do comportamento dos algoritmos para canais com espalhamento Doppler e espalhamento angular significativo;
- Estudo do comportamento dos algoritmos apresentados para outros tipos de arranjo de antenas, como arranjos circulares e planares;
- Modelagem matemática do comportamento estatístico dos algoritmos apresentados;
- Aplicação de códigos corretores de erro na transmissão;
- Análise do comportamento dos algoritmos em situações não ideais tais como: não-linearidade dos amplificadores, desvio de frequência nos osciladores, etc;
- Estudo de métodos de controle de acesso ao meio (*Medium Access Control* – MAC) que levem em consideração a formatação de feixe;
- Desenvolvimento de um protótipo, e análise do comportamento da transmissão em situações práticas.

Bibliografia

- [1] ALENCAR, M.S.; ALENCAR T.T.; LOPES W.T.A.; What Father Landell de Moura Used to Do in His Spare Time, *Proceeding of the IEEE Transactions on the History of Electronics*, Bletchley Park, USA, 2004.
- [2] ROY, R.; OTTERSTEN, B.; Spatial Division Multiple Access Wireless Communication Systems, US Patent, 5 515 378, May 1996.
- [3] PAULRAJ, A.; KAILATH, T.; Increasing Capacity in Wireless Broadcast Systems Using Distributed Transmission/Reception Direction, US Patent, 5 345 599, 1994.
- [4] TELATAR, I.; Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels, Technical Report #BL0112170-950615-07TM, AT&T Bell Laboratories, 1995.
- [5] FOSCHINI, G.; Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-Element Antennas, *Bell Labs Technical Journal*, Pages: 41-59, 1996.
- [6] FOSCHINI, G.; GANS, M. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas, *Wireless Personal Communication*, Vol. 6, Issue: 3, Pages: 311–335, Mar. 1998.
- [7] TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A.R. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, Issue: 2, Pages: 744–765, Mar. 1998.
- [8] PAPOULIS, A.; *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 3rd Ed., McGraw-Hill, New York, NY, 1984.
- [9] LEE, W.C.Y.; *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, 2nd Ed., McGraw-Hill, New York, NY, 1989.
- [10] RAPPAPORT, T.S.; *Wireless Communication: Principles and Practice*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [11] DENT, P.; BOTTOMLEY, G.E.; CROFT, T.; Jakes Model Revisited, *Electronic Letters*, Vol. 29, Pages 1162–1163, June 1993.
- [12] VAN DE BEEK, J.J.; SANDELL, M.; EDFORS, O. *et al.*; An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, Research report / 1996:16, Division of Signal Processing, Luleå University of Technology, 1996.

- [13] LAWREY, E.; *The Suitability of OFDM as a Modulation Technique for Wireless Telecommunications, with a CDMA Comparison*, Townsville, Australia, 1997. Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Bachelor of Engineering with Honors in Computer Systems Engineering at James Cook University.
- [14] WELLING, K.; RICE, M.; Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing for the Multipath Fading Channel, *Proceedings of the International Telemetering Conference*, Las Vegas, NV, Oct. 1999.
- [15] ORMONDROYD, R.F.; MAXEY, J.J.; ALSUSA, E.; COFDM - An Alternative Strategy for Future-Generation Mobile Communications, *IEE Colloquium on Mobile Communications Towards the Next Millennium and Beyond*, Vol. 8, Pages: 1–6, 1996.
- [16] COUCH, L.W.; *Digital and Analog Communication Systems*, 2nd Ed., Macmillan, New York, NY, 1993.
- [17] MORRISON, R.; CIMINI, L.J., JR.; WILSON, S.K.; On the Use of a Cyclic Extension in OFDM, *Proceedings of the 54th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, Pages: 664–668, 2001.
- [18] STEELE, R.; HANZO, L.; *Mobile Radio Communications*, John Wiley & Sons, New York, NY, 1999.
- [19] RUSSEL, M.; STUBER, G.L.; Interchannel Interference Analysis of OFDM in a Mobile Environment, *Proceedings of the 45th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, Pages: 820–824, 1995.
- [20] RINNE, J.; RENFORS, M.; Pilot Spacing in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems on Practical Channels, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 42, Issue: 4, Pages: 959–962, 1996.
- [21] OKAMOTO, E.; LI, H.B.; IKEGAMI, T.; Rayleigh Fading Compensation for QAM by Using FFT, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 48, Issue: 5, Pages: 1626–1633, Sept. 1999.
- [22] HOEHER, P.; KAISER, S.; ROBERTSON, P.; Two-Dimensional Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation by Wiener Filtering, *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 3, Pages: 1845–1848, 1997.
- [23] EDFORS, O.; SANDELL, M.; VAN DE BEEK, J.J. *et al.*; On Channel Estimation by Singular Value Decomposition, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, Pages: 931–939, July 1998.
- [24] STEENDAM, H.; MOENECLAHEY, M.; Analysis and Optimization of the Performance of OFDM on Frequency-Selective Time-Selective Fading Channels, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, Issue: 12, Pages: 1811–1819, Dec. 1999.

- [25] LI, Y.; CIMINI, L.J., JR.; SOLLENBERGER, N.R.; Robust Channel Estimation for OFDM Systems for Rapid Dispersive Fading Channels, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, Issue: 5, Pages: 902–915, July 1998.
- [26] CHOI, Y.S.; VOLTZ, P.J.; CASSARA, F.; On Channel Estimation and Detection for Multicarrier Signals in Fast and Selective Rayleigh Fading Channels, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, Pages: 1375–1387, Aug. 2001.
- [27] JONG, J.H.; YANG, K.; STARK, W.E. *et al.*; Performance of OFDM Systems with Adaptive Nonlinear Amplifiers, *Proceedings of the IEEE Conference on Military Communications*, Vol. 2, Pages: 1110–1114, Nov. 1999.
- [28] LI, X.; CIMINI, L.J., JR.; Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM, *IEEE Communications Letters*, Vol. 2, Issue: 5, Pages: 131–133, May 1998.
- [29] MAY, T.; ROHLING, H.; Reducing the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Radio Transmission Systems, *Proceedings of the 48th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, Pages: 2474–2478, May 1998.
- [30] POPOVIC, B.M.; Synthesis of Power Efficient Multitone Signals with Flat Amplitude Spectrum, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 39, Issue: 7, Pages: 1031–1033, July 1991.
- [31] MULLER, S.H.; HUBER, J.B.; A Comparison of Peak Power Reduction Schemes for OFDM, *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 1, Pages: 1–5, 1997.
- [32] YANG, K.; CHANG, S.I.; Peak-to-Average Power Control in OFDM Using Standard Arrays of Linear Block Codes, *IEEE Communications Letters*, Vol. 7, Issue: 4, Pages: 174–176, April 2003.
- [33] CIMINI, L.J., JR.; SOLLENBERGER, N.R.; Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences, *IEEE Communications Letters*, Vol. 4, Issue: 3, Pages: 86–88, March 2000.
- [34] SLIMANE, S.B.; Peak-to-Average Power Ratio Reduction of OFDM Signals Using Pulse Shaping, *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 3, Pages: 1412–1416, 2000.
- [35] CAMPELLO, J.; Practical Bit Loading for DMT, *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, Vol. 2, Pages: 801–805, June 1999.
- [36] BARRETO, A.N.; FURRER, S.; Adaptive Bit Loading for Wireless OFDM Systems, *12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Vol. 2, Pages: G-88–G-92, Oct. 2001.

- [37] PAULRAJ, A.; NABAR, R.; GORE, D.; *Introduction to Space-Time Wireless Communication*, Cambridge Press, Cambridge, 2003.
- [38] GODARA, L.C.; Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications. I. Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 85, Issue: 7, Pages: 1031–1060, July 1997.
- [39] KRAUS, J. D.; *Antennas*, 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, NY, 1988.
- [40] HAYKIN, S., *Adaptive Filter Theory*, 4th Edition, Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J., 2002.
- [41] SAMINGAN, A.K.; CHEN, S.; HANZO, L.; Adaptive Minimum-BER Linear Multiuser Detection for CDMA Signals in Multipath Channels with 4-QAM Constellation, *Electronics Letters*, Vol. 37, Issue: 11, Pages: 721–723, May 2001.
- [42] E. PARZEN, On Estimation of a Probability Density Function and Mode, *The Annals of Mathematical Statistics*, Vol. 33, Pages: 1066–1076, 1962.
- [43] CHEN, S.; SAMINGAN, A.K.; MULGREW, B. *et al.*; Adaptive Minimum-BER Linear Multiuser Detection for DS-CDMA Signals in Multipath Channels, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49, Issue: 6, Pages: 1240–1247, June 2001.
- [44] RESENDE, L.S.; *Algoritmos Recursivos de Mínimos Quadrados para Processamento Espacial/Temporal com Restrições Lineares: Aplicação em Antenas Adaptativas*, Campinas, Brasil, Tese Apresentada à Faculdade de Eng. Elétrica da Univ. Estadual de Campinas como Parte dos Requisitos Necessários para a Obtenção do Título de Doutor em Eng. Elétrica, 1996.
- [45] GODARA, L.C.; Application of Antenna Arrays to Mobile Communications. II. Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 85, Issue: 8, Pages: 1195–1245, Aug. 1997.
- [46] LIBERTI, J.C., Jr.; RAPPAPORT, T.S.; *Smart Antennas for Wireless Communications*, 1st Edition, Upper Saddle River, N.J., Prentice-Hall, 1999.
- [47] BREED, B.R.; STRAUSS, J.; A Short Proof of the Equivalence of LCMV and GSC Beamforming, *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 9, Issue: 6, Pages: 168–169, June 2002.
- [48] NOBLE, B.; DANIEL, J.W.; *Applied Linear Algebra*, Prentice Hall, NJ, 1988.
- [49] ROCHA, C.A.F.; *Técnicas Preditivas para Equalização Autodidata*, Tese Apresentada à Faculdade de Eng. Elétrica da Univ. Estadual de Campinas como Parte dos Requisitos Necessários para a Obtenção do Título de Doutor em Eng. Elétrica, 1996.

- [50] KIM, C.K.; LEE, K.; CHO, Y.S.; Adaptive Beamforming Algorithm for OFDM Systems with Antenna Arrays, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 46, Issue: 4, Pages:1052–1058, Nov. 2000.
- [51] CHEUNG, B.L.P.; *Simulation of Adaptive Array Algorithms for OFDM and Adaptive Vector OFDM Systems*, Virginia, USA, Thesis Submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, 2002.
- [52] VENKATASUBRAMANIAN, R.; *Beamforming for MC-CDMA*, Thesis Submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, 2003.
- [53] JEON, W.G.; CHANG, K.H.; CHO, Y.S.; An Equalization Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Systems in Time-Variant Multipath Channels, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, Issue: 1, Pages: 27–32, Jan. 1999.
- [54] TUAN, L.M.; SU, P.V.; KIM, J. *et al.*; A New RLS-Based Adaptive Beamforming Algorithm for Smart Antennas Applied to an OFDM System, *Proceedings of the 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Pages: 672–675, Aug. 2002.
- [55] HAYKIN, S.; *Communication Systems*, John Wiley & Sons, New York, NY, 2001.
- [56] LIMA, G.C.; ROCHA, C.A.F.; Performance Analysis of Beamforming Adaptive Algorithms Applied to OFDM Transmission, *Proceedings of the International Information and Telecommunication Technologies Symposium*, 2003.