



UFPA

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ

**ARRANJOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS EM
SISTEMAS OFDMA: UM COMPARATIVO ENTRE AS
TÉCNICAS DE FILTRAGEM PRÉ E PÓS-FFT**

FRANCISCO CARLOS RIBEIRO JUNIOR

2º Semestre / 2009

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
BELÉM – PARÁ**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

FRANCISCO CARLOS RIBEIRO JUNIOR

**ARRANJOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS EM
SISTEMAS OFDMA: UM COMPARATIVO ENTRE AS
TÉCNICAS DE FILTRAGEM PRÉ E PÓS-FFT**

TRABALHO SUBMETIDO AO
COLEGIADO DO CURSO DE
ENGENHARIA ELÉTRICA PARA
OBTENÇÃO DO GRAU DE
ENGENHEIRO ELETRICISTA.

**Belém / PA
2009**

**ARRANJOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS EM SISTEMAS OFDMA: UM
COMPARATIVO ENTRE AS TÉCNICAS DE FILTRAGEM PRÉ E PÓS-FFT**

Este trabalho foi julgado em 14/12/2009 adequado para obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista e aprovado na sua forma final pela banca examinadora que atribuiu o conceito EXCELENTE.

**Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante
ORIENTADOR**

**Prof. Dr. Agostinho Luiz da Silva Castro
MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Msc. Raimundo José Santos Mota
MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA**

**Profa. Dra. Valquiria Gusmão Macedo
MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Msc. Ronaldo Nonato Silva Lima
DIRETOR DA FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

AGRADECIMENTOS

A Deus, primeiramente, porque a Ele devo tudo.

A meus pais, Luiza e Carlos, que, mesmo à distância, inspiram-me amor e dedicação.

À minha irmã, Talita, pelo carinho, paciência e cuidados.

Ao meu orientador, professor Gervásio, pela orientação e confiança.

Aos meus colegas, Bruno e Igor, pela contribuição durante a confecção deste trabalho.

Ao LEA e seus integrantes, com quem convivi durante os últimos 3 anos.

À UFPA, pelo espaço aberto para aquisição de conhecimento.

RESUMO

O constante crescimento dos sistemas de comunicação, caracterizado por uma adesão massiva de usuários e de serviços de voz, vídeo e dados cada vez mais diversificados, leva à necessidade de se desenvolver novas técnicas de transmissão e processamento que atendam a essa demanda e a façam garantindo qualidade à informação. Neste sentido, o advento recente da Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal (OFDM) representou uma nova técnica de modulação extremamente robusta a canais dispersivos e com relativa facilidade de implementação, já que envolve simples algoritmos de Transformada Rápida de Fourier (FFT). Por sua vez, a técnica de Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência Ortogonal (OFDMA) permite múltiplo acesso entre usuários e conta com os mesmos benefícios do OFDM, constituindo um avanço em relação a outras soluções já bem conhecidas e empregadas. Consolidada a importância dessas novas tecnologias, buscam-se técnicas inovadoras capazes de aperfeiçoá-las. Um dos ramos que vem sendo investigados neste sentido, nos últimos anos, é a utilização de arranjos de antenas adaptativas e filtragem espacial, conceitos já amplamente aplicados em redes móveis celulares. Assim sendo, este trabalho busca estudar a aplicação de arranjos adaptativos em sistemas OFDMA, utilizando técnicas de filtragem no domínio do tempo (Pré-FFT) e da frequência (Pós-FFT). É feita uma abordagem comparativa entre alguns dos algoritmos adaptativos mais conhecidos na literatura, em função de parâmetros de desempenho como capacidade de geração de feixes/nulos de radiação, velocidade de convergência e, principalmente, taxa de erro de bits. É comparado, também, o desempenho entre as técnicas no domínio do tempo e da frequência, cujos resultados evidenciam o compromisso entre menor carga computacional (Pré-FFT) e maior desempenho (Pós-FFT).

Palavras-chave: arranjos adaptativos. filtragem pré-FFT. filtragem pós-FFT. OFDMA.

ABSTRACT

The constant growth of communication systems due to an ever more number of users and voice, video and data services leads to the development of new transmission techniques to meet this demand and to ensure quality of information. The recent advent of the Orthogonal-Frequency Division Multiplexing (OFDM) has represented a new modulation technique extremely robust over dispersive channels and with implementation simplified by the use of Fast Fourier Transform (FFT) algorithms. In turn, Orthogonal-Frequency Division Multiple Access (OFDMA) allows multiple access among users and offers the same benefits of OFDM, constituting a superior method compared to other traditional solutions. By the other hand, underlying techniques have been studied in order to improve these new technologies. One of the most investigated branches in the last years has been the use of adaptive arrays and spatial filtering, concepts widely applied in mobile communication systems. Thus, this work aims to study the applicability of adaptive array systems in OFDMA by employing spatial filtering techniques in time-domain (Pre-FFT) and frequency-domain (Post-FFT). It is made a comparative analysis among well-known adaptive algorithms in the literature, based on some performance parameters such as beamforming and null steering capabilities, speed of convergence and, principally, bit error rate. Comparisons between the time and frequency-domain techniques are made as well as focusing that the choice by one of them must take in account a compromise between low computational costs (Pre-FFT) and better performance (Post-FFT).

Keywords: adaptive arrays. Pre-FFT beamforming. Post-FFT beamforming. OFDMA.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Espectro de um símbolo OFDM com 8 subportadoras	16
Figura 2.2 – Diagrama esquemático de um transmissor OFDM	17
Figura 2.3 – Efeito da ISI em um canal com 3 percursos [7]	18
Figura 2.4 – Inserção de prefixo e sufixo cíclicos em um símbolo OFDM	19
Figura 2.5 – Estrutura do símbolo OFDM usando filtro coseno levantado [10]	21
Figura 2.6 – Densidades espectrais de potência para janelas coseno levantado com valores de β iguais a 0, 0.025, 0.05, 0.1 e 0.5 [8]	21
Figura 2.7 – Probabilidade de Rice para valores de K iguais a 0, 0.5, 2 e 8	24
Figura 2.8 – Efeito do espalhamento Doppler sobre o sinal recebido [5]	26
Figura 2.9 – Diagrama esquemático de um receptor OFDM	27
Figura 2.10 – Convolução cíclica observada em um sinal OFDM modulado em 16-QAM....	29
Figura 2.11 – Constelações equalizadas para três canais com espalhamentos de atraso RMS (a) menor, (b) 6.25% maior e (c) 25% maior que o intervalo de guarda	30
Figura 2.12 – Constelações equalizadas de três sinais OFDM com (a) 16, (b) 64 e (c) 256 subportadoras, transmitidos em um canal com desvio Doppler igual a 80Hz	30
Figura 2.13 – Esquema OFDM-TDMA [15]	31
Figura 2.14 – Esquema OFDMA [15]	32
Figura 2.15 – Gerenciamento do espectro promovido pelas técnicas TDMA e OFDMA em meio a um canal com desvanecimento seletivo em frequência	32
Figura 2.16 – 4 usuários dividindo 32 subportadoras usando ASM	33
Figura 2.17 – Esquema de alocação de subportadoras usando DSM	34
Figura 3.1 – Vistas lateral e superior das antenas (a) omnidirecional e (b) direcional	36
Figura 3.2 – Arranjo de feixes comutados	38
Figura 3.3 – Arranjo de antenas adaptativas: <i>beamforming</i> e <i>null steering</i>	38
Figura 3.4 – Perfis de radiação para arranjos com (a) 10, (b) 6, (c) 5 e (d) 2 elementos	40
Figura 3.5 – Arranjo adaptativo em ambiente multiusuário	41
Figura 3.6 – Arranjo linear uniforme de K elementos [8]	43
Figura 3.7 – Influência do fator de arranjo sobre o diagrama de radiação resultante [20]	46
Figura 3.8 – Estrutura convencional de filtragem em banda estreita [8]	48
Figura 3.9 – Esquema básico de filtragem em banda larga [8]	49
Figura 3.10 – Esquema básico de filtragem no domínio da frequência [8]	50
Figura 3.11 – Esquema de filtragem espacial em ambiente multiusuário	52

Figura 3.12 – Esquema de filtragem espacial Pré-FFT	52
Figura 3.13 – Diagrama do fator de arranjo normalizado obtido com a filtragem espacial Pré-FFT	53
Figura 3.14 – Esquema de filtragem espacial Pós-FFT	54
Figura 3.15 – Esquema ilustrativo da técnica de <i>clusterização</i>	54
Figura 3.16 – Diagramas dos fatores de arranjo normalizados obtidos com a filtragem espacial Pós-FFT	55
Figura 4.1 – Esquema representativo de um algoritmo supervisionado [1].....	58
Figura 4.2 – Projeção gráfica do princípio do algoritmo CLMS [2]	64
Figura 4.3 – Convergência do algoritmo CGM usando direções ortogonais [26].....	68
Figura 4.4 – Amostras em série na entrada do DSP, para a técnica Pré-FFT	70
Figura 4.5 – Amostras distribuídas entre os DSP's, para a técnica Pós-FFT	71
Figura 5.1 – 4 usuários modulados em 2,5 MHz dividindo 128 subportadoras através de esquema OFDMA	72
Figura 5.2 – Curvas do erro absoluto de convergência de cada algoritmo estudado.....	74
Figura 5.3 – Diagramas dos fatores de arranjo normalizados obtidos para cada algoritmo estudado.....	76
Figura 5.4 – Gráfico de desempenho BER vs. SNR para os algoritmos em filtragem espacial Pré-FFT	77
Figura 5.5 – Gráfico de desempenho BER vs. SNR para os algoritmos em filtragem espacial Pós-FFT	78
Figura 5.6 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes tamanhos do preâmbulo de treinamento	78
Figura 5.7 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes tamanhos do <i>cluster</i>	79
Figura 5.8 – Degradação da BER com o aumento do <i>cluster</i> , mantendo fixo o tamanho do preâmbulo de treinamento em todos os casos	80
Figura 5.9 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes números de elementos do ULA	81
Figura 5.10 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes espaçamentos angulares entre os usuários.....	82

LISTA DE QUADROS

Quadro 2.1 – Parâmetros IEEE 802.16e [17].....	35
Quadro 5.1 – Parâmetros do sistema OFDMA implementado.....	73
Quadro 5.2 – Parâmetros de ajuste dos algoritmos adaptativos	73
Quadro 5.3 – Atenuações (em dB) em impostas às direções interferentes, obtidas para cada algoritmo estudado.....	75
Quadro 5.4 - Diferentes ângulos de chegada em um cenário com grande proximidade entre os usuários.....	81

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

4G – Sistemas de 4º Geração

AAS – Adaptive Antenna System

ADC – Analog-to-Digital Converter

AOA – Angle of Arrival

ASM – Adjacent Subcarrier Method

AWGN – Additive White Gaussian Noise

BER – Bit Error Ratio

CDMA – Code Division Multiple Access

CGM – Conjugate Gradient Method

CLMS – Constrained Least Mean Squares

CMA – Constant Modulus Algorithm

DAC – Digital-to-Analog Converter

DFT – Discrete Fourier Transform

DSM – Diversity Subcarrier Method

DSP – Digital Signal Processor

ERB – Estação de Rádio-Base

ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotacional Invariance Techniques

FDM – Frequency Division Multiplexing

FDMA – Frequency Division Multiple Access

FDP – Função Densidade de Probabilidade

FFT – Fast Fourier Transform

ICI – Intercarrier Interference

IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform

IFFT – Inverse Fast Fourier Transform

ISI – Intersymbol Interference

LMS – Least Mean Squares

LoS – Line-of-Sight

LPF – Lowpass Filter

MMA – Multimodulus Algorithm

MMSE – Minimum Mean Square Error

MSE – Mean Square Error

MSINR – Maximum Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio

MUSIC – Multiple Signal Classification
NLMS – Normalized Least Mean Squares
OFDM – Orthogonal-Frequency Division Multiplexing
OFDMA – Orthogonal-Frequency Division Multiple Access
PSK – Phase Shift Keying
QAM – Quadrature Amplitude Modulation
RF – Radio Frequency
RLS – Recursive Least Squares
RMS – Root Mean Square
SDMA – Space Division Multiple Access
SINR – Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
SIR – Signal-to-Interference Ratio
SMI – Sample Matrix Inversion
SNR – Signal-to-Noise Ratio
TDMA – Time Division Multiple Access
ULA – Uniform Linear Array
WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
2 SISTEMAS OFDMA	16
2.1 Orthogonal-Frequency Division Multiplexing.....	16
2.1.1 Transmissão OFDM.....	17
2.1.1.1 Intervalo de guarda.....	18
2.1.1.2 Formatação de pulso.....	20
2.1.1.3 Modulação RF.....	22
2.1.2 Modelagem do Canal.....	23
2.1.2.1 Distribuição de Rayleigh.....	23
2.1.2.2 Distribuição de Rice.....	24
2.1.2.3 Espalhamento Doppler.....	25
2.1.3 Recepção OFDM	26
2.1.3.1 Detecção e demodulação RF	27
2.1.3.2 Estimação do canal e equalização	28
2.1.4 Análise de desempenho OFDM em canais com multipercorso.....	29
2.2 Orthogonal-Frequency Division Multiple Access.....	31
2.2.1 Método das subportadoras adjacentes	33
2.2.2 Método das subportadoras em diversidade.....	34
2.2.3 Vantagens oferecidas pelo OFDMA	34
2.2.4 Parâmetros do WiMAX 802.16e	35
2.3 Resumo do capítulo.....	35
3 SISTEMAS DE ANTENAS ADAPTATIVAS	36
3.1 Arranjo de antenas inteligentes.....	37
3.1.1 Arranjo de feixes comutados.....	37
3.1.2 Arranjo de antenas adaptativas.....	38
3.1.2.1 Graus de liberdade.....	39
3.1.2.2 Vantagens oferecidas pelos arranjos adaptativos	40
3.2 Arranjo linear uniforme	42
3.2.1 Modelo teórico	42
3.2.1.1 Vários usuários e canal AWGN	44
3.2.1.2 Vários usuários e canal com multipercorso	45
3.2.2 Radiação, geometria e construção	46
3.3 Filtragem espacial adaptativa.....	47
3.3.1 Filtragem em banda estreita	48
3.3.2 Filtragem em banda larga	49
3.3.3 Filtragem espacial em ambiente multiusuário	51

3.4 Filtragem espacial em sistemas OFDMA	52
3.4.1 Filtragem Pré-FFT	52
3.4.2 Filtragem Pós-FFT	53
3.5 Resumo do capítulo	55
4 ALGORITMOS ADAPTATIVOS	56
4.1 Algoritmos cegos	56
4.1.1 Algoritmos de estimação de AOA	57
4.1.2 Algoritmos restauradores de propriedades	57
4.2 Algoritmos supervisionados	57
4.2.1 Principais critérios de otimização	58
4.2.1.1 <i>Minimum Mean Square Error</i>	58
4.2.1.2 <i>Maximum Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio</i>	59
4.2.2 Algoritmo LMS	61
4.2.2.1 <i>Algoritmo NLMS</i>	62
4.2.2.2 <i>Algoritmo CLMS</i>	63
4.2.3 Algoritmo SMI	64
4.2.4 Algoritmo RLS	65
4.2.5 Algoritmo CGM	68
4.2.6 Períodos de treinamento nas técnicas Pré e Pós-FFT	70
4.3 Resumo do capítulo	71
5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS	72
5.1 Cenário das simulações	72
5.2 Resultados	74
5.2.1 Velocidade de convergência	74
5.2.2 Formação de feixes e nulos de radiação	75
5.2.3 Comparativo da BER vs. SNR entre os algoritmos estudados	77
5.2.3.1 <i>Pré-FFT</i>	77
5.2.3.2 <i>Pós-FFT</i>	77
5.2.4 Comparativo da BER vs. SNR entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT	78
5.2.4.1 <i>Em função do número de símbolos de treinamento</i>	78
5.2.4.2 <i>Em função do número de elementos do arranjo</i>	80
5.2.4.3 <i>Em função do espaçamento angular entre os usuários</i>	81
5.3 Resumo do capítulo	82
6 CONCLUSÕES	83
REFERÊNCIAS	85

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, são grandes os desafios em se oferecer tecnologias de comunicação de alta capacidade, não somente pelo número crescente de usuários, mas também pela necessidade de se oferecer suporte a serviços cada vez mais diversificados (como voz, vídeo e dados) e exigentes em termos de largura de banda. Em cenários sem fio (*wireless*), esses desafios são ainda maiores, visto que as técnicas de transmissão (modulação, múltiplo acesso, compensação de canal etc.) devem ser cada vez mais robustas a fim de lidar, primeiro, com um meio de transmissão hostil a comunicações - o ar -, e segundo, com usuários que se interferem e dividem recursos de rádio escassos.

Em face disso, grupos de pesquisa em todo o mundo têm voltado seus esforços em prol de desenvolver melhorias no setor de comunicações. É nesse âmbito que as técnicas de modulação OFDM (*Orthogonal-Frequency Division Multiplexing*) e de múltiplo acesso OFDMA (*Orthogonal-Frequency Division Multiple Access*) vêm recebendo considerável atenção por parte de pesquisadores do setor. Sendo já empregadas em algumas redes metropolitanas sem fio, como o padrão IEEE 802.16e (WiMAX Móvel), e grandes candidatas a incorporarem os futuros sistemas de 4ª Geração, elas vem apresentando melhor desempenho que as atuais técnicas baseadas em espalhamento espectral, principalmente em termos de taxas de bits, robustez ao canal e facilidade de implementação.

As melhorias, no entanto, não têm se limitado às técnicas de processamento na camada de enlace. Enfoque especial tem sido dado às antenas nas últimas décadas, principalmente pela sua aplicação em técnicas de diversidade e de filtragem espacial adaptativa. De um modo geral, sistemas que realizam filtragem espacial são aqueles que implementam um arranjo de antenas inteligentes, capazes de alterar dinamicamente o seu diagrama de radiação de modo a irradiar (na transmissão) ou captar (na recepção) sinais apenas em determinadas direções, definidas como aquelas onde se encontram usuários preferenciais; e de gerar regiões de nulo (radiação zero) nas direções das fontes de interferência. Esse mecanismo de “inteligência”, obtido pela implementação de algoritmos adaptativos, proporciona diversas vantagens, como mitigação de interferências, maior eficiência espectral e aumento na capacidade de cobertura.

De fato, elas representaram boa parte da evolução na capacidade dos sistemas móveis celulares nos últimos anos, e por isso se tornaram indispensáveis para esses sistemas. Daí o interesse em se estender o estudo da filtragem espacial também às futuras tecnologias 4G, como aquelas baseadas em OFDMA. Os artigos de Godara [1,2] fornecem uma visão

completa do funcionamento das antenas inteligentes, bem como de sua aplicabilidade em redes de transmissão terrestres e via satélite.

Objetivos

Para sistemas OFDM, as técnicas de filtragem espacial adaptativa se dividem em duas classes: Filtragem Pré-FFT e Filtragem Pós-FFT. A primeira, implementada no domínio do tempo, é de mais simples construção, pois requer apenas um bloco de processamento para todos os sinais captados pelo arranjo. Já a segunda, realizada no domínio da frequência, apresenta melhores resultados em cenários com grande desvanecimento e interferência, mas requer maior complexidade computacional, já que se processa individualmente em cada subportadora OFDM.

É possível encontrar, em trabalhos científicos recentes, análises comparativas entre essas duas configurações. No entanto, a maioria dos autores considera cenários de estudo simplistas, com somente um usuário desejado. Além disso, poucos estudos, até o momento, consideram o método OFDMA como múltiplo acesso entre usuários desejados e interferentes.

Isto posto, este trabalho busca analisar, através de simulações computacionais, o desempenho de um sistema de antenas adaptativas (AAS – *Adaptive Antenna System*) sobre um sistema celular multiusuário, utilizando método de acesso OFDMA. São considerados alguns dos algoritmos adaptativos mais conhecidos na literatura, e os resultados comparativos são apresentados em função de parâmetros como: número de elementos do arranjo, nível de ruído e espaçamento angular entre os usuários, todos considerados para cada tipo de configuração (Pré e Pós-FFT).

Organização do trabalho

O trabalho está organizado da seguinte maneira:

O Capítulo 2 faz uma introdução aos sistemas OFDMA, apresentando os conceitos fundamentais e a estrutura básica de implementação. Além disso, é mostrado o desempenho de sistemas OFDM frente a canais com desvanecimento por multipercurso.

O Capítulo 3 disserta sobre antenas inteligentes e filtragem espacial. É apresentada a estrutura básica das principais técnicas de síntese de feixe (*beamforming*), bem como a

modelagem matemática das configurações no domínio do tempo (Pré-FFT) e da frequência (Pós-FFT), utilizadas em OFDM.

O Capítulo 4 é dedicado aos principais algoritmos utilizados para filtragem espacial adaptativa. São apresentadas suas estruturas matemáticas e descritas suas vantagens e desvantagens comparativas, bem como os principais critérios de convergência existentes.

O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos para diversos cenários de simulação. A avaliação comparativa é feita através de parâmetros como erro de convergência, capacidade de geração de feixes/nulos de radiação e, principalmente, taxa de erro de bits (BER – *Bit Error Ratio*).

O Capítulo 6 apresenta as conclusões e sugere trabalhos futuros.

2 SISTEMAS OFDMA

2.1 Orthogonal-Frequency Division Multiplexing

Em meados da década de 1960, já era possível encontrar trabalhos acadêmicos envolvendo os princípios básicos do OFDM, a exemplo do artigo publicado por R.W. Chang em 1966, em que ele já sugeria um método de transmissão de dados através de várias portadoras paralelas [3]. Portanto, não se trata de uma teoria nova, mas que só pôde ser viabilizada na prática recentemente, graças à evolução da computação e das técnicas de fabricação de semicondutores [4].

A técnica OFDM corresponde a um esquema de modulação multiportadora, que consiste em dividir uma série de dados em várias porções, a serem transmitidas paralelamente em subportadoras diferentes. Entretanto, enquanto outros esquemas multiportadora convencionais como o FDM (*Frequency Division Multiplexing*) utilizam bandas de guarda entre as subportadoras e filtros para recuperar as frequências de interesse na recepção, na técnica OFDM as subportadoras são selecionadas segundo o princípio da ortogonalidade. Isso dispensa o uso de bandas de guarda e propicia que suas bandas laterais se sobreponham sem se interferirem, garantindo maior eficiência espectral.

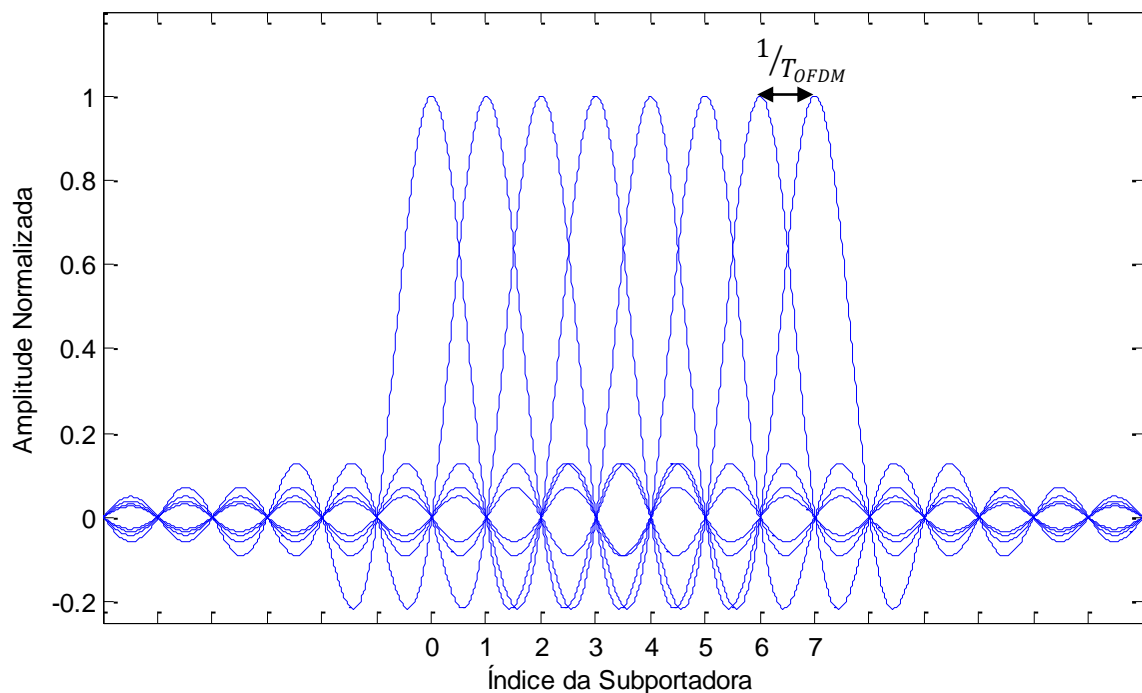


Figura 2.1 – Espectro de um símbolo OFDM com 8 subportadoras

A Figura 2.1 mostra, no domínio da frequência, um símbolo OFDM composto por 8 subportadoras ortogonais com espaçamento entre si de $1/T_{OFDM}$, onde T_{OFDM} é o período do

símbolo. É possível observar como elas se sobrepõem, mas sem perderem a ortogonalidade, uma vez que, nos pontos de máximo de um canal, todos os demais se anulam.

Outra grande vantagem do OFDM é a sua robustez sob canais com desvanecimento seletivo em frequência. Isso ocorre porque, ao repartir o sinal entre as subportadoras paralelas, a largura de banda alocada para cada uma delas passa a ser menor que a largura de banda coerente do canal, de modo que cada subportadora sofra um desvanecimento plano, e não seletivo [5]. Isso, dentre outros benefícios, simplifica a equalização no receptor, como será visto na seção 2.1.3.2.

2.1.1 Transmissão OFDM

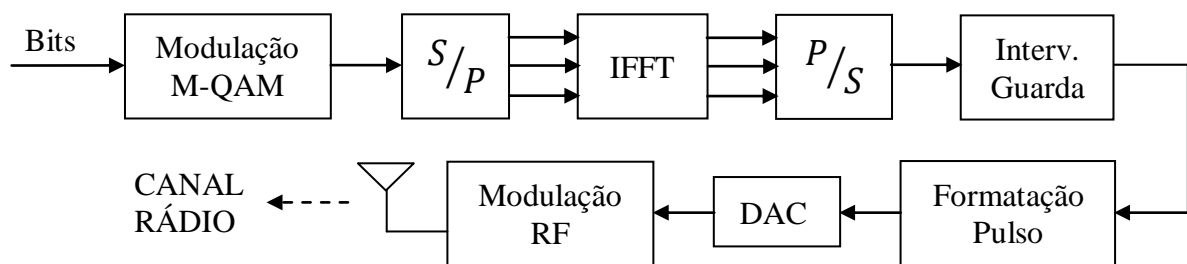


Figura 2.2 – Diagrama esquemático de um transmissor OFDM

A Figura 2.2 apresenta um esquema básico mostrando as principais etapas de formação dos símbolos OFDM no transmissor. Primeiramente, a partir dos bits a serem transmitidos, símbolos complexos correspondentes são codificados a partir de um dos esquemas clássicos de modulação como PSK (*Phase Shift Keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Em seguida, esses símbolos de dados em série passam por um bloco Serial/Paralelo, para reorganizá-los em subgrupos que irão modular as diferentes subportadoras. Desta forma, um símbolo OFDM gerado por um transmissor com N subportadoras pode ser descrito matematicamente como

$$s_m = \sum_{n=0}^{N-1} S_n \exp\left(j \frac{2\pi mn}{N}\right), 0 \leq m \leq N - 1, \quad (2.1)$$

onde S_n é o símbolo de dados transmitido na n -ésima subportadora.

A equação 2.1 corresponde à Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform*) de S_n sem o fator de escala, cuja implementação computacional pode ser simplificada através da Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*) [6]. Isso indica que as tarefas de modular e escolher

as subportadoras ortogonais ficam por conta de blocos IFFT no transmissor e FFT no receptor, facilitando sobremaneira a implementação do OFDM.

2.1.1.1 Intervalo de guarda

Como mostrado na equação 2.1, cada símbolo OFDM é composto por N amostras de informação. Ou seja, a duração do pulso é prolongada por um fator de

$$T_{OFDM} = NT, \quad (2.2)$$

onde T é a duração de um símbolo de dados. Assim, se o espalhamento de atraso RMS¹ intrínseco do canal for inferior a T_{OFDM} , então o sinal estará sujeito apenas a desvanecimento plano, conforme já mencionado [6].

Entretanto, esse prolongamento do pulso ainda não é suficiente para impedir que símbolos sucessivos se interfiram na recepção. De fato, o efeito do multipercurso no canal faz com que várias réplicas do sinal incidam no receptor, podendo provocar a sobreposição de porções de símbolos adjacentes, como ilustrado na Figura 2.3. Esse fenômeno pode levar tanto à interferência entre símbolos (ISI – *Intersymbol Interference*) quanto à interferência co-canal (ICI – *Intercarrier Interference*).

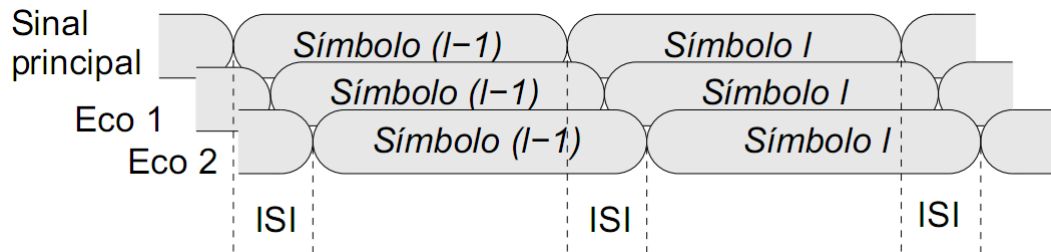


Figura 2.3 – Efeito da ISI em um canal com 3 percursos [7]

Para contornar esse problema, é inserido um intervalo de guarda (N_{IG}) em cada símbolo OFDM, de tal maneira que, se essa guarda for maior que o espalhamento de atraso RMS imposto pelo canal, os símbolos incidentes estarão suficientemente afastados e a ISI será totalmente eliminada. Esse intervalo de guarda pode ser composto por um período de “silêncio” (inserção de zeros) ou por amostras repetidas do sinal. No entanto, apenas a segunda forma garante robustez à ISI [7], motivo pelo qual é a mais utilizada.

¹ O espalhamento de atraso RMS é uma medida do grau de dispersão temporal entre as componentes de multipercurso gerado pelo canal de rádio. Sua definição matemática pode ser encontrada em [5]. É também referido na literatura como o inverso da Largura de Banda Coerente do canal, de maneira que suas definições estão interligadas.

O intervalo de guarda pode ser inserido no símbolo OFDM de duas maneiras: a primeira é feita na forma de um prefixo cíclico, isto é, uma cópia das últimas N_{IG} amostras é anexada no início do bloco OFDM. A outra é através de um esquema híbrido, onde são anexadas as $N_{IG}/2$ últimas amostras no início do bloco (prefixo cíclico), ao mesmo tempo em que se insere uma cópia das primeiras $N_{IG}/2$ amostras no seu fim (sufixo cíclico). A primeira técnica é a mais comum e eficiente, pois todo o intervalo de guarda é utilizado para proteção contra a ISI. Já a segunda, ilustrada na Figura 2.4, contribui para o combate à ISI somente com a metade correspondente ao prefixo cíclico [8], mas é a técnica adotada em sistemas que fazem formatação de pulso, como será visto na seção 2.1.1.2.

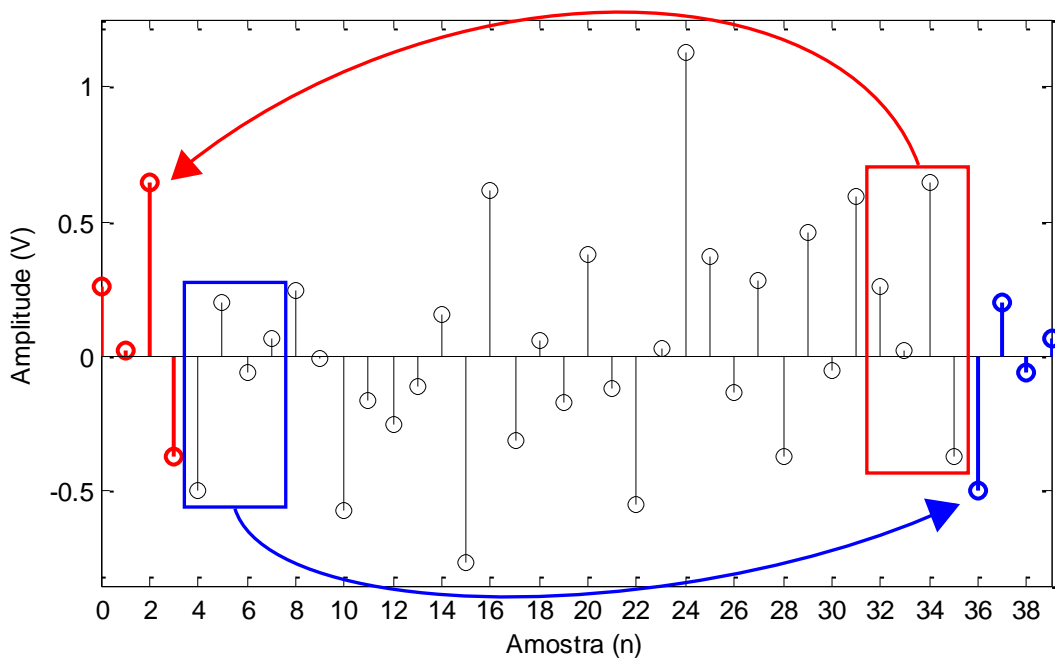


Figura 2.4 – Inserção de prefixo e sufixo cíclicos em um símbolo OFDM

O grande inconveniente na utilização de intervalos de guarda é que eles representam um desperdício de banda, já que nenhuma informação útil é transmitida através deles. Além disso, são geradas perdas de SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) quando se utilizam intervalos muito longos. Por isso, geralmente se adotam valores para N_{IG} entre um décimo e um quarto do tamanho do símbolo OFDM [9]. No exemplo da Figura 2.4, onde N é igual a 32, foi utilizado um intervalo de guarda com 8 amostras ($N_{IG} = N/4$): metade para o prefixo ($N_{PC} = 4$) e outra metade para o sufixo cíclico ($N_{SC} = 4$).

2.1.1.2 Formatação de pulso

Outro problema com o qual os sistemas de comunicação precisam lidar é com a transmissão “fora da banda”, representada pela parcela de energia que é deslocada para fora do espectro de frequências reservado para determinado serviço. Isso ocorre porque a resposta em frequência do pulso retangular, comumente utilizado nas transmissões, é a função sinc^2 , que gera lóbulos laterais consideráveis no espectro, levando à ineficiência espectral, desperdício de potência na transmissão e, eventualmente, interferência com outros serviços.

Em OFDM, uma técnica eficiente para contornar esse problema é a formatação de pulso (*windowing*, ou janelamento), onde os símbolos são formatados através de janelas que reduzem os lóbulos laterais e aumentam a eficiência espectral do sistema. Entre as mais conhecidas está a função coseno levantado, implementada pelas seguintes expressões [8]:

$$j(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos\left(\pi + \frac{t}{\beta T'_S}\right), & 0 \leq t \leq \beta T'_S \\ 1, & \beta T'_S \leq t \leq T'_S \\ 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{(t-T'_S)\pi}{\beta T'_S}\right), & T'_S \leq t \leq (1 + \beta)T'_S \end{cases} \quad (2.3)$$

Na equação 2.3, β é o fator de *rolloff* da janela, que varia geralmente entre 0 e 1; e T'_S é definido por

$$T'_S = (N + N_{PC} + N_{SC})T = T_{OFDM} + T_{IG}, \quad (2.4)$$

onde $T_{IG} = T_{PC} + T_{SC}$ é o intervalo de guarda.

A Figura 2.5 mostra o formato de um símbolo OFDM usando janela coseno levantado. É importante frisar que a formatação se dá fora do período útil do símbolo (T_{OFDM}), já que nesse intervalo dados úteis estão sendo carregados. O filtro, portanto, é aplicado sobre os períodos $\beta T'_S$ e $(1 + \beta)T'_S$, correspondentes às extensões do prefixo e sufixo cíclicos específicos para este fim.

Outro detalhe é que, apesar de uma parcela da duração total do pulso poder ser usada como sobreposição entre símbolos adjacentes, como mostra a Figura 2.5, é necessário aumentar a duração do intervalo de guarda, já que uma parte foi ocupada pelo janelamento. Isso garante a mesma robustez à ISI, mas representa uma perda na taxa útil de bits, já que o símbolo é aumentado por um fator $T_{janela} = \beta T'_S$ [10].

² Em processamento digital de sinais, $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$.

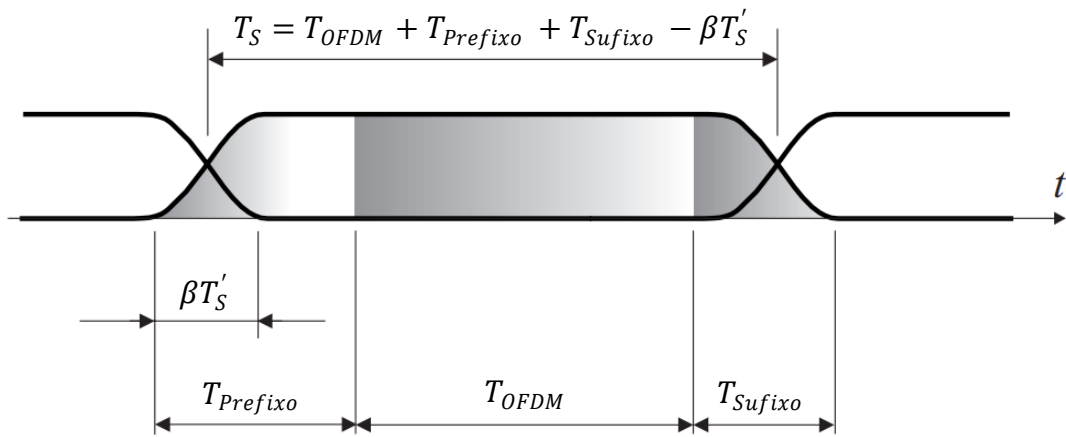


Figura 2.5 – Estrutura do símbolo OFDM usando filtro coseno levantado [10]

Neste caso, o período total do símbolo, T_S , passa a ser definido como

$$\begin{aligned}
 T_S &= T_{OFDM} + T_{Prefixo} + T_{Sufixo} - \beta T'_S \\
 &= T_{OFDM} + (T_{PC} + \beta T'_S) + (T_{SC} + \beta T'_S) - \beta T'_S, \\
 &= T_{OFDM} + T_{IG} + T_{janela}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Nota-se que, quando $\beta = 0$ (sem janelamento), $T_S = T'_S$.

A Figura 2.6 ilustra o poder de supressão dos lóbulos laterais ao se utilizar formatação de pulso. Observa-se que, para um fator de *rolloff* igual a 0.5, a energia “fora da banda” é atenuada em mais de 60 dB, em comparação com o pulso retangular ($\beta = 0$).

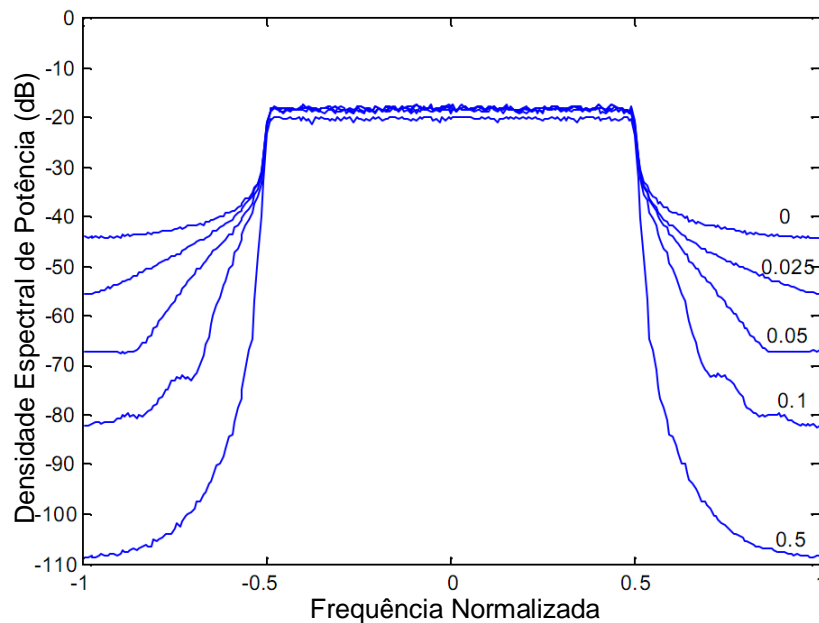


Figura 2.6 – Densidades espectrais de potência para janelas coseno levantado com valores de β iguais a 0, 0.025, 0.05, 0.1 e 0.5 [8]

2.1.1.3 Modulação RF

Conforme mostrado no esquema da Figura 2.2, a última etapa do processamento no transmissor é a geração do símbolo OFDM em RF, ou seja, modulado na frequência de rádio para transmissão pelo ar. Um símbolo OFDM, como já foi visto, é formado por amostras complexas. Logo, após passar por um conversor digital-analógico (DAC – *Digital-to-Analog Converter*), ele pode ser escrito da seguinte forma:

$$s(t) = s_R(t) + js_I(t), \quad (2.6)$$

onde $s_R(t)$ e $s_I(t)$ representam a parte real e imaginária de $s(t)$, respectivamente. Para obter o símbolo OFDM em RF, basta multiplicá-lo pela portadora desejada (de frequência f_p) e tomar a parte real, ou seja:

$$s_{RF}(t) = \text{Re}\{s(t)e^{2\pi f_p t}\} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.6) em (2.7), obtém-se

$$s_{RF}(t) = s_R(t) \cos(2\pi f_p t) - s_I(t) \sin(2\pi f_p t), \quad (2.8)$$

que é o símbolo pronto para ser transmitido pelo canal.

A largura de banda ocupada pelo símbolo OFDM em RF é dada por

$$B = N\Delta f, \quad (2.9)$$

onde $\Delta f = 1/T_{OFDM}$ é o espaçamento entre as subportadoras. Com base na equação (2.9), algumas considerações importantes do ponto de vista de projeto podem ser feitas [8]:

- a) Um aumento na duração do símbolo reduz o espaçamento entre as subportadoras, o que, para uma banda fixa, permite que mais delas possam ser utilizadas. No entanto, caso o valor de N seja fixo, haverá uma redução na largura de banda do símbolo;
- b) mais subportadoras não necessariamente levam a uma maior duração do símbolo OFDM. Para mantê-la fixa, pode-se reduzir o intervalo entre amostras adjacentes, mas haverá um aumento na largura de banda. Por outro lado, para um valor B fixo, o aumento de N leva a uma diminuição no espaçamento entre as subportadoras e, portanto, a um aumento na duração do símbolo OFDM.

2.1.2 Modelagem do Canal

Como a largura de banda das subportadoras nos sistemas OFDM é menor que a largura de banda coerente do canal, os efeitos dispersivos sofridos por cada uma são planos, motivo pelo qual um sinal OFDM apresenta comportamento de banda estreita em relação ao canal [5]. Além disso, o intervalo de guarda é capaz de eliminar completamente a ISI, desde que sua duração seja superior ao espalhamento de atraso RMS do meio. Tais propriedades conferem a esses sistemas grande robustez frente aos efeitos dispersivos do ar. Contudo, eles permanecem suscetíveis a outros tipos de fenômenos, como à interferência intrassimbólica (entre componentes de multipercurso do mesmo sinal) e ao espalhamento Doppler.

Assim, considerando perfeita a sincronização entre transmissor e receptor, o sinal $x(t)$ captado pela antena receptora após atravessar um canal com desvanecimento³ pode ser modelado como

$$x(t) = s(t) * h(t) + n(t), \quad (2.10)$$

onde " * " indica convolução, $n(t)$ corresponde ao ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) e $h(t)$ é a resposta ao impulso do canal, definida por

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (2.11)$$

Na equação 2.11, L é o número de componentes de multipercurso do canal (sem contar a componente direta) e α_l e τ_l são, respectivamente, a atenuação e o atraso associados ao l -ésimo percurso. A modelagem do parâmetro de atenuação α_l depende do perfil do canal considerado, isto é, se há ou não linha de visada (LoS – *Line-of-Sight*) entre transmissor e receptor. Nesse sentido, as duas principais modelagens são feitas pelas distribuições de Rayleigh e de Rice, que serão brevemente estudadas a seguir.

2.1.2.1 Distribuição de Rayleigh

A distribuição de Rayleigh é usada para cenários onde o receptor capta apenas componentes de multipercurso do sinal, não havendo assim uma componente predominante originada pela incidência direta a partir do transmissor. Nessa situação, em que não há visada

³ Em um canal de rádio, os efeitos de desvanecimento se dividem entre aqueles em pequena escala (devido a multipercursos) e em larga escala (devido a obstruções do meio). Neste trabalho, será considerado apenas o desvanecimento rápido, ou em pequena escala, sem maiores conseqüências [7].

direta, α_l é uma variável aleatória gaussiana de média zero, e sua envoltória segue uma função densidade de probabilidade (FDP) de Rayleigh, dada teoricamente por

$$f_{Rayleigh}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.12)$$

onde σ é o desvio padrão de α .

2.1.2.2 Distribuição de Rice

Já em cenários onde o receptor capta, além das componentes de multipercurso, um raio dominante vindo diretamente do transmissor, a distribuição de Rice passa a ser mais adequada. Nesse caso, onde há visada direta, α_l é uma variável aleatória gaussiana de média não-nula, cuja envoltória obedece à seguinte FDP:

$$f_{Rice}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\left(\frac{\alpha^2}{2\sigma^2} + K\right)\right) I_0\left(\frac{\alpha\sqrt{2K}}{\sigma}\right) \quad (2.13)$$

Na equação 2.13, σ é o desvio padrão somente da componente de multipercurso, I_0 é a função de Bessel modificada de primeira espécie, e K é conhecido como Fator de Rice (ou Fator-K), definido como

$$K = \frac{\text{Potência da componente direta}}{\text{Variância da componente de multipercurso}} = \frac{A^2}{2\sigma^2}, \quad (2.14)$$

onde A é a amplitude da componente direta.

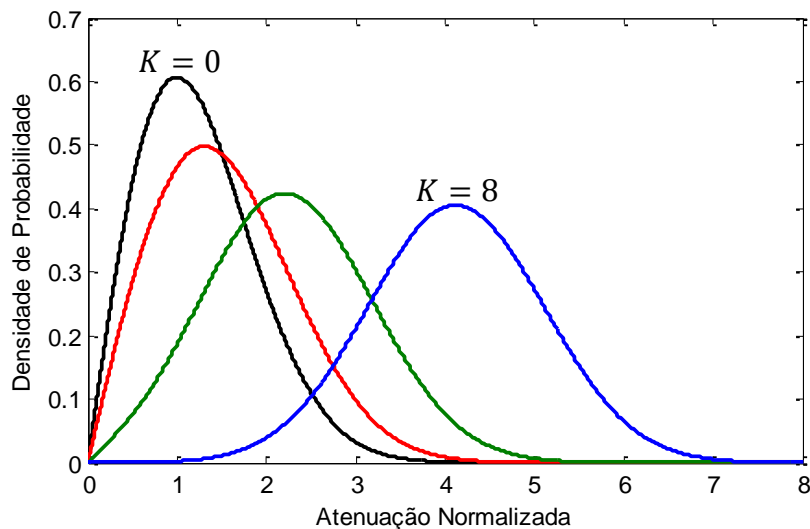


Figura 2.7 – Probabilidade de Rice para valores de K iguais a 0, 0.5, 2 e 8

A Figura 2.7 mostra as curvas da FDP de Rice para diferentes valores do Fator- K . Nota-se que, para valores menores de K , quando a componente direta domina pouco sobre as de multipercurso, a curva se aproxima da FDP de Rayleigh. Por outro lado, para valores maiores de K , quando quase toda a energia do sinal se deve à componente direta, a curva tende para a FDP Normal (ou Gaussiana), característica de um canal AWGN simples [5].

2.1.2.3 Espalhamento Doppler

Em um sistema celular, quando há movimento relativo entre o terminal móvel e a Estação de Rádio-Base (ERB), o sinal que é “observado” por aquele sofre um desvio de frequência, proporcional à velocidade relativa entre eles. Tal desvio é conhecido como desvio Doppler (ou frequência Doppler), cujo valor máximo é obtido matematicamente pela equação

$$f_{D_m} = f_P \frac{v_R}{v_S}, \quad (2.15)$$

onde v_R é a velocidade relativa entre transmissor e receptor, e v_S é a velocidade com que o sinal se propaga no meio.

Esse desvio de frequência percebido pelo terminal móvel pode ser para mais ou para menos, dependendo do sentido do movimento relativo entre ele e o transmissor: quando estão se aproximando, a frequência percebida é maior; mas quando estão se afastando, a frequência observada é menor. Assim, pode-se dizer que o intervalo de frequências dos sinais captados pelo móvel enquanto se movimenta em relação à estação transmissora é

$$(f_P - f_{D_m}) \leq f \leq (f_P + f_{D_m}) \quad (2.16)$$

Em um ambiente com multipercurso, várias réplicas do mesmo sinal incidem no receptor de várias direções, fazendo com que a cada uma delas esteja associado um desvio Doppler diferente. Isso causa um espalhamento, no domínio da frequência, das várias componentes em torno da frequência da portadora. Esse fenômeno é denominado espalhamento Doppler, e está ilustrado na Figura 2.8.

O espalhamento Doppler é especialmente prejudicial para sistemas OFDM. Como foi observado na Figura 2.1, a ortogonalidade entre as subportadoras é garantida pelo valor nulo de cada uma no ponto de máxima amplitude das demais. Com o espalhamento Doppler, elas sofrem desvios de frequência e perdem a ortogonalidade entre si, levando à ICI. Essa degradação é tão mais intensa quanto maior for a duração do símbolo OFDM [8]. Por isso,

levando em conta a equação 2.2, definir o número de subportadoras do sistema representa uma importante decisão de projeto, já que, quanto maior o seu valor, menor o espaçamento entre elas, tornando-as mais suscetíveis à ICI.

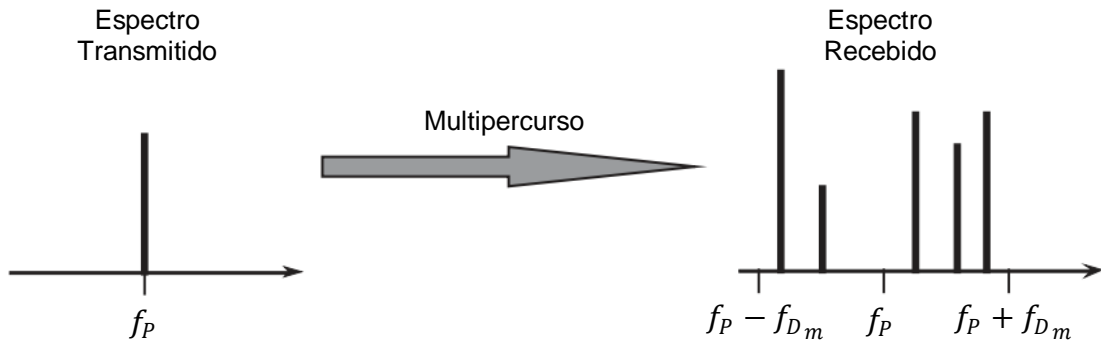


Figura 2.8 – Efeito do espalhamento Doppler sobre o sinal recebido [5]

Outro parâmetro que indica a variabilidade temporal do canal é o tempo de coerência, definido como o inverso do espalhamento Doppler. Ele representa uma medida estatística do intervalo de tempo dentro do qual a resposta ao impulso do canal – $h(t)$ – é a mesma. Com isso, ele fornece uma medida da correlação do comportamento do canal em diferentes instantes [11].

Portanto, um *frame*⁴, em um sistema de rádio, deve ter sua duração dimensionada de tal maneira a ser inferior ao tempo de coerência, configurando um canal quase-estático. Essa é outra maneira de explicar a limitação imposta à duração do símbolo OFDM.

2.1.3 Recepção OFDM

O processo que ocorre na recepção OFDM é basicamente o inverso daquele efetuado na transmissão. A principal diferença é que o receptor realiza a estimação de canal e a equalização, a fim de compensar os efeitos dispersivos do ar e, assim, recuperar os bits os mais próximos possíveis dos enviados pelo transmissor.

A Figura 2.9 mostra um diagrama esquemático com as principais funcionalidades implementadas na recepção.

⁴ *Frame*, ou quadro, corresponde a um período de transmissão em sistemas de comunicação via rádio. É composto por vários *timeslots* (neste caso, símbolos OFDM), que são as unidades fundamentais de transmissão divididas entre vários usuários segundo uma determinada técnica de múltiplo acesso.

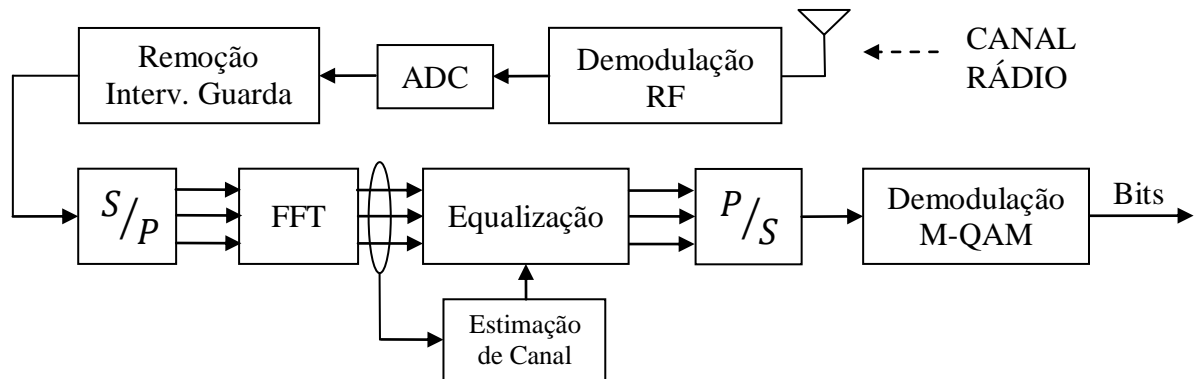


Figura 2.9 – Diagrama esquemático de um receptor OFDM

2.1.3.1 Detecção e demodulação RF

Após a captação do sinal pela antena, procede-se à recuperação das partes real e imaginária de $x(t)$ através da demodulação da portadora de frequência f_p (considerando que transmissor e receptor estão perfeitamente sincronizados). A recuperação de $x_R(t)$ é feita multiplicando-se o sinal captado pela portadora em fase e depois passando o sinal resultante por um filtro passa-baixas (LPF – *Lowpass Filter*):

$$x(t) \cos(2\pi f_p t) = \underbrace{\frac{1}{2} \{x_R(t)\}}_{\text{Desejado}} + \underbrace{\frac{1}{2} \{x_R(t) \cos(4\pi f_p t) + x_I(t) \sin(4\pi f_p t)\}}_{\text{Eliminado pelo LPF}} \quad (2.17)$$

Semelhante método é empregado para recuperar $x_I(t)$, sendo que o sinal captado é multiplicado pela portadora em quadratura:

$$x(t)(-\sin 2\pi f_p t) = \underbrace{\frac{1}{2} \{x_I(t)\}}_{\text{Desejado}} - \underbrace{\frac{1}{2} \{x_R(t) \sin(4\pi f_p t) + x_I(t) \cos(4\pi f_p t)\}}_{\text{Eliminado pelo LPF}} \quad (2.18)$$

Após essa etapa, os sinais real e imaginário passam por um conversor analógico-digital (ADC – *Analog-to-Digital Converter*), onde são amostrados com taxa N/T_{OFDM} para darem origem aos símbolos OFDM em banda base. Em seguida, os intervalos de guarda dos símbolos OFDM são removidos, e as amostras restantes são reorganizadas por um bloco Serial/Paralelo antes de voltarem para o domínio da frequência através do algoritmo FFT⁵.

⁵ Na transmissão, os símbolos complexos são convertidos para o domínio do tempo pelo bloco IFFT. Por isso, diz-se que todo processamento realizado entre os blocos IFFT do transmissor e FFT do receptor é feito no domínio do tempo, enquanto os feitos depois deste e antes daquele são desempenhados no domínio da frequência.

2.1.3.2 Estimação do canal e equalização

Uma das principais vantagens da tecnologia OFDM é a sua facilidade de equalização. De fato, desde que o espaçamento entre as subportadoras seja inferior à largura de banda coerente do canal, elas são afetadas individualmente apenas na forma de uma atenuação, já que o desvanecimento percebido por cada uma é plano. Isso pode ser representado por uma simples multiplicação de cada subportadora por um valor complexo [7]. Basta então, no receptor, um mecanismo que compense o efeito dessa multiplicação, o que pode ser feito eficientemente através de um equalizador simples de 1 coeficiente (*one-tap*), implementado individualmente sobre cada uma das N subportadoras.

O processo de equalização começa com a estimação do canal, isto é, da sua resposta ao impulso, através de símbolos de treinamento, conhecidos pelo receptor e que são dispostos no início de cada *frame* transmitido⁶. Tais símbolos, constituindo um preâmbulo, são distribuídos entre todas as subportadoras antes do bloco IFFT na transmissão e, portanto, fornecem informações do efeito do canal sobre cada uma delas.

A estimação do canal é feita no domínio da frequência, isto é, depois do bloco FFT no receptor. Desta forma, a resposta em frequência do canal na n -ésima subportadora, \hat{H}_n , pode ser estimada da seguinte maneira:

$$\hat{H}_n = \frac{1}{N_{P_n}} \sum_{j=1}^{N_{P_n}} \frac{X_{j_n}}{S_{j_n}}, \quad (2.19)$$

onde X_{j_n} é o j -ésimo símbolo de treinamento relativo à n -ésima subportadora recebida, S_{j_n} corresponde ao X_{j_n} gerado localmente (no receptor), e N_{P_n} é o número total de símbolos de treinamento inseridos na n -ésima subportadora.

Uma vez estimado o canal, procede-se ao ajuste dos coeficientes dos equalizadores usando algum dos critérios de equalização citados na literatura. Um dos mais conhecidos e eficientes é o MMSE (*Minimum Mean Square Error*) [8,12], que fornece os coeficientes C_n ótimos segundo a relação

$$C_n = \frac{\hat{H}_n^*}{|\hat{H}_n|^2 + \sigma_r^2 / \sigma_x^2}, \quad (2.20)$$

⁶ Sequências de treinamento no início do *frame* são suficientes para a estimação do canal quando este é considerado quase-estático. Caso contrário, símbolos-piloto devem ser alocados ao longo de todo o *frame* OFDM para que o processo de estimação siga continuamente as variações do canal [13].

onde $(\cdot)^*$ corresponde à conjugação complexa, σ_r^2 é a variância do ruído, e σ_x^2 é a variância dos símbolos de dados detectados.

2.1.4 Análise de desempenho OFDM em canais com multipercorso

A seguir, é avaliado, através de resultados de simulação, o desempenho de um sistema OFDM básico em um canal multipercorso. O desvanecimento considerado é do tipo Rice, com Fator- K igual a 1 e duas componentes de multipercorso ($L=2$), atenuadas em relação ao raio direto de, respectivamente, 6 e 9 dB. O esquema de modulação adotado é 16-QAM.

A Figura 2.10 mostra as constelações recebida (em verde) e equalizada (em azul) de um conjunto de 50 símbolos OFDM com 64 subportadoras cada. A SNR é igual a 30 dB, e o intervalo de guarda é suficientemente maior que o espalhamento de atraso RMS do canal. É possível notar que os símbolos se configuram em círculos na constelação. Isso ocorre porque a convolução entre o sinal e o canal, outrora linear, passa a ter um caráter cíclico, indicando que o sinal é visto como infinitamente periódico pelo canal enquanto o seu intervalo de guarda for maior que o espalhamento de atraso RMS [14].

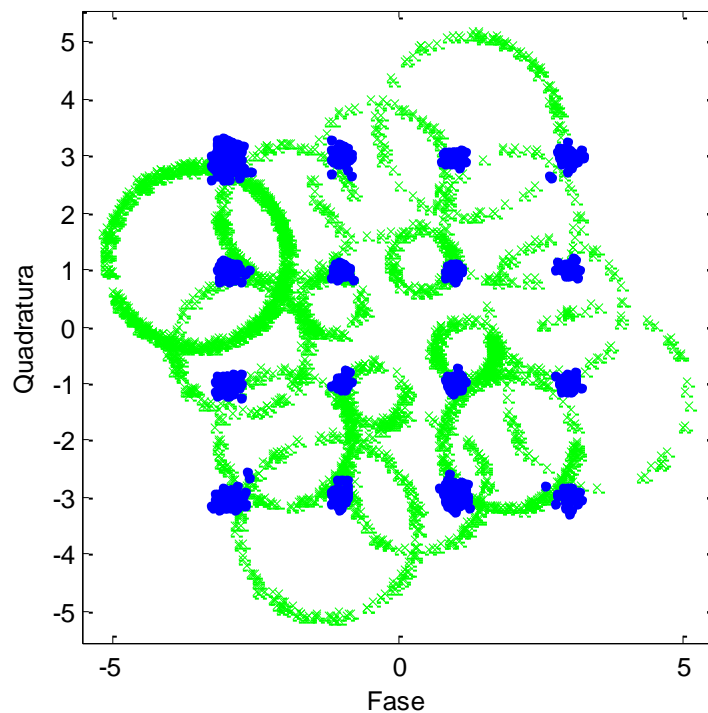


Figura 2.10 – Convolução cíclica observada em um sinal OFDM modulado em 16-QAM

Já a Figura 2.11 apresenta as constelações equalizadas de três sinais OFDM após se propagarem em canais com espalhamentos de atraso RMS menor, 6.25% maior e 25% maior que os seus intervalos de guarda, respectivamente. O ruído AWGN foi eliminado a fim de que

só apareçam os efeitos da ISI. Nota-se que, à medida que o atraso provocado pelo canal aumenta em relação ao intervalo de guarda, os efeitos da ISI se tornam cada vez mais críticos, levando a crescentes valores de BER (0%, 1.15% e 3.1%, respectivamente).

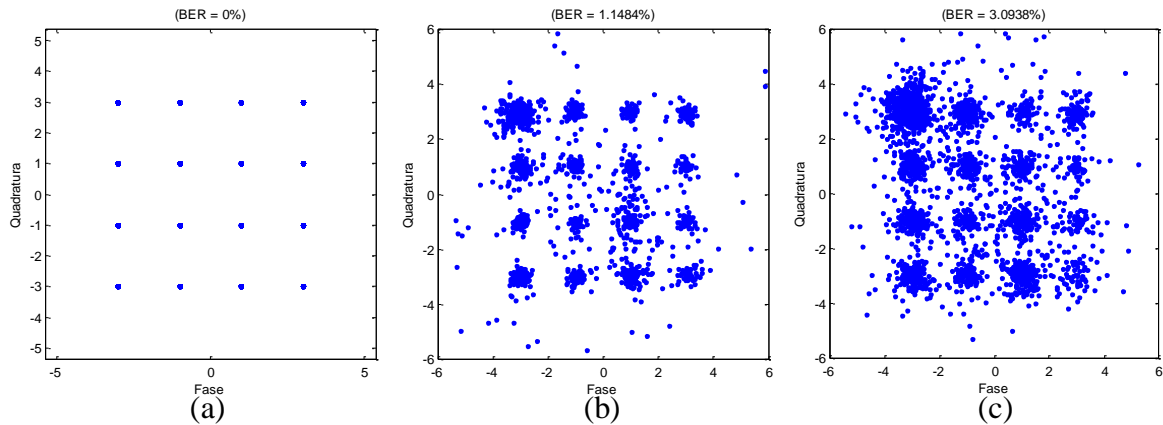


Figura 2.11 – Constelações equalizadas para três canais com espalhamentos de atraso RMS (a) menor, (b) 6.25% maior e (c) 25% maior que o intervalo de guarda

Finalmente, a Figura 2.12 mostra as constelações equalizadas de três sinais com números de subportadoras diferentes (16, 64 e 256, respectivamente) após atravessarem um canal com desvio Doppler máximo igual a 80 Hz. Os efeitos do canal AWGN foram novamente negligenciados. Observa-se que a degradação provocada pelo espalhamento Doppler é maior em sistemas com maior número de subportadoras, mostrando que símbolos mais longos são mais suscetíveis a canais variantes no tempo.

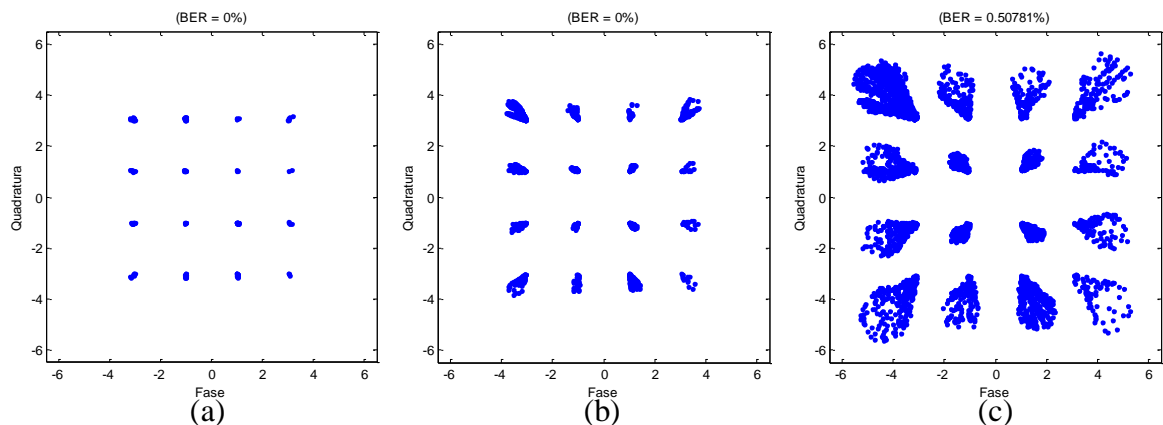


Figura 2.12 – Constelações equalizadas de três sinais OFDM com (a) 16, (b) 64 e (c) 256 subportadoras, transmitidos em um canal com desvio Doppler igual a 80Hz

2.2 Orthogonal-Frequency Division Multiple Access

Na seção 2.1, foi dada uma visão geral acerca do funcionamento dos principais componentes de um sistema OFDM. No entanto, em um cenário multiusuário, tais sistemas devem ser combinados com algum esquema de múltiplo acesso, a exemplo dos já conhecidos FDMA, TDMA e CDMA.

Através da técnica OFDM-FDMA (*OFDM - Frequency Division Multiple Access*), toda a banda de frequências disponível é dividida em sub-bandas, que são distribuídas entre os usuários. Assim, cada um deles deve alocar todas as subportadoras do sistema dentro da banda reservada para si. Já na combinação OFDM-TDMA (*OFDM - Time Division Multiple Access*), utilizada pelas redes IEEE 802.11 (Wi-Fi) e 802.16d (WiMAX Fixo), grupos de *timeslots* (símbolos OFDM) inteiros são dedicados a usuários diferentes durante um *frame* transmitido, como ilustrado na Figura 2.13.

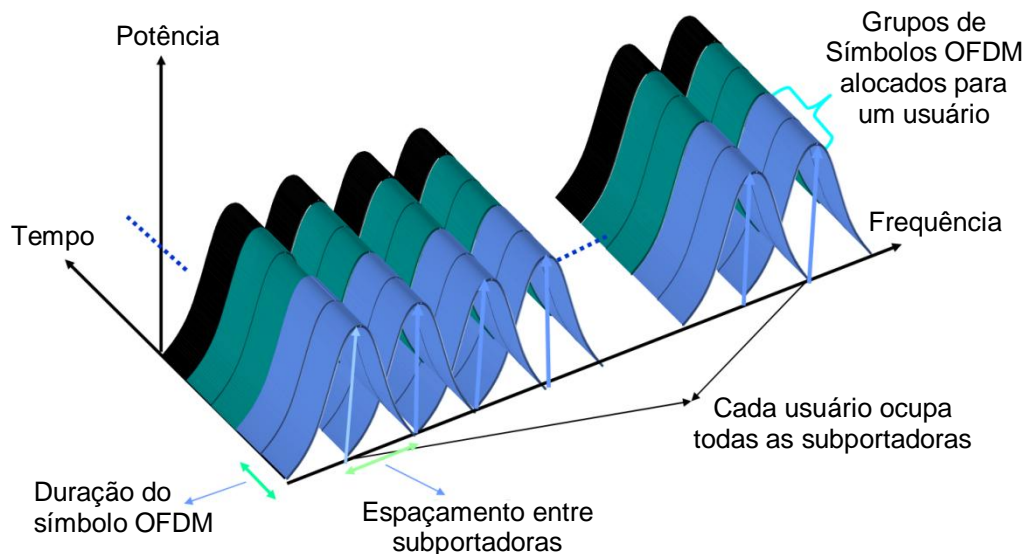


Figura 2.13 – Esquema OFDM-TDMA [15]

Existem, também, algumas propostas de combinação OFDM-CDMA (*OFDM - Code Division Multiple Access*), cuja viabilidade se dá principalmente pela longa duração dos símbolos OFDM, o que facilita a sincronização da sequência de espalhamento no receptor. Além disso, o caráter de banda estreita das subportadoras em relação ao canal dispensa o uso de combinação RAKE [14].

Nota-se que, nas três técnicas mencionadas, todas as subportadoras de um símbolo OFDM são usadas por um único usuário enquanto este é atendido pelo serviço. No entanto, é possível conceber um novo esquema, partindo dos mesmos fundamentos do OFDM, no qual as próprias subportadoras são repartidas entre os diversos usuários. Esse é o princípio que

rege a técnica OFDMA, usada atualmente em redes metropolitanas como o IEEE 802.16e (WiMAX Móvel), e grande candidata a integrar a próxima geração de redes móveis (4G).

Assim, em um sistema baseado em transmissão por *frames*, a técnica OFDMA poderá usar tanto recursos no domínio do tempo (*timeslots*) quanto no da frequência (subportadoras) para alocar sinais diferentes. Essa ideia é ilustrada na Figura 2.14.

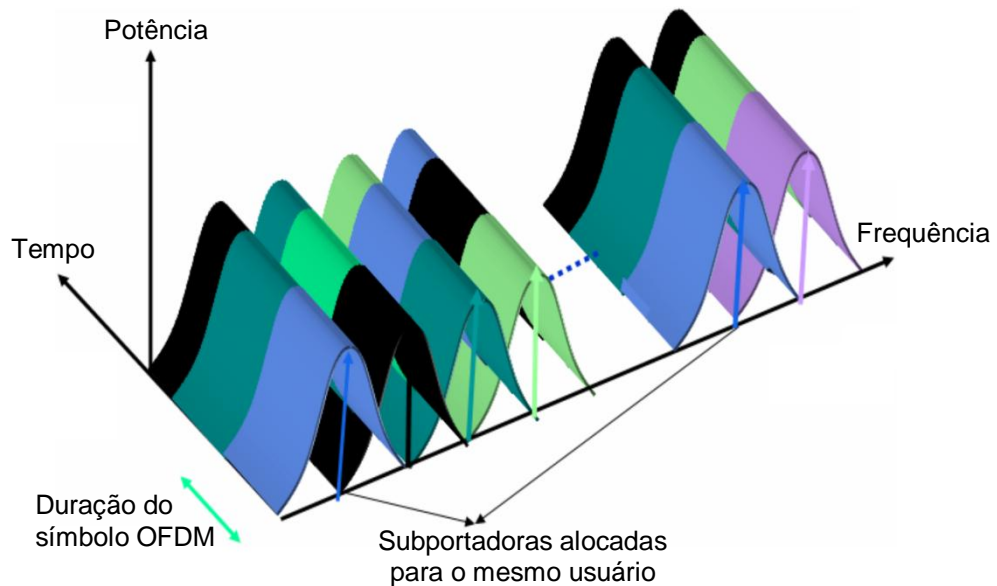


Figura 2.14 – Esquema OFDMA [15]

Além de proporcionar uma maior capacidade de atendimento, a técnica OFDMA também permite alocar dinamicamente as subportadoras entre os usuários de acordo com a resposta do canal observada por cada um deles, o que não é possível em sistemas onde há o compartilhamento de todo o espectro, como no TDMA. Na Figura 2.15, por exemplo, um usuário observa uma forte degradação do canal sobre as subportadoras destacadas em vermelho. Por meio de OFDMA, tais subportadoras podem ser reservadas para outro usuário que eventualmente observa um canal com melhor comportamento sobre elas.

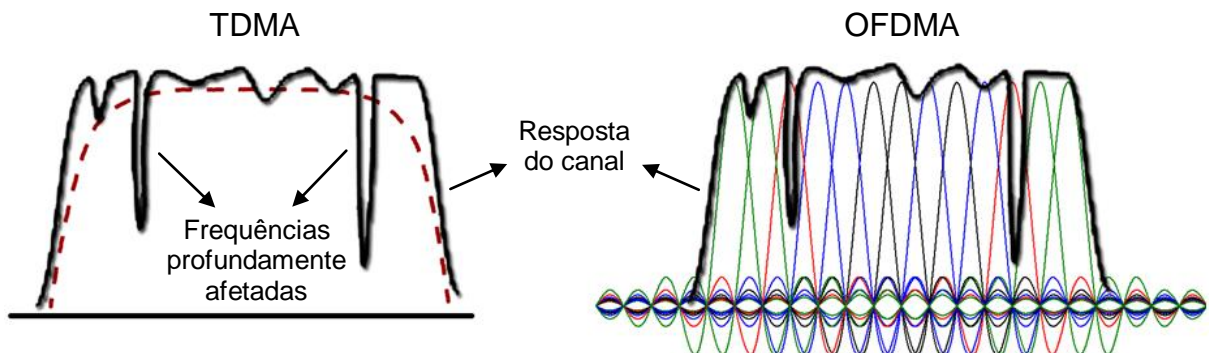


Figura 2.15 – Gerenciamento do espectro promovido pelas técnicas TDMA e OFDMA em meio a um canal com desvanecimento seletivo em frequência

Na prática, a distribuição de recursos de transmissão entre os usuários em sistemas OFDMA não se dá pela atribuição de subportadoras, mas sim de grupos delas, denominados subcanais. Existem basicamente dois métodos para se agrupar subportadoras em subcanais [15]: o primeiro é o método das subportadoras adjacentes (ASM – *Adjacent Subcarrier Method*), e o segundo é o método das subportadoras em diversidade (DSM – *Diversity Subcarrier Method*).

2.2.1 Método das subportadoras adjacentes

Como o próprio nome já diz, neste método os subcanais são formados por subportadoras adjacentes. A eficiência desta técnica depende da correlação da resposta impulsiva do canal entre as subportadoras agrupadas, motivo pelo qual o tamanho escolhido para cada subcanal deve levar isso em conta.

É o método mais simples de se implementar e o que minimiza a possibilidade de ICI, porém oferece pouca flexibilidade na alocação dos recursos entre usuários com diferentes respostas do canal e perfis de requisição (requerimento de banda, taxa de bits, BER etc.). A Figura 2.16 mostra o espectro de um sistema OFDMA simulado com 32 subportadoras divididas entre 4 usuários (cada um recebendo 8 subportadoras), usando o método ASM. Por questões de simplicidade, e por ser a mais recomendada em sistemas que realizam filtragem espacial [15], esta técnica será adotada neste trabalho.

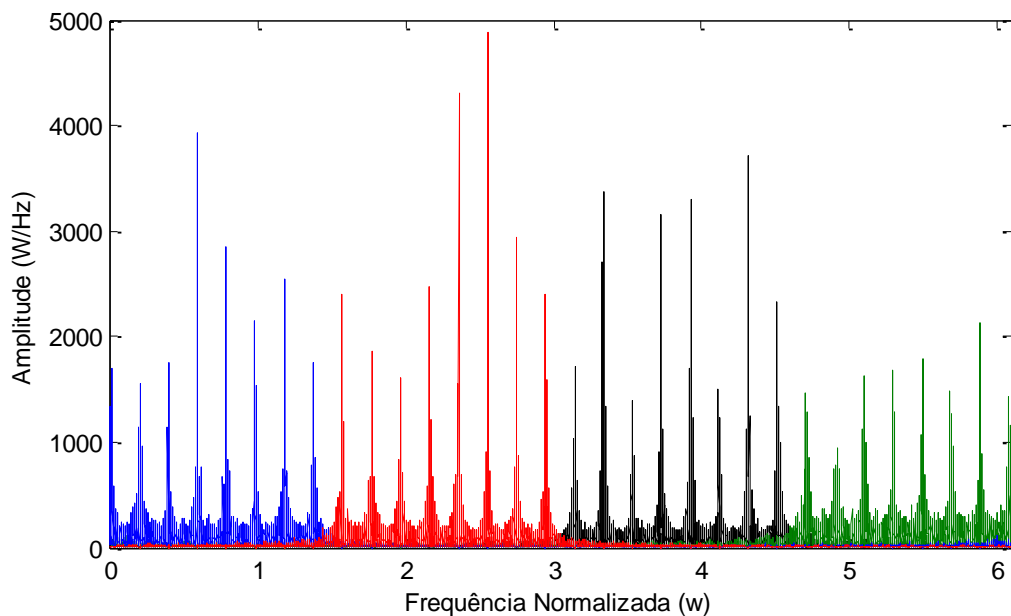


Figura 2.16 – 4 usuários dividindo 32 subportadoras usando ASM

2.2.2 Método das subportadoras em diversidade

Neste método, as subportadoras de um subcanal são escolhidas de posições não-adjacentes do espectro. Um dos esquemas empregados para selecioná-las é a *clusterização*, ilustrada na Figura 2.17, que consiste na divisão e distribuição sucessiva das subportadoras em *clusters*, que são dispostos uniformemente ao longo de toda a banda. Isso possibilita que usuários recebam subportadoras de diferentes regiões do espectro, selecionando aquelas que, em determinado momento, oferecem a melhor tolerância ao canal (diversidade de frequência).

Logo, trata-se de um método mais flexível e robusto que o anterior. No entanto, é mais suscetível à ICI, além de sua implementação ser mais complexa.

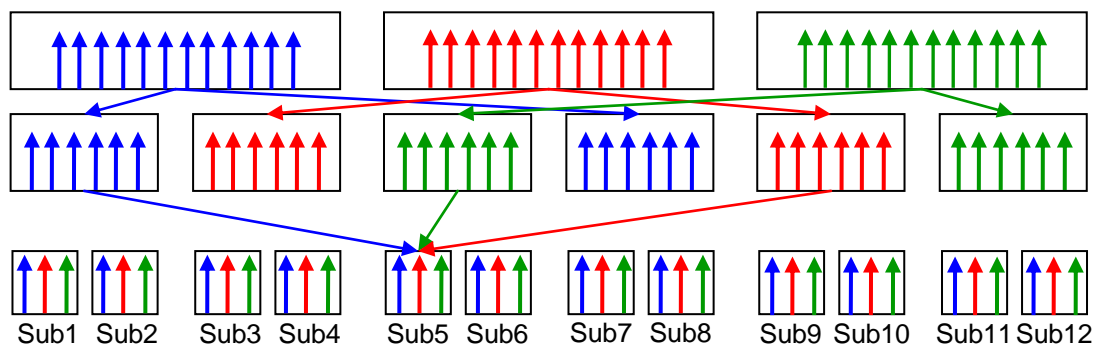


Figura 2.17 – Esquema de alocação de subportadoras usando DSM

2.2.3 Vantagens oferecidas pelo OFDMA

A tecnologia OFDMA tem oferecido algumas vantagens comparativas em relação às técnicas FDMA, TDMA e CDMA. Dentre elas, podem ser destacadas [14]:

- OFDMA dispensa o uso de bandas de guarda, que são indispensáveis nos sistemas baseados em FDMA. Isso representa um considerável aumento da eficiência espectral;
- sistemas TDMA são inviáveis em cenários com muitos usuários acessando a rede, devido ao aumento do intervalo entre dois *timeslots* consecutivos de um mesmo usuário. Em sistemas OFDMA, esse problema desaparece, já que a multiplexação de canais ocorre inclusive dentro de um único *timeslot* (símbolo OFDM);
- gerar as sequências de treinamento em sistemas CDMA é uma tarefa relativamente complexa, ao passo que a modulação e demodulação das subportadoras OFDM são feitas por simples algoritmos IFFT e FFT, respectivamente. Além disso, para alocar um sinal no subcanal OFDM correto no sentido reverso (*uplink*), basta distribuir, na

entrada do bloco IFFT na transmissão, os símbolos de informação apenas entre as linhas correspondentes às subportadoras reservadas, e zeros nas demais linhas [16].

2.2.4 Parâmetros do WiMAX 802.16e

O quadro 2.1 apresenta alguns parâmetros definidos para o protocolo IEEE 802.16e, exemplo de tecnologia que já emprega OFDMA.

Parâmetro	Valor				
Largura de banda (MHz)	1,25	2,5	5	10	20
Frequência de amostragem (MHz)	1,4	2,8	5,6	11,2	22,4
Tamanho do bloco FFT	128	256	512	1024	2048
Espaçamento entre subportadoras	10,94 kHz				
Duração útil do símbolo OFDM	91,4 μ s				
Intervalo de guarda	11,4 μ s				
Duração total do símbolo	102,9 μ s				
Símbolos por <i>frame</i> (5ms)	48				

Quadro 2.1 – Parâmetros IEEE 802.16e [17]

2.3 Resumo do capítulo

Neste capítulo, foi feita uma introdução ao OFDM, apresentando alguns dos conceitos básicos a ele interligados: ortogonalidade entre as subportadoras, intervalos de guarda, formatação de pulso e equalização *one-tap*. Procedeu-se, também, à modelagem do canal de transmissão considerado (o ar), por meio de alguns de seus fenômenos inerentes, como ISI, desvanecimento em pequena escala e espalhamento Doppler, a fim de avaliar o desempenho de sistemas baseados em OFDM sob tais condições. Finalmente, foi apresentada a idéia do OFDMA, baseado na alocação dinâmica de subportadoras entre usuários, e mostradas algumas de suas vantagens comparativas em relação a outros protocolos de múltiplo acesso atualmente empregados.

3 SISTEMAS DE ANTENAS ADAPTATIVAS

Por definição, antena é todo dispositivo que irradia e recebe ondas de rádio. Por outro lado, ela pode ser vista também como um elemento capaz de acoplar energia entre dois meios distintos: um guiado (cabo) e outro não guiado (ar). Sua importância para os sistemas de comunicação sem fio é crucial, uma vez que constitui o elemento principal da camada física dessas redes.

As antenas podem ser caracterizadas, dentre outros fatores, pelo seu diagrama de radiação: um perfil gráfico (em plano azimutal e/ou de elevação) que representa as suas propriedades de radiação (e de recepção) em função de coordenadas espaciais. Nesse sentido, é possível diferenciar dois tipos de antenas quanto às suas características de radiação: as omnidirecionais e as direcionais (ou diretivas).

Como é ilustrado na Figura 3.1, as antenas omnidirecionais possuem um diagrama de radiação uniforme, irradiando para todas as direções com o mesmo ganho¹. São as mais simples de se fabricar, mas oferecem baixo alcance ao sinal. Já as antenas direcionais concentram a maior parte da energia irradiada em uma determinada direção em detrimento das demais, aumentando o seu ganho. Possuem fabricação mais rebuscada, mas são essenciais, por exemplo, em enlaces de rádio de longo alcance.

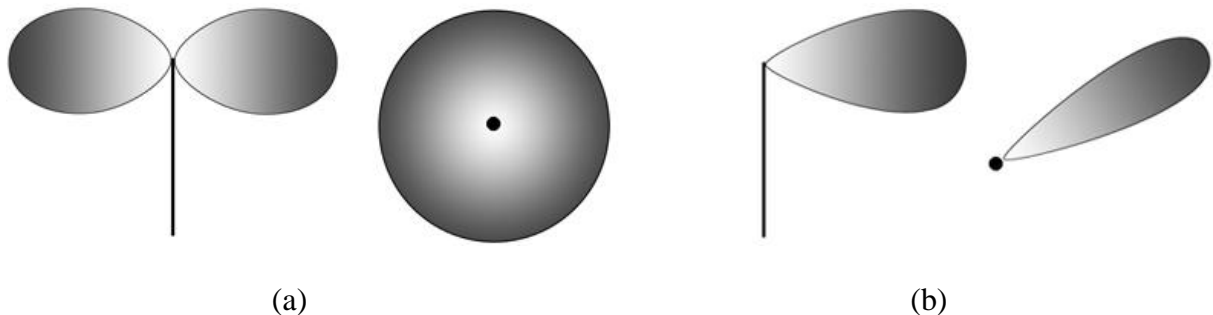


Figura 3.1 – Vistas lateral e superior das antenas (a) omnidirecional e (b) direcional

Antenas direcionais oferecem muitas vantagens, dentre elas: maior alcance, maior capacidade de supressão de interferências laterais e possibilidade de se fazer reuso de frequências em cada setor “iluminado” por antenas diferentes. Não por acaso, a técnica de setorização é muito empregada em sistemas móveis celulares.

¹ O Ganho de uma antena está diretamente associado à sua Diretividade, parâmetro definido como a razão entre a potência irradiada na direção principal e a potência irradiada em todas as direções [13]. Portanto, ele indica o quanto uma antena é capaz de concentrar a energia em uma direção.

Pode-se obter uma antena com maior diretividade de duas maneiras principais: modelando seus parâmetros construtivos, como tamanho e formato; ou recorrendo aos chamados arranjos de antenas, que são associações de elementos irradiantes dispostos de tal forma que seus perfis de radiação individuais se interagem, dando origem a um perfil resultante. A vantagem dos arranjos é que eles oferecem maior liberdade de formação de feixes de radiação, além do que podem ser empregados juntamente com esquemas de diversidade² e de filtragem espacial, como será mostrado no decorrer deste capítulo.

3.1 Arranjo de antenas inteligentes

O desenvolvimento da tecnologia de processamento de sinais propiciou o surgimento de um novo tipo de arranjo: os arranjos de antenas inteligentes. Esses dispositivos têm a capacidade de modificar dinamicamente o seu diagrama de radiação, de modo a “seguir” os usuários preferenciais à medida que eles se locomovem no espaço. Tal “inteligência” é conferida ao arranjo por meio de processadores digitais de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), através dos quais é possível atualizar o seu perfil de radiação em tempo real.

Essa funcionalidade só é possível graças à interação entre vários elementos irradiantes em um arranjo. Portanto, a rigor, o termo “antenas inteligentes”, comumente empregado, não está plenamente correto, já que elas isoladamente não são capazes de variar dinamicamente o seu perfil de radiação. Além disso, é importante ter em mente que o diagrama de radiação de um arranjo reflete o seu comportamento tanto na transmissão quanto na recepção, isto é, a forma como ele irradia a energia em um meio é a mesma com a qual ele capta desse meio.

Em geral, os trabalhos com arranjos inteligentes encontrados na literatura consideram o sentido de transmissão em *uplink* e a instalação do arranjo na estação-base, convenções essas também adotadas neste trabalho. Apesar disso, é possível também implementar tal tecnologia nos terminais móveis [1]. Esses trabalhos também os classificam, geralmente, em arranjos de feixes comutados e arranjos de antenas adaptativas.

3.1.1 Arranjo de feixes comutados

Um arranjo de feixes comutados possui implementação bem simples, e consiste basicamente na comutação entre os diversos feixes pré-fixados pelos elementos do arranjo,

² Diversidade é uma técnica em que várias componentes de multipercurso de um sinal são captadas na recepção, possibilitando selecionar a melhor componente ou combiná-las na saída a fim de gerar uma resultante com menos desvanecimento. As mais conhecidas são a diversidade espacial, a de frequência e a de polarização.

como sugere a Figura 3.2. Para isso, um circuito faz o chaveamento dos elementos de modo a selecionar o feixe mais adequado à medida que o usuário se movimenta.

Esse tipo de arranjo, entretanto, possui limitações [18]. Primeiramente, como as direções em que ele é capaz de apontar são limitadas e pré-definidas, ocorrem flutuações no nível de sinal recebido pelo terminal móvel à medida que ele se movimenta em arco em relação ao arranjo. Além disso, sua capacidade de mitigar interferências por componentes de multipercurso e de aproveitá-los por meio de diversidade espacial é restrita.

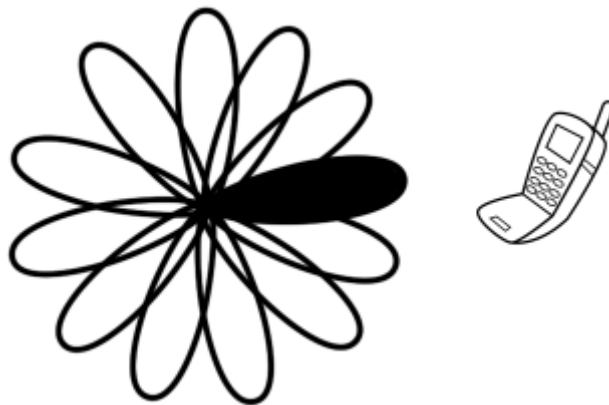


Figura 3.2 – Arranjo de feixes comutados

3.1.2 Arranjo de antenas adaptativas

Os arranjos de antenas adaptativas são estruturas mais sofisticadas. Seu funcionamento se dá pela combinação das componentes de sinal captadas por todos os elementos na saída do arranjo. Com isso, ele é capaz de gerar um diagrama de radiação específico, a partir da interação entre todos os elementos, que aponta para a direção do sinal de interesse, como mostrado na Figura 3.3.

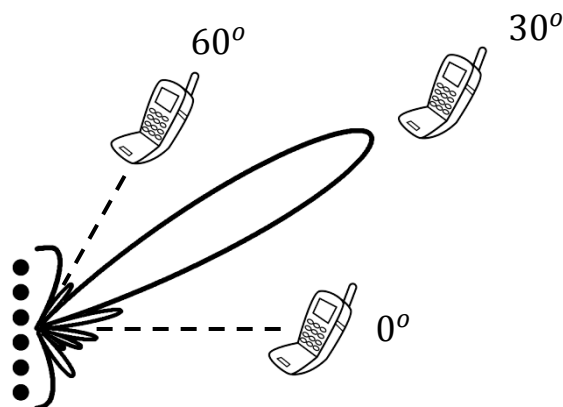


Figura 3.3 – Arranjo de antenas adaptativas: *beamforming* e *null steering*

Através da manipulação dos diagramas de radiação individuais dos elementos, os arranjos adaptativos são capazes de efetuar as seguintes técnicas [1]:

- a) técnica de *beamforming*: a partir da qual são gerados lóbulos de radiação na direção dos usuários preferenciais. Na Figura 3.3, essa técnica foi aplicada ao terminal móvel posicionado a 30° do arranjo;
- b) técnica de *null steering*: a partir da qual são inseridas zonas de baixa emissão, também conhecidas como nulos do diagrama de radiação, na direção das fontes de interferência. Essa técnica é também exemplificada na Figura 3.3, através dos nulos posicionados sobre os interferentes a 0° e a 60° do arranjo.

Os arranjos adaptativos proporcionam maior flexibilidade à forma do diagrama de radiação, maximizando o ganho e minimizando interferências. Além disso, são capazes de efetivamente seguir o sinal desejado. Portanto, oferecem melhor desempenho, mas requerem algoritmos mais complexos e variados.

As técnicas de filtragem espacial usando arranjos adaptativos serão descritas na seção 3.3. Já os principais algoritmos e critérios utilizados para a formação adaptativa de feixes e nulos de radiação serão desenvolvidos no capítulo 4.

3.1.2.1 Graus de liberdade

A capacidade de um arranjo adaptativo em realizar as técnicas de *beamforming* e *null steering* está diretamente vinculada ao número de elementos que ele possui. De fato, quanto maior o número de elementos, maior o poder de diferenciação espacial entre os diversos sinais captados e, portanto, maior a sua flexibilidade em gerar feixes e nulos individuais. Nesse sentido, os graus de liberdade fornecem uma medida do número máximo de feixes e nulos de radiação que o arranjo é capaz de gerar simultânea e individualmente. É possível mostrar [19] que esse valor máximo é igual a $K - 1$, onde K é o número de elementos do arranjo.

A Figura 3.4 mostra quatro diagramas de radiação normalizados para diferentes valores de K , gerados usando o algoritmo LMS, que será estudado no capítulo 4. Para as simulações, dois usuários desejados foram dispostos a 0° e a 30° do arranjo, enquanto três interferentes estão situados a -70° , -40° e a 60° . Portanto, cinco graus de liberdade são requeridos nesse cenário. Observa-se, pelos gráficos, que um arranjo linear uniforme (estudado na seção 3.2) com 10 elementos é capaz de gerar os feixes e nulos desejados com tranquilidade, mas essa tarefa vai ficando mais difícil com a redução de K até 6, o número mínimo teórico. Abaixo desse valor, os feixes de radiação passam a ser indistinguíveis e o arranjo não atende mais ao cenário proposto.

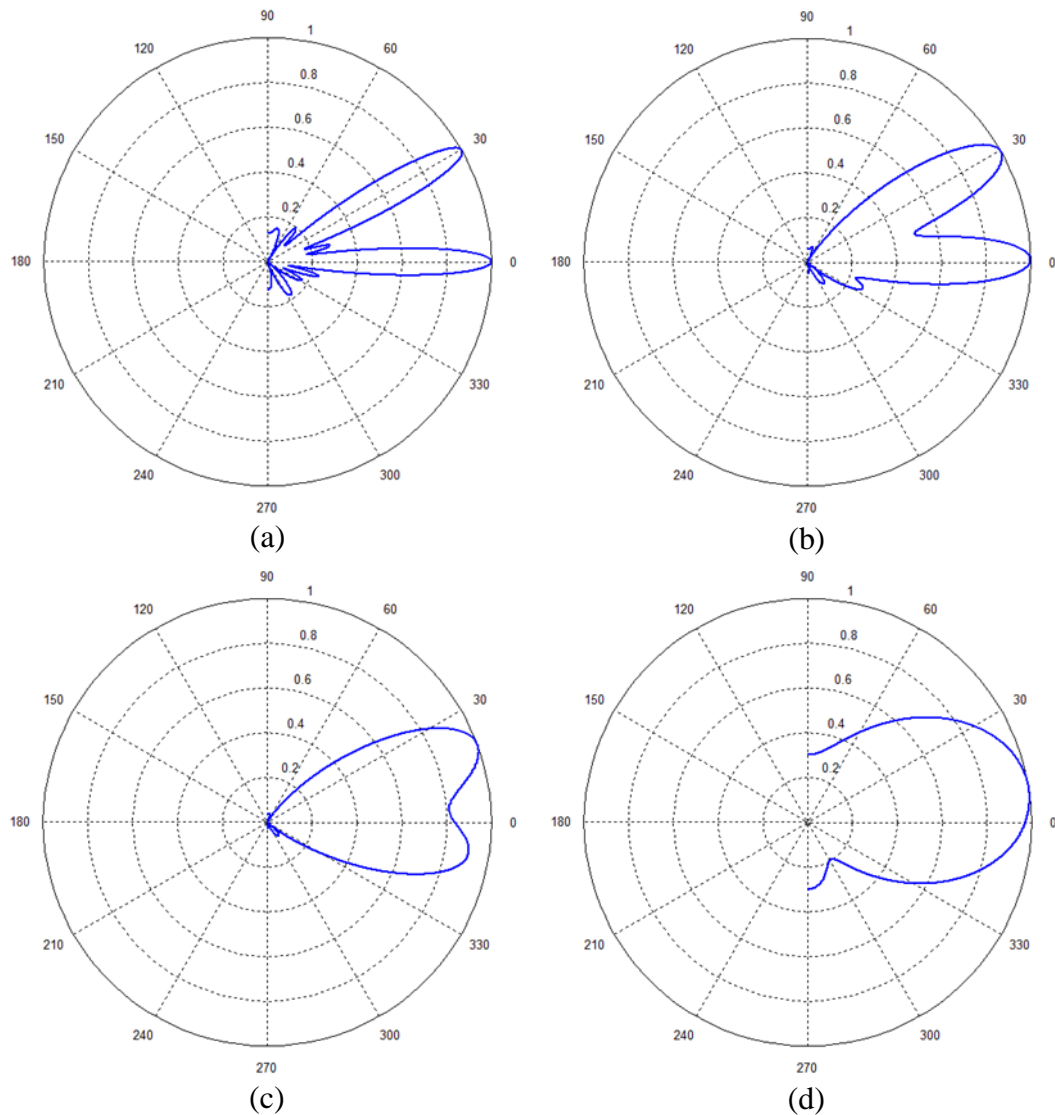


Figura 3.4 – Perfis de radiação para arranjos com (a) 10, (b) 6, (c) 5 e (d) 2 elementos

3.1.2.2 Vantagens oferecidas pelos arranjos adaptativos

Diversas vantagens podem ser conferidas aos sistemas que fazem uso de arranjos adaptativos. A seguir, serão enumeradas algumas delas, sendo que outras podem ser encontradas com maiores detalhes em [1].

3.1.2.2.1 Redução do desvanecimento por multipercurso

Uma vez que o arranjo adaptativo é capaz de concentrar o seu perfil de radiação em uma determinada direção, as componentes de multipercurso que incidem no arranjo em regiões de nulos não são captadas, impedindo que interfiram nas componentes diretas do sinal. Além disso, técnicas de diversidade podem ser implementadas em conjunto com a filtragem espacial, melhorando a qualidade do enlace.

3.1.2.2.2 Redução da interferência co-canal

A eficiência no direcionamento de feixes e nulos de radiação faz com que áreas indesejadas ao redor dos arranjos adaptativos não sejam “iluminadas”. Isso reduz interferências provocadas por outros usuários ou serviços usando os mesmos canais dos terminais desejados, conforme ilustrado na Figura 3.5.

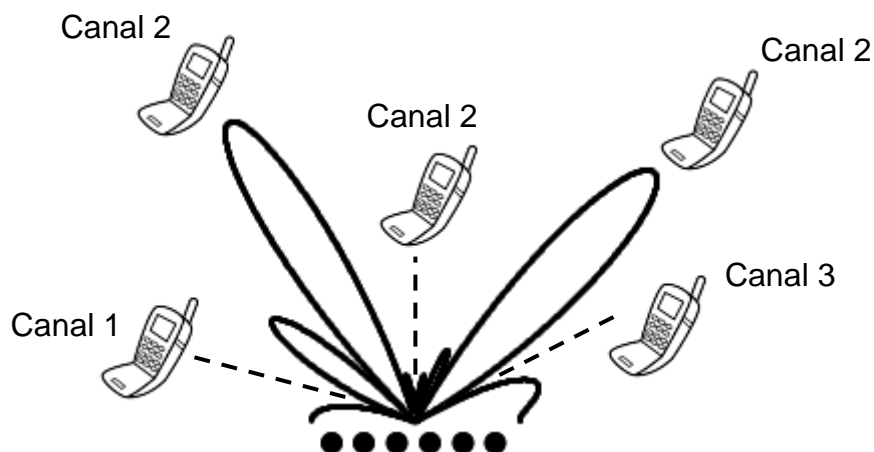


Figura 3.5 – Arranjo adaptativo em ambiente multiusuário

3.1.2.2.3 Acesso múltiplo por divisão de espaço

As capacidades de diferenciação de sinais no espaço e de formação de múltiplos feixes de radiação permitem aos arranjos adaptativos promoverem acesso múltiplo por divisão de espaço (SDMA - *Space Division Multiple Access*). Através deste esquema, vários usuários podem ser atendidos pela rede durante o mesmo *slot* de tempo/frequência, desde que estejam suficientemente separados no espaço. Na Figura 3.5 também está ilustrada essa situação, em que dois terminais usando o canal 2 são atendidos pela ERB simultaneamente. Isso leva a um aumento na capacidade de atendimento do sistema, tão maior quanto maior o poder do arranjo em gerar múltiplos lóbulos principais.

3.1.2.2.4 Melhora no desempenho geral do sistema

Com o uso de arranjos adaptativos, a potência de transmissão pode ser reduzida, tanto devido ao aumento do ganho, oferecendo ao sinal o mesmo alcance com menos potência; quanto devido à eficiência energética garantida pela concentração da potência apenas nas direções de interesse. Isso leva a melhorias, principalmente, na capacidade de reuso de frequências e no aumento da vida útil das baterias dos terminais móveis.

Além disso, a redução das interferências co-canal e dos efeitos de multipercursos melhora o desempenho em termos de BER e diminui a probabilidade de *outage*³. Finalmente, o atendimento a um número maior de usuários com a mesma largura de banda indica maior eficiência espectral.

3.1.2.2.5 Formação de células⁴ com tamanho e formato dinâmicos

O aumento do ganho dos arranjos devido ao maior direcionamento dos feixes de radiação garante um incremento no tamanho efetivo das células. Por outro lado, o caráter adaptativo dos diagramas de radiação conduz às chamadas células dinâmicas, cujo tamanho e formato variam de acordo com as necessidades de cobertura. Pode-se mencionar ainda a menor necessidade de *handoff*⁵, já que os feixes seguem os terminais dentro das células.

3.2 Arranjo linear uniforme

Um arranjo adaptativo pode ser confeccionado em três principais geometrias: linear, circular e planar. O arranjo linear uniforme (ULA – *Uniform Linear Array*) é composto por elementos uniformemente dispostos em linha reta, enquanto nos arranjos circular e planar, os elementos são dispostos em círculo e ao longo de um plano, respectivamente. Este trabalho considerará o modelo linear, devido à sua maior simplicidade de implementação.

3.2.1 Modelo teórico

Todo o desenvolvimento matemático desta seção é baseado nas definições encontradas em [8]. Desta forma, a Figura 3.6 ilustra um arranjo linear uniforme ideal composto por K elementos isotrópicos separados por uma distância d .

Considera-se uma fonte irradiante suficientemente afastada do ULA, de modo que uma onda plana incida em todos os K elementos formando um ângulo θ com o vetor normal ao plano definido pelo arranjo. A representação em banda passante do sinal incidente sobre o elemento de referência (elemento 1) pode ser dada por

$$\tilde{x}_R(t) = \text{Re}\{x_R(t)\exp(j2\pi f_P t)\}, \quad (3.1)$$

³ Percentual de *outage* se refere à fração de tempo (geralmente tomado em períodos anuais) em que um serviço fica indisponível.

⁴ Célula é o nome dado à unidade de cobertura de uma ou mais estações-base.

⁵ *Handoff* é um termo referente à mudança de canal realizada por um terminal móvel dentro de uma mesma célula, ou enquanto transita entre duas células adjacentes.

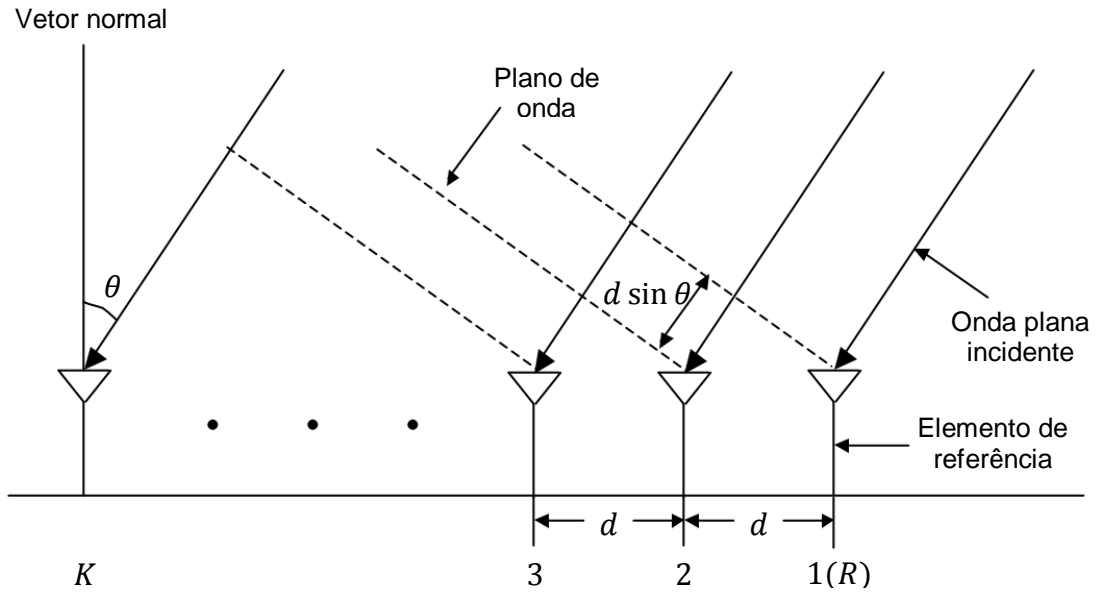


Figura 3.6 – Arranjo linear uniforme de K elementos [8]

onde $x_R(t)$ é a envoltória complexa do sinal recebido e f_p é a frequência da portadora. À medida que se propaga em direção ao segundo elemento do arranjo, o sinal sofre um defasamento de

$$\tau = (d \sin \theta) / v_s, \quad (3.2)$$

onde v_s é a velocidade de propagação da onda no meio. Logo, em relação ao elemento de referência, o sinal incidindo no segundo elemento pode ser representado como

$$\tilde{x}_2(t) = \text{Re}\{x_R(t - \tau) \exp(j2\pi f_p(t - \tau))\} \quad (3.3)$$

Considerando a frequência da portadora f_p muito maior que a largura de banda do sinal, pode-se adotar o modelo de sinal banda estreita, no qual um pequeno defasamento no tempo é modelado como um simples desvio de fase [2]. Assim, $\tilde{x}_2(t)$ se torna

$$\tilde{x}_2(t) = \text{Re}\{x_R(t) \exp(j2\pi f_p(t - \tau))\}, \quad (3.4)$$

cuja envoltória complexa, $x_2(t)$, é dada por

$$x_2(t) = x_R(t) \exp(-j2\pi f_p \tau) \quad (3.5)$$

Substituindo (3.2) em (3.5), vem:

$$\begin{aligned}
x_2(t) &= x_R(t) \exp\left(-j2\pi f_p \frac{d \sin \theta}{v_s}\right) \\
&= x_R(t) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta\right),
\end{aligned} \tag{3.6}$$

onde λ é o comprimento de onda da portadora. Generalizando a expressão (3.6) para os demais elementos do ULA, obtém-se:

$$x_k(t) = x_R(t) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (k-1) d \sin \theta\right), \quad k = 1, \dots, K \tag{3.7}$$

A equação (3.7), portanto, fornece as envoltórias complexas do sinal $\tilde{x}_R(t)$ captadas por cada elemento do arranjo. É possível expressá-la também em notação vetorial, definindo

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \tag{3.8}$$

$$a(\theta) = \left[1, e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta}, \dots, e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (K-1) d \sin \theta}\right]^T \tag{3.9}$$

Assim, tomando (3.8) e (3.9), a equação (3.7) se torna

$$x(t) = a(\theta)x_R(t), \tag{3.10}$$

onde $x(t)$ é um vetor $K \times 1$ contendo as envoltórias complexas captadas pelos elementos, e $a(\theta)$ é um vetor $K \times 1$ conhecido como vetor de direcionamento associado ao ângulo θ .

3.2.1.1 Vários usuários e canal AWGN

Considerando múltiplos usuários transmitindo ao mesmo tempo em um canal AWGN, a equação (3.10) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$x(t) = \sum_{u=1}^U a(\theta_u) s_u(t) + n(t), \tag{3.11}$$

onde U é o número de usuários, θ_u é o ângulo de chegada (AOA - *Angle of Arrival*) do u -ésimo usuário, $a(\theta_u)$ e $s_u(t)$ são, respectivamente, o vetor de direcionamento e a envoltória complexa do sinal do u -ésimo usuário (captado pelo elemento de referência), e $n(t)$ é o vetor $K \times 1$ representando o ruído AWGN sobre cada elemento.

Colocando a equação (3.11) em notação vetorial, obtém-se

$$x(t) = A(\theta)s(t) + n(t), \quad (3.12)$$

onde a matriz de direcionamento $A(\theta)$ e o vetor de sinais $s(t)$ são definidos como

$$A(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_U)], \quad K \times U \quad (3.13)$$

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_U(t)]^T, \quad U \times 1 \quad (3.14)$$

3.2.1.2 Vários usuários e canal com multipercurso

Considerando, agora, vários usuários transmitindo ao mesmo tempo sobre um canal com desvanecimento rápido, a equação (3.11), a fim de contabilizar os efeitos dos multipercursos, passa a ser

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{u=1}^U \sum_{l=0}^{L_u} \alpha_{l,u} a(\theta_{l,u}) s_u(t) + n(t) \\ &= \sum_{u=1}^U b_u s_u(t) + n(t), \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde L_u é o número de componentes de multipercurso para o u -ésimo usuário, $\theta_{l,u}$ e $\alpha_{l,u}$ são, respectivamente, o AOA e a amplitude complexa⁶ do l -ésimo percurso para o u -ésimo usuário, e b_u é a assinatura espacial do u -ésimo usuário, definida matematicamente por

$$b_u = \sum_{l=0}^{L_u} \alpha_{l,u} a(\theta_{l,u}) \quad (3.16)$$

Finalmente, colocando (3.15) em notação vetorial, tem-se

$$x(t) = B(\theta)s(t) + n(t), \quad (3.17)$$

onde a matriz de assinatura espacial $B(\theta)$ é definida como

$$B(\theta) = [b_1(t), b_2(t), \dots, b_U(t)], \quad K \times U \quad (3.18)$$

Desta forma, as equações (3.10), (3.12) e (3.17) representam os vetores de entrada da recepção em três cenários distintos. Após a amostragem das envoltórias complexas definidas

⁶ A amplitude complexa do multipercurso é um parâmetro variante no tempo que é função do ganho, do desvio Doppler e do deslocamento de fase sofridos pela componente de multipercurso. Sua definição exata pode ser encontrada em [19].

por essas equações na entrada do receptor, são recuperados M símbolos discretos em banda base a partir dos sinais dos usuários. Assim, os vetores $n(t)$, $s(t)$ e $x(t)$ passam a ser:

$$n = [n(1), n(2), \dots, n(M)], K \times M \quad (3.19)$$

$$s = [s(1), s(2), \dots, s(M)], U \times M \quad (3.20)$$

$$x = [x(1), x(2), \dots, x(M)], K \times M \quad (3.21)$$

3.2.2 Radiação, geometria e construção

Como já mencionado, o arranjo linear uniforme representa um dos modelos mais simples de associação de antenas, geralmente feito com elementos idênticos de perfis de radiação omnidirecionais. Assim, o diagrama de radiação resultante do arranjo, devido à interação entre os perfis individuais, é obtido pela seguinte multiplicação [20]:

$$G(\theta) = f(\theta) \times F_A(\theta), \quad (3.22)$$

onde $f(\theta)$ é o diagrama de radiação individual de cada elemento e $F_A(\theta)$ é chamado de fator de arranjo.

Da equação (3.22) é possível concluir, portanto, que a forma como os elementos interagem para gerar o perfil resultante é representado pelo fator de arranjo, conforme ilustrado na Figura 3.7. Se for considerado o caso ideal em que os elementos possuam radiação isotrópica, o diagrama resultante passa a depender totalmente de $F_A(\theta)$ [13].



Figura 3.7 – Influência do fator de arranjo sobre o diagrama de radiação resultante [20]

O fator de arranjo varia com o número de elementos, com a maneira como eles estão dispostos e espaçados no espaço, com as suas fases, dentre outros. Assim, cada associação diferente apresenta seu fator de arranjo característico.

Aliás, o espaçamento entre os elementos é outro ponto que deve ser cuidadosamente levado em conta na fase de projeto do arranjo. No esquema da Figura 3.6, o espaçamento d deve assumir um mínimo valor a fim de evitar o acoplamento mútuo entre os elementos. Nesse sentido, a literatura mostra que a impedância mútua entre os elementos aumenta consideravelmente para $d < \lambda/2$, onde λ é o comprimento de onda do sinal [18].

Por outro lado, é possível mostrar [8] que distâncias maiores que $\lambda/2$ comprometem a diretividade e provocam distorções no sinal captado pelos elementos, cujo fenômeno é chamado de *aliasing*. Diante de tal impasse, geralmente é adotado um valor $d = \lambda/2$ de modo a evitar o *aliasing* e minimizar os efeitos do acoplamento mútuo.

3.3 Filtragem espacial adaptativa

Os arranjos adaptativos, conforme já mencionado, trabalham combinando os sinais captados pelos seus elementos. Essa combinação é feita de tal maneira que a saída corresponda apenas aos sinais de interesse, eliminando os interferentes. Tal propriedade dos arranjos adaptativos é chamada de filtragem espacial, e considera que usuários desejados e indesejados estão separados no espaço, a fim de que possam ser filtrados, mesmo estando alocados no mesmo canal.

A combinação dos sinais dos elementos é feita multiplicando-os individualmente por valores complexos, que ajustam a amplitude e a fase⁷ de cada um dos sinais antes de serem somados na saída do arranjo. Esses valores, conhecidos como pesos complexos, são calculados de tal forma que as componentes dos sinais desejados interajam na saída construtivamente, ao passo que as componentes interferentes interajam destrutivamente.

Os pesos complexos podem, ainda, ser ajustados dinamicamente para se adaptarem às variações do canal e às posições atuais dos usuários. Nesse caso, diz-se que a filtragem espacial é adaptativa, na qual o processo de convergência dos pesos é feito com o auxílio de algoritmos específicos, que realizam o ajuste em tempo real com base em um determinado critério de otimização.

Existem diversas técnicas para se combinar os sinais provenientes dos elementos na saída do arranjo, muitas das quais são apresentadas em [2]. Dentre elas, serão destacadas no presente trabalho as técnicas de filtragem em banda estreita e em banda larga.

⁷ Além desses, existem também os chamados arranjos com regulagem de fase dinâmica, um caso especial de arranjos adaptativos nos quais o ajuste dos pesos complexos é feito somente em fase, mantendo a amplitude constante [18].

3.3.1 Filtragem em banda estreita

A filtragem espacial em banda estreita corresponde ao esquema convencional mostrado simplificada (sem demodulação e conversão analógico-digital) na Figura 3.8. Neste esquema, os sinais são considerados de banda estreita, isto é, sua largura de banda é muito menor do que a frequência da portadora, levando a que o defasamento entre os componentes dos elementos seja apenas em fase, devido à separação espacial entre eles.

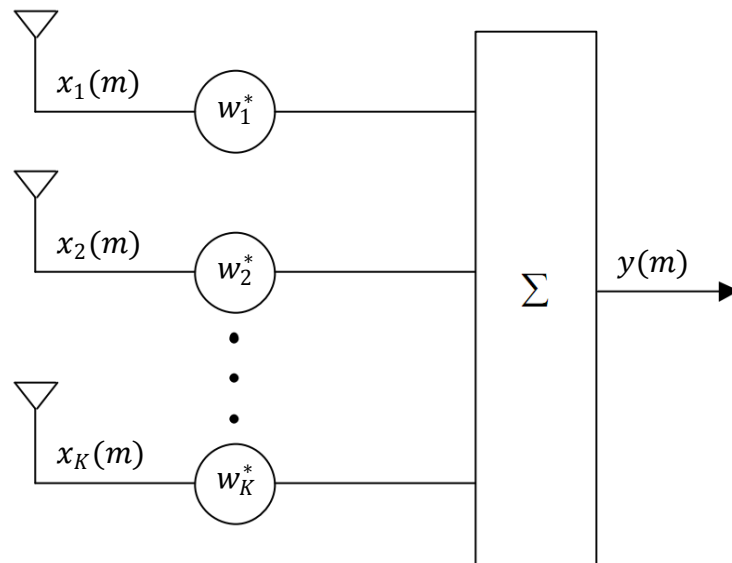


Figura 3.8 – Estrutura convencional de filtragem em banda estreita [8]

Desta forma, a saída do arranjo no instante m é obtida pela combinação linear entre as amostras de cada elemento no instante m , de acordo com a equação:

$$y(m) = \sum_{k=1}^K w_k^* x_k(m), \quad (3.23)$$

onde $(\cdot)^*$ corresponde ao complexo conjugado, $x_k(m)$ é a amostra do sinal captada pelo k -ésimo elemento no instante m , e w_k é o peso complexo associado ao k -ésimo elemento. Em notação vetorial, escreve-se:

$$y(m) = w^H x(m), \quad (3.24)$$

onde $(\cdot)^H$ é o transposto conjugado, $x(m)$ é o vetor $K \times 1$ com as amostras captadas pelos elementos e w é o vetor de pesos, dado por

$$w = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T, \quad K \times 1 \quad (3.25)$$

Finalmente, a partir do vetor de pesos, é possível obter o fator de arranjo $F_A(\theta)$:

$$F_A(\theta) = w^T a(\theta) = \sum_{k=1}^K w_k \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (k-1)d \sin \theta\right) \quad (3.26)$$

A equação (3.26) mostra que posicionar feixes e nulos de radiação espacialmente equivale, em última análise, a ajustar os pesos que combinarão os sinais na saída. Logo, o termo “inteligência” pode ser melhor atribuído aos DSP’s, e não ao arranjo em si [13].

3.3.2 Filtragem em banda larga

Para o caso em que as larguras de banda dos sinais são comparáveis à frequência da portadora (sinais de banda larga), suas componentes em cada elemento não sofrem apenas um desvio de fase, mas também um atraso no tempo. Nessa situação, um esquema de filtragem como o mostrado simplificado na Figura 3.9 é mais adequado, no qual os defasamentos temporais são compensados por blocos de atraso distribuídos em cada elemento.

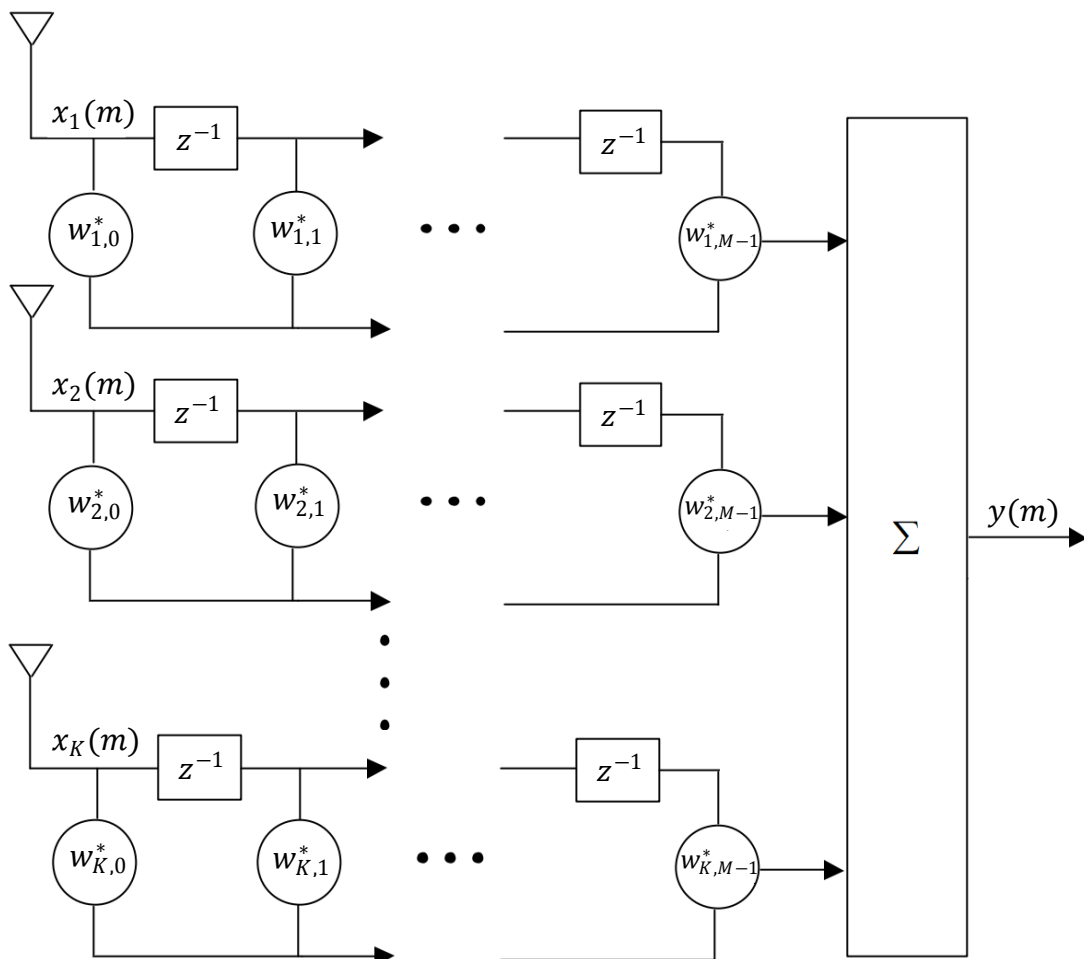


Figura 3.9 – Esquema básico de filtragem em banda larga [8]

Desta maneira, a saída do arranjo no instante m passa a ser

$$y(m) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=0}^{M-1} w_{k,j}^* x_k(m-j), \quad (3.27)$$

onde M é o número de canais e $w_{k,j}$ é o peso associado a $X_k(m-j)$, que é a saída do $(j+1)$ -ésimo canal do k -ésimo elemento.

A equação (3.27) pode ser expressa em notação vetorial da mesma maneira como mostrado na equação (3.24), onde w e $x(m)$ passam a ser definidos como

$$w = [w_{1,0}, \dots, w_{1,M-1}, \dots, w_{K,0}, \dots, w_{K,M-1}]^T, \quad KM \times 1 \quad (3.28)$$

$$x(m) = [x_1(m), \dots, x_1(m-M+1), \dots, x_K(m), \dots, x_K(m-M+1)]^T, \quad KM \times 1 \quad (3.29)$$

Pode-se observar que a filtragem em banda larga é consideravelmente mais complexa que a filtragem em banda estreita. Uma forma de reduzir a sua complexidade é realizá-la no domínio da frequência, como mostrado no esquema simplificado da Figura 3.10.

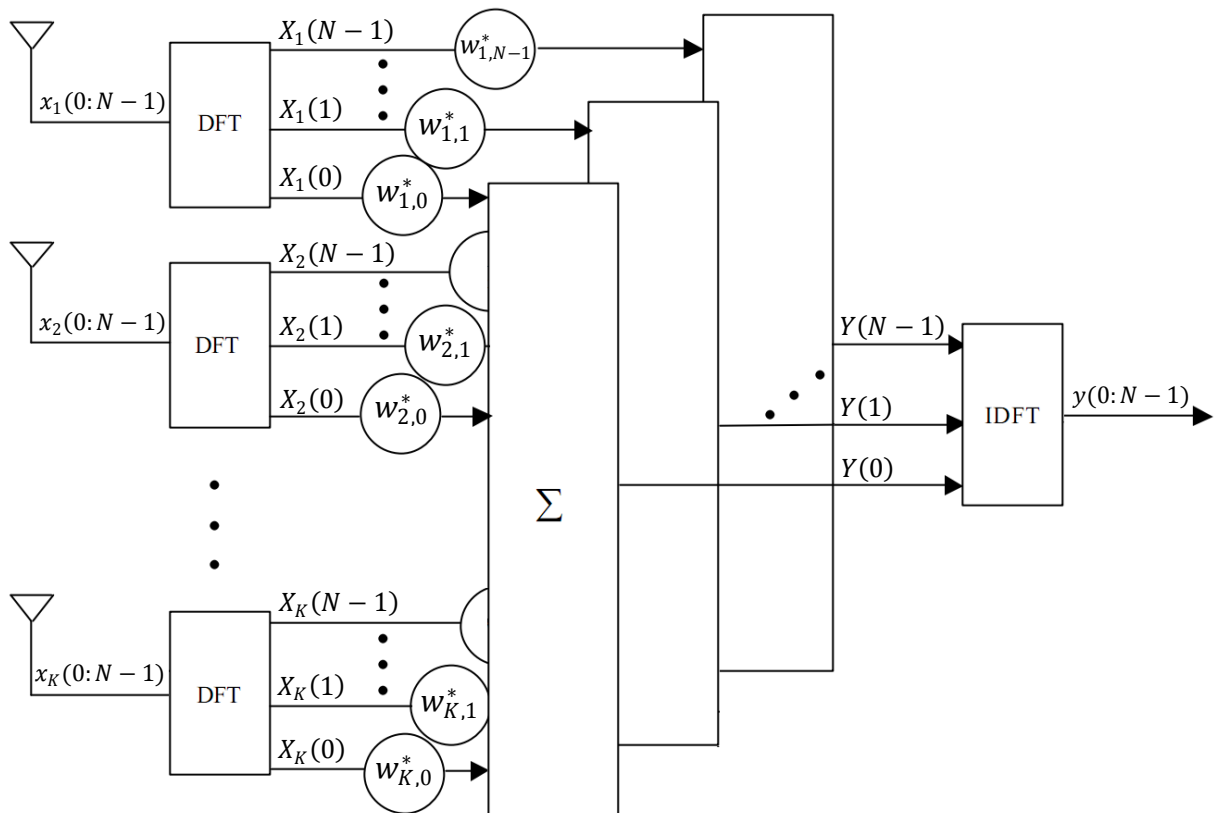


Figura 3.10 – Esquema básico de filtragem no domínio da frequência [8]

Para sinais de banda larga, suas componentes de frequência no início e no final da banda são muito separados. Logo, seus comprimentos de onda também são, o que, de acordo com a equação 3.7, levá-los-á a diferentes defasagens. Por isso, transformar as amostras para o domínio da frequência, através de um bloco DFT, possibilita processar cada componente espectral com um esquema convencional de filtragem em banda estreita, compensando seus atrasos individualmente.

Nesta configuração, a saída do arranjo para a n -ésima componente de frequência processada é

$$Y(n) = \sum_{k=1}^K w_{k,n}^* X_k(n), \quad 0 < n < N - 1 \quad (3.30)$$

onde N é o número de entradas dos blocos IDFT e DFT e $w_{k,n}$ é o peso associado a $X_k(n)$, que é a n -ésima componente de frequência do k -ésimo elemento. Em notação vetorial, a equação (3.30) pode ser escrita como

$$Y(n) = w_n^H X(n), \quad (3.31)$$

onde w_n e $X(n)$ são definidos por

$$w_n = [w_{1,n}, w_{2,n}, \dots, w_{K,n}]^T \quad (3.32)$$

$$X(n) = [X_1(n), X_2(n), \dots, X_K(n)]^T \quad (3.33)$$

Por fim, as amostras são novamente convertidas para o domínio do tempo por meio de um bloco IDFT.

3.3.3 Filtragem espacial em ambiente multiusuário

Em um cenário de comunicação sem fio prático, vários usuários precisam ser atendidos simultaneamente pela ERB. Para o caso particular da filtragem espacial, a fim de possibilitar acesso múltiplo entre usuários por meio de SDMA, é necessário implementar um bloco de processamento espacial para cada sinal desejado, a fim de se obter os vetores peso que formarão os diagramas de radiação apontados para cada um individualmente.

A Figura 3.11 apresenta o esquema típico de um DSP com mais de uma saída. Nota-se que a estrutura multiusuário se dá pela inserção de blocos de filtragem em paralelo, que fornecerão U saídas distintas, correspondendo ao número máximo de usuários que o sistema é

capaz de atender simultaneamente em um esquema SDMA. Este valor não é ilimitado, já que é condicionado pelo nível máximo de interferência que o sistema suporta [19].

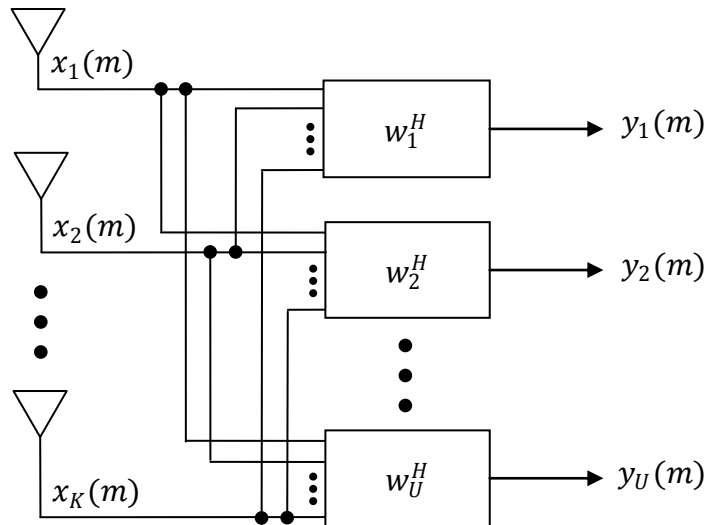


Figura 3.11 – Esquema de filtragem espacial em ambiente multiusuário

3.4 Filtragem espacial em sistemas OFDMA

3.4.1 Filtragem Pré-FFT

Para sistemas OFDMA, uma estrutura de processamento espacial baseada no modelo em banda estreita pode ser obtida como na Figura 3.12.

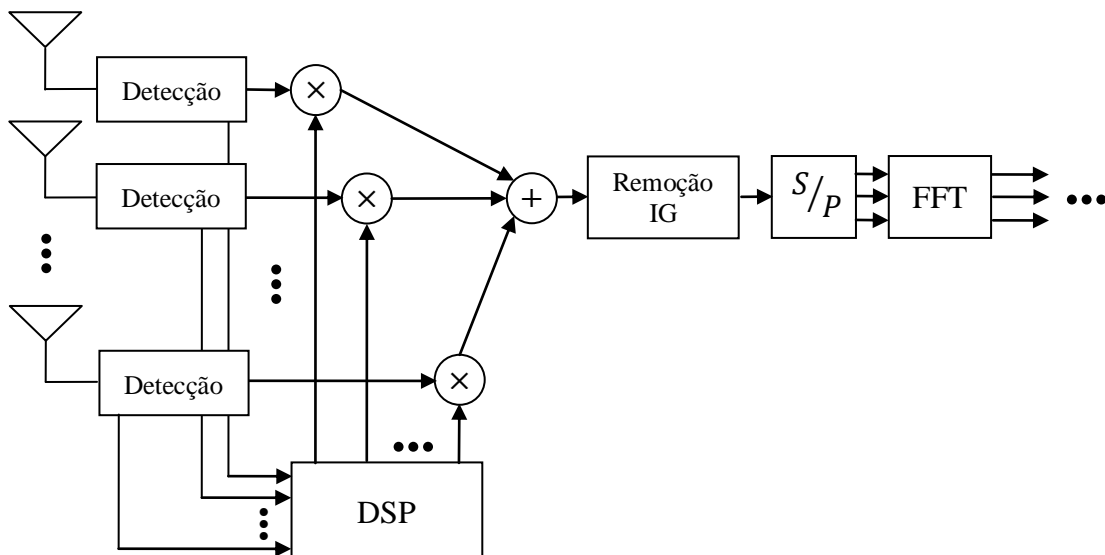


Figura 3.12 – Esquema de filtragem espacial Pré-FFT

Como sua implementação é feita antes do bloco FFT na recepção, ela é também conhecida como filtragem Pré-FFT, ou filtragem no domínio do tempo. Nesta configuração,

apenas um bloco de processamento dos pesos é requerido para a combinação de todas as componentes de sinal captadas pelo arranjo.

A Figura 3.13 apresenta um diagrama do fator de arranjo normalizado obtido em simulação de filtragem Pré-FFT com o algoritmo SMI (que será visto no capítulo seguinte) em canal multipercurso. Um usuário desejado foi colocado a 10° do arranjo, e quatro interferentes foram dispostos a -60° , -40° , 0° e 50° .

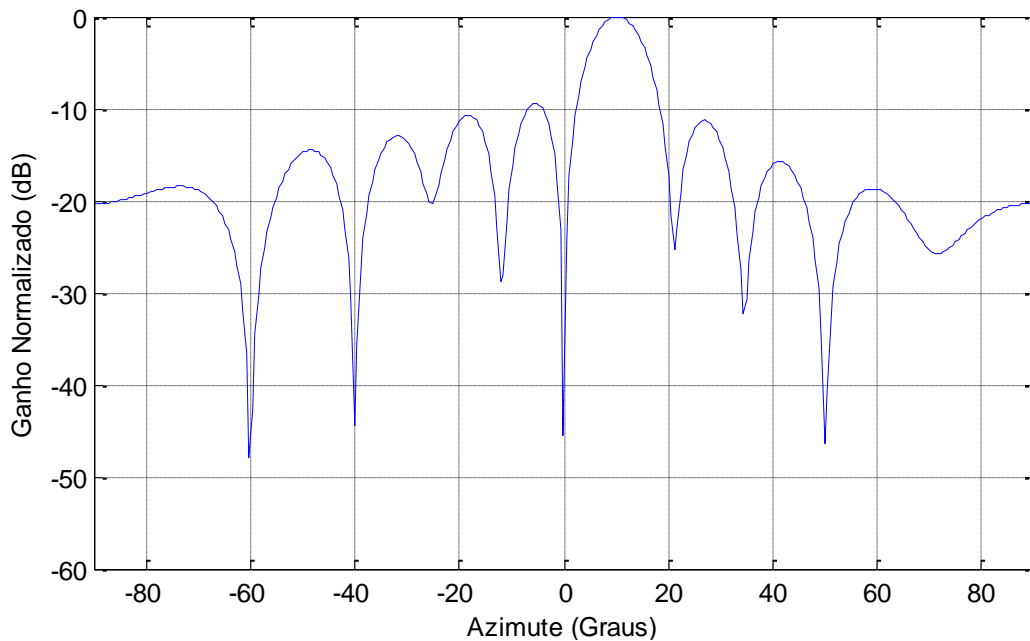


Figura 3.13 – Diagrama do fator de arranjo normalizado obtido com a filtragem espacial Pré-FFT

A vantagem da configuração Pré-FFT reside, principalmente, na sua relativa simplicidade de implementação, já que requer o ajuste de apenas um vetor de K pesos complexos, onde K é o número de elementos do arranjo. A combinação da equação (3.23), nesse caso, é efetuada em série durante toda a extensão do sinal transmitido.

3.4.2 Filtragem Pós-FFT

Já a estrutura apresentada na Figura 3.14 é baseada no esquema de filtragem no domínio da frequência aplicado a sistemas OFDMA. É conhecida como filtragem Pós-FFT, pois é implementada após a operação FFT no receptor.

Nesta configuração, a combinação entre as componentes dos elementos é feita em paralelo, isto é, para cada subportadora individualmente na saída do bloco FFT, de acordo com a equação (3.30). Sua complexidade computacional, portanto, é muito maior, já que requer um bloco FFT para cada elemento do arranjo. Além disso, precisa ajustar N vetores de K pesos complexos cada, onde N é o número de subportadoras do sistema.

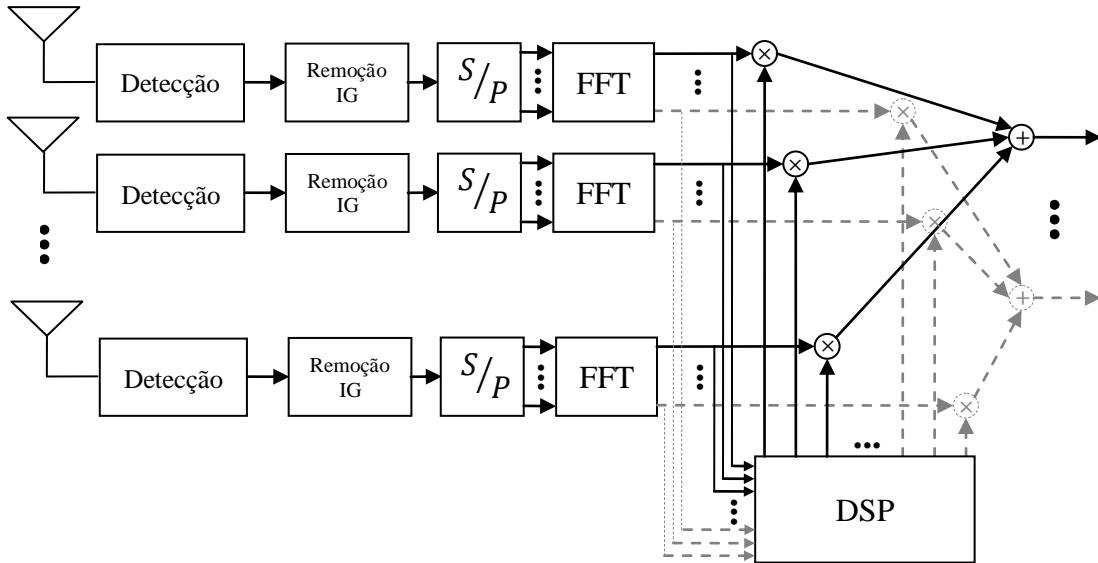


Figura 3.14 – Esquema de filtragem espacial Pós-FFT

O esquema de filtragem Pós-FFT oferece melhor desempenho que o esquema Pré-FFT, principalmente em ambiente rico em multipercursos [21]. Além disso, é possível reduzir sua carga computacional usando técnicas de *clusterização*, onde são formados grupos de subportadoras adjacentes que serão processadas pelo mesmo vetor de pesos.

A Figura 3.15 ilustra um esquema de *clusterização* básico, onde as amostras alocadas em 2 subportadoras adjacentes são reunidas para compartilharem o mesmo DSP (neste caso, o tamanho do *cluster* é 2). A redução na carga computacional obtida por esta técnica reside no menor número de processadores necessários, de maneira que, quanto maior o tamanho do *cluster*, maior o ganho de processamento. No entanto, o tamanho máximo desse agrupamento é condicionado pela largura de banda coerente do canal [22].

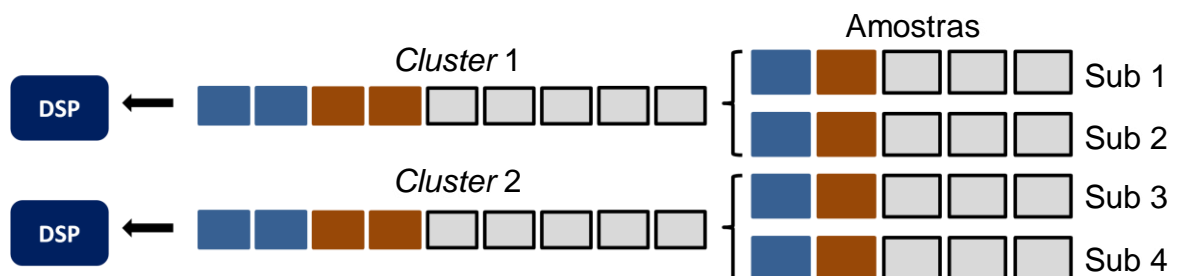


Figura 3.15 – Esquema ilustrativo da técnica de *clusterização*

A Figura 3.16 apresenta os diagramas dos fatores de arranjo normalizados obtidos para o mesmo cenário anterior, agora usando filtragem Pós-FFT. Cada subportadora (ou *cluster*) possui seu próprio perfil de radiação associado ao seu vetor de pesos, e o formato levemente diferente entre eles se deve aos efeitos do canal seletivo em frequência [23].

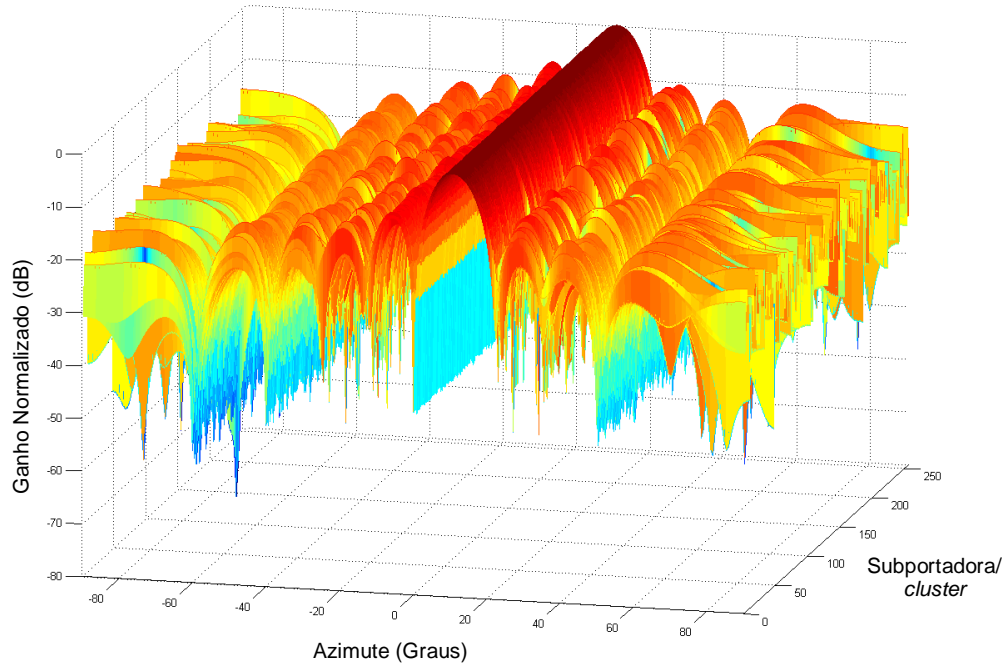


Figura 3.16 – Diagramas dos fatores de arranjo normalizados obtidos com a filtragem espacial Pós-FFT

3.5 Resumo do capítulo

Neste capítulo, foi feita uma revisão acerca da tecnologia de filtragem espacial usando arranjos de antenas adaptativas. Enumeraram-se algumas das vantagens na sua utilização, em especial as que envolvem mitigação de interferências e aumento da capacidade de atendimento por meio de SDMA. Foi apresentada a estrutura geral de um dos arranjos adaptativos mais utilizados: o ULA, por meio de seus aspectos construtivos e de sua modelagem matemática. Finalmente, foram estudadas duas das mais conhecidas estruturas de filtragem espacial adaptativa, em banda estreita e em banda larga, e suas correspondentes aplicações em OFDMA: as técnicas de filtragem espacial Pré-FFT e Pós-FFT.

4 ALGORITMOS ADAPTATIVOS

Os pesos complexos constituem a base de funcionamento dos arranjos adaptativos, pois eles é que são encarregados de combinar os sinais captados pelos elementos de modo que seja fornecida, na saída, a resposta desejada. Para que isso seja feito com eficiência, é necessário que eles passem por um processo de ajuste, a fim de que o fator de arranjo final sempre aponte para os usuários de interesse. Por outro lado, se for considerado um ambiente onde os usuários estão em constante movimento, ou onde a resposta do canal varia rapidamente com o tempo, esse ajuste dos pesos deve ser feito continuamente, a fim de que eles se adaptem quase que de forma instantânea a cada novo cenário.

Os algoritmos adaptativos, implementados no interior dos DSP's, são os responsáveis pela tarefa de ajustar dinamicamente os pesos complexos. Para isso, eles podem adotar duas estratégias distintas: comparar a saída do arranjo com informações que já possui dos sinais transmitidos (algoritmos supervisionados) ou extrair informações do canal e dos usuários a partir dos próprios sinais recebidos (algoritmos cegos). Diversos algoritmos adaptativos citados na literatura adotam uma ou outra estratégia, de maneira que a opção por um ou outro, em determinada aplicação, leve em conta um melhor compromisso entre velocidade de convergência, estabilidade e menor carga computacional [19].

A seguir, serão apresentadas mais detalhadamente as diferenças entre os dois principais grupos de algoritmos adaptativos: cegos e supervisionados. Também serão dados os fundamentos de alguns dos principais algoritmos supervisionados presentes na literatura e que foram utilizados neste trabalho, bem como os critérios de convergência empregados por eles.

4.1 Algoritmos cegos

Os algoritmos adaptativos cegos são aqueles que não possuem qualquer informação direta sobre os sinais transmitidos. Ao invés disso, eles mesmos geram a referência com a qual irão convergir os pesos, baseados em certas características intrínsecas dos sinais ou em informações que podem ser extraídas deles na recepção.

A grande vantagem desses algoritmos é que eles não gastam recursos do sistema com sinais de treinamento, garantindo melhor eficiência espectral [19]. Entre os diversos tipos, destacam-se os algoritmos de estimação de ângulo de chegada (AOA) e os restauradores de propriedades.

4.1.1 Algoritmos de estimação de AOA

Os algoritmos de estimação de ângulo de chegada extraem informações dos sinais captados pelo arranjo e, com elas, estimam o ângulo de chegada de todos os sinais incidentes. De posse dessas informações, eles ajustam os pesos complexos de modo a gerarem feixes de radiação nas direções dos usuários desejados e nulos nas direções dos interferentes. Os modelos mais conhecidos são o algoritmo MUSIC (*Multiple Signal Classification*) e o algoritmo ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*).

Essa classe de algoritmos, entretanto, possui alguns inconvenientes. Primeiramente, sua capacidade de realizar diversidade espacial é limitada, já que considera todas as componentes incidindo fora da direção desejada como interferentes, não sendo, portanto, capaz de combiná-las na recepção [24]. Além disso, requerem maior carga computacional, e seu desempenho é insatisfatório quando os usuários estão espacialmente próximos ou o seu número é maior que o de elementos do arranjo, situação comum na prática [19,24].

4.1.2 Algoritmos restauradores de propriedades

Já os algoritmos restauradores de propriedades exploram propriedades intrínsecas dos sinais transmitidos, e que independem da informação está sendo enviada. Por exemplo, sistemas que utilizam modulação em fase como o PSK mantêm a amplitude dos sinais constante. Sabendo disso, algoritmos desse tipo atualizam os pesos de modo a restaurar tal propriedade nos sinais que incidem no arranjo e que sofreram flutuações de amplitude por conta de efeitos nocivos do canal, como multipercursos.

Exemplos de algoritmos que exploram a propriedade de magnitude constante dos sinais são o CMA (*Constant Modulus Algorithm*) e o MMA (*Multimodulus Algorithm*). Além desses, podem-se mencionar também aqueles baseados na cicloestacionariedade¹ e os direcionados pela decisão (*decision-directed*).

4.2 Algoritmos supervisionados

Os algoritmos adaptativos supervisionados, ao contrário dos algoritmos cegos, possuem informações dos sinais que estão sendo transmitidos pelo canal e as utilizam para convergir a saída do arranjo. Estas informações são fornecidas através de sinais de

¹ A cicloestacionariedade é uma propriedade intrínseca de sinais que possuem média e autocorrelação periódicos. Sinais com essas características apresentam redundância espectral, isto é, correlação entre suas componentes de frequência [25].

treinamento, gerados e anexados aos sinais transmitidos pelo transmissor e que são conhecidos pelo receptor. Desta forma, eles representam a referência usada pelos algoritmos para ajustar os pesos de acordo com um determinado critério de otimização.

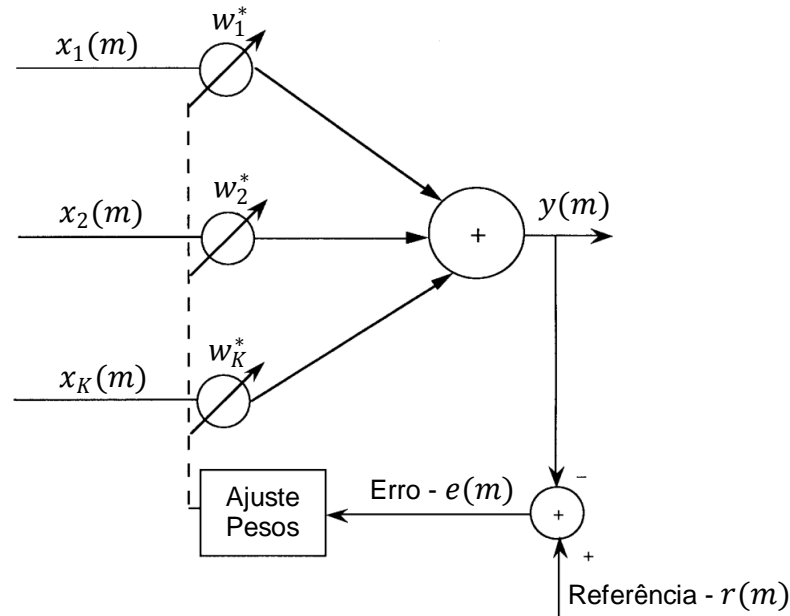


Figura 4.1 – Esquema representativo de um algoritmo supervisionado [1]

Um esquema geral de funcionamento dos algoritmos que utilizam sinal de referência é mostrado na Figura 4.1. Muitos deles, inclusive, foram derivados a partir dos já utilizados em técnicas de equalização adaptativa [25].

4.2.1 Principais critérios de otimização

Os algoritmos adaptativos supervisionados realizam um processo iterativo, ou seja, o ajuste dos pesos é feito amostra a amostra, para que a saída melhor atenda a um determinado critério de desempenho. Portanto, antes de iniciar o estudo dos algoritmos em si, é importante conhecer os critérios de otimização empregados pela maioria deles: o MMSE (*Minimum Mean Square Error*) e o MSINR (*Maximum Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*).

4.2.1.1 Minimum Mean Square Error

Algoritmos que empregam o critério MMSE procuram minimizar o erro médio quadrático (MSE – *Mean Square Error*) entre a saída do arranjo, $y(m)$, e o sinal de referência, $r(m)$, de acordo com a seguinte função de custo:

$$J(w) = E[|r(m) - y(m)|^2], \quad (4.1)$$

onde o operador $E(\cdot)$ é o valor esperado.

Substituindo a equação (3.24) em (4.1), vem [8]:

$$\begin{aligned} J(w) &= E[|r(m) - w^H x(m)|^2] \\ &= E[(r(m) - w^H x(m))(r(m) - w^H x(m))^*] \\ &= E[|r(m)|^2] - E[w^H x(m)d(m)^*] - E[d(m)x^H(m)w] + E[w^H x(m)x^H(m)w] \end{aligned} \quad (4.2)$$

Sendo K o número de elementos do arranjo, definem-se a matriz autocorrelação do vetor de amostras de entrada, R , e o vetor correlação cruzada entre entrada e referência, ρ , da seguinte forma:

$$R = E[x(m)x^H(m)], \quad K \times K \quad (4.3)$$

$$\rho = E[x(m)r^*(m)], \quad K \times 1 \quad (4.4)$$

Substituindo (4.3) e (4.4) em (4.2), obtém-se:

$$J(w) = E[|r(m)|^2] - w^H \rho - \rho^H w + w^H R w \quad (4.5)$$

Para minimizar $J(w)$, basta tomar seu gradiente e o igualar a zero. Assim:

$$\nabla J(w_0) = -2\rho + 2Rw_0 = 0, \quad (4.6)$$

cuja solução ótima, w_0 , é dada por:

$$w_0 = R^{-1}\rho \quad (4.7)$$

A equação (4.7), conhecida como solução ótima de Wiener, mostra que a obtenção dos pesos ótimos do arranjo depende do conhecimento prévio da matriz autocorrelação R e do vetor correlação cruzada ρ , informações estas nem sempre disponíveis na recepção. Portanto, o desafio dos algoritmos baseados no critério MMSE é obter uma resposta a mais próxima possível da solução de Wiener.

4.2.1.2 Maximum Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio

Através do critério MSINR, os algoritmos adaptativos procuram maximizar a relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR – *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*) na saída do

arranjo. Definindo $d(m)$ como o vetor $K \times 1$ das amostras dos sinais desejados captadas pelos elementos, a potência de saída do arranjo relativa apenas aos sinais desejados será

$$\begin{aligned}\sigma_d^2 &= E[|w^H d(m)|^2] \\ &= w^H d(m) d(m)^H w \\ &= w^H R_{dd} w,\end{aligned}\tag{4.8}$$

onde $R_{dd} = E[d(m)d(m)^H]$ é a matriz correlação de entrada para os sinais desejados, de dimensões $K \times K$.

Da mesma maneira, definindo $i(m)$ como o vetor $K \times 1$ das amostras dos sinais interferentes (incluindo o ruído gaussiano) captadas pelos elementos, a potência de saída do arranjo relativa apenas aos sinais indesejados será

$$\begin{aligned}\sigma_i^2 &= E[|w^H i(m)|^2] \\ &= w^H R_{ii} w,\end{aligned}\tag{4.9}$$

onde $R_{ii} = E[i(m)i(m)^H]$ é a matriz correlação de entrada para os sinais interferentes, de dimensões $K \times K$. Portanto, a SINR na saída do arranjo é dada por

$$\begin{aligned}SINR &= \frac{\sigma_d^2}{\sigma_i^2} \\ &= \frac{w^H R_{dd} w}{w^H R_{ii} w}\end{aligned}\tag{4.10}$$

Assim, a SINR pode ser maximizada tomando-se o seu gradiente com relação a w e o igualando a zero. Rearranjando os termos da equação (4.10), obtém-se:

$$R_{ii}^{-1} R_{dd} w = SINR \cdot w\tag{4.11}$$

A equação (4.11) representa uma relação entre autovalores (SINR) e autovetores (w) [26]. Desta maneira, o SINR máximo é o maior autovalor, λ_{max} , da matriz hermitiana² $R_{ii}^{-1} R_{dd}$, e o seu autovetor correspondente é o vetor de pesos ótimos w_0 :

$$R_{ii}^{-1} R_{dd} w_0 = \lambda_{max} w_0\tag{4.12}$$

² Uma matriz A , quadrada, é considerada hermitiana quando obedece à condição $A^H = A$.

4.2.2 Algoritmo LMS

O algoritmo LMS (*Least Mean Squares*) é baseado no critério MMSE, isto é, ele minimiza o erro médio quadrático entre a saída do arranjo e o sinal de referência. Contudo, isso é feito iterativamente, amostra a amostra, e não em passo único como na equação (4.7). Para tanto, ele atualiza os pesos complexos utilizando o vetor gradiente instantâneo da função de custo $J(w)$ definida na equação (4.1), segundo a fórmula

$$w(m+1) = w(m) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla J(w(m))] \quad (4.13)$$

É importante notar, na equação (4.13), o sinal negativo inserido antes do gradiente instantâneo $\nabla J(w(m))$. Ele indica que os pesos complexos vão sendo sucessivamente ajustados no sentido oposto ao da máxima variação de $J(w)$, isto é, em direção ao mínimo de $J(w)$, que corresponde à solução ótima de Wiener. Este método é conhecido como método do gradiente (*steepest descent*).

O gradiente instantâneo $\nabla J(w(m))$, por sua vez, é obtido através de estimativas instantâneas da matriz autocorrelação R e do vetor correlação cruzada ρ , definidas por

$$\hat{R}(m) = x(m)x^H(m) \quad (4.14)$$

$$\hat{\rho}(m) = x(m)r^*(m) \quad (4.15)$$

Assim, a equação (4.6) passa a ser

$$\nabla J(w(m)) = -2\hat{\rho}(m) + 2\hat{R}(m)w(m) \quad (4.16)$$

Substituindo (4.14), (4.15) e (4.16) em (4.13), vem:

$$\begin{aligned} w(m+1) &= w(m) + \mu(\hat{\rho}(m) - \hat{R}(m)w(m)) \\ &= w(m) + \mu x(m)(r^*(m) - y^*(m)) \\ &= w(m) + \mu x(m)e^*(m), \end{aligned} \quad (4.17)$$

onde $e(m) = r(m) - y(m)$ é o sinal erro de convergência.

O fator de convergência μ , da equação (4.17), define a velocidade e a precisão na convergência do algoritmo. Valores muito pequenos de μ oferecem menor erro de convergência, mas tornam o processo mais lento, ao passo que valores maiores aumentam a

velocidade de convergência em detrimento da precisão. Portanto, ele representa um importante parâmetro de projeto, e seu valor é geralmente adotado dentro da faixa [26]

$$0 \leq \mu \leq \frac{1}{\lambda_{max}}, \quad (4.18)$$

onde λ_{max} é o maior autovalor da matriz autocorrelação R .

Pode-se resumir, então, o algoritmo LMS em três etapas:

$$y(m) = w^H(m)x(m)$$

$$e(m) = r(m) - y(m)$$

$$w(m+1) = w(m) + \mu x(m)e^*(m)$$

Em cada iteração, são efetuadas apenas $2W$ multiplicações complexas, onde W é o número de pesos utilizados pelo algoritmo [8]. Desta forma, o algoritmo LMS é muito utilizado em função de sua baixa carga computacional, além de ser fácil de implementar. No entanto, ele oferece, em geral, baixa velocidade de convergência, estando esta diretamente condicionada ao espalhamento dos autovalores da matriz autocorrelação de entrada R [2]. Por isso, requer longas sequências de treinamento, tornando-o inviável em cenários de alta mobilidade de usuários e variabilidade de canal.

Em função disso, algumas variações do algoritmo LMS foram criadas de maneira a incrementar a sua velocidade de convergência, mas mantendo a sua simplicidade. As mais conhecidas são os algoritmos NLMS e CLMS.

4.2.2.1 Algoritmo NLMS

Como mostrado na equação (4.18), o valor ótimo do fator de convergência depende do maior autovalor da matriz R , que, como já dito, não é uma informação disponível na recepção. Na prática, o algoritmo LMS utiliza um valor fixo de μ , calculado com base na estimativa da matriz autocorrelação de entrada no instante inicial, ou seja, $\hat{R}(0)$.

Contudo, a matriz R representa uma caracterização do canal de transmissão, que, em cenários reais, sofre sensíveis modificações com o tempo. Pensando nisso, o algoritmo NLMS (*Normalized Least Mean Squares*) emprega um método de adaptação dinâmica do fator de convergência, de modo que este acompanhe as variações do canal a cada instante.

Assim, o fator μ , no instante m , passa a ser [27]

$$\mu(m) = \frac{\mu_0}{x^H(m)x(m) + \sigma}, \quad (4.19)$$

onde σ é um pequeno valor adotado apenas para impedir divisão por zero, e μ_0 é uma constante que varia entre 0 (mais lento e preciso) e 2 (mais rápido e impreciso).

4.2.2.2 Algoritmo CLMS

Outra variação do algoritmo LMS é o CLMS (*Constrained Least Mean Squares*), cuja diferença fundamental em relação ao primeiro é que a restrição de ganho unitário na direção desejada é imposta a cada iteração [2], ou seja:

$$w^H(m)a(\theta_d) = 1, \forall m \quad (4.20)$$

onde $a(\theta_d)$ é o vetor de direcionamento associado ao ângulo desejado θ_d .

Tal restrição é garantida pela seguinte fórmula de adaptação dos pesos [28]:

$$w(m+1) = P[w(m) + \mu e^*(m)x(m)] + F, \quad (4.21)$$

onde os operadores P e F são definidos como

$$P = I - \frac{a(\theta_d)a(\theta_d)^H}{K} \quad (4.22)$$

$$F = \frac{a(\theta_d)}{a(\theta_d)^H a(\theta_d)} \quad (4.23)$$

Na equação (4.22), K é o número de elementos do arranjo e I é a matriz identidade de ordem K .

O funcionamento desse algoritmo, baseado na imposição, amostra a amostra, da restrição dada pela equação (4.20), é ilustrado no espaço bidimensional da Figura 4.2. O vetor de pesos no instante atual, que está sobre o hiperplano $w^H a(\theta) = 1$ (ponto A), é deslocado pelo fator $\mu e^*(m)x(m)$ e depois projetado sobre o hiperplano $w^H a(\theta) = 0$ (ponto B) pelo operador P , representando uma projeção ortogonal à direção desejada. Em seguida, a restrição inicial é restaurada através do operador F , que projeta novamente o vetor de pesos sobre o hiperplano $w^H a(\theta) = 1$ (ponto C). O processo continua até que se atinja a solução ótima w_0 (ponto D). Pode-se dizer, portanto, que a solução CLMS nada mais é que a solução LMS projetada sobre o hiperplano $w^H a(\theta) = 1$ [28].

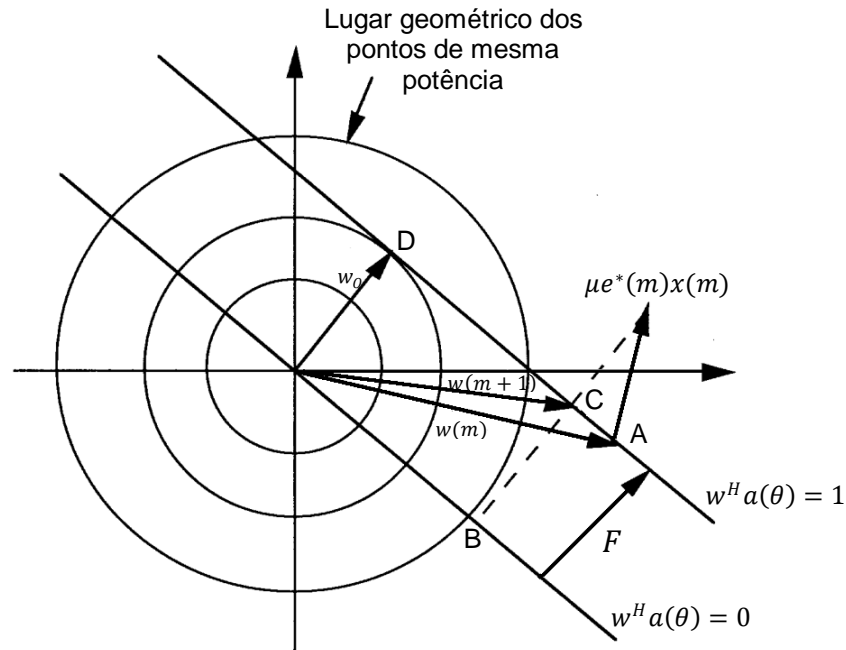


Figura 4.2 – Projeção gráfica do princípio do algoritmo CLMS [2]

4.2.3 Algoritmo SMI

O algoritmo SMI (*Sample Matrix Inversion*) utiliza uma técnica diferente daquela empregada pelo LMS. Ao invés de fazer um ajuste amostra a amostra, ele faz uma adaptação bloco a bloco do vetor de pesos. Para isso, é feita uma estimativa média da matriz autocorrelação R e do vetor correlação cruzada ρ dentro de um intervalo de observação, da seguinte maneira:

$$\hat{R} = \frac{1}{M} \sum_{m=M_1}^{M_2} x(m)x^H(m) \quad (4.24)$$

$$\hat{\rho} = \frac{1}{M} \sum_{m=M_1}^{M_2} x(m)r^*(m) \quad (4.25)$$

Nas equações (4.24) e (4.25), M_1 e M_2 representam, respectivamente, os limites inferior e superior do intervalo de observação de amostras de entrada, e $M = M_2 - M_1$ é o tamanho do bloco. Uma vez estimados \hat{R} e $\hat{\rho}$, o vetor de pesos é calculado através da solução ótima de Wiener:

$$w = \hat{R}^{-1}\hat{\rho} \quad (4.26)$$

Para evitar a inversão da matriz \hat{R} , o que geralmente exige muita carga computacional, pode-se fazer uso do lema de inversão de matrizes, dado por [8]

$$\hat{R}^{-1}(m) = \hat{R}^{-1}(m-1) - \frac{\hat{R}^{-1}(m-1)x(m)x^H(m)\hat{R}^{-1}(m-1)}{1 + x^H(m)\hat{R}^{-1}(m-1)x(m)}, M_1 \leq m \leq M_2$$

$$\hat{R}^{-1}(0) = \frac{1}{\varepsilon}I, \varepsilon > 0 \quad (4.27)$$

A fim de seguir as alterações do canal de transmissão, novos pesos vão sendo calculados dentro de sucessivos intervalos de observação, até o fim do período de treinamento. É possível concluir, então, que o parâmetro fundamental de desempenho desse algoritmo é o tamanho do bloco de dados em cada intervalo. Valores muito grandes de M aproximam a solução da equação (4.26) da solução ótima w_0 , mas comprometem a capacidade do algoritmo em seguir as rápidas alterações do canal. Em contrapartida, valores pequenos de M oferecem maior adaptabilidade ao algoritmo, mas comprometem a sua capacidade de convergência.

Fazendo uso do lema de inversão de matrizes, o algoritmo SMI realiza $3,5W^2 + W$ operações complexas por intervalo de observação, sendo W o número de pesos complexos utilizados. Além disso, requer um tamanho do bloco M pelo menos duas vezes maior que o número de elementos do arranjo. Sua grande vantagem sobre o algoritmo LMS é que ele não depende do nível de espalhamento dos autovalores de R , oferecendo, assim, desempenho superior a este [8].

4.2.4 Algoritmo RLS

O algoritmo RLS (*Recursive Least Squares*) pode ser visto como uma variação do algoritmo LMS que integra as técnicas de estimação média de R e de ρ . No entanto, essas estimativas não são mais feitas em intervalos de observação, mas sim utilizando a entrada atual e um conjunto finito de amostras captadas em instantes anteriores, em um processo recursivo.

Como os fatores $1/M$ das equações (4.24) e (4.25) se anulam quando elas são empregadas na equação (4.26), ambas podem ser reescritas da seguinte forma, tomando $M_1 = 1$:

$$\hat{R}(m) = \sum_{j=1}^m x(j)x^H(j) \quad (4.28)$$

$$\hat{\rho}(m) = \sum_{j=1}^m x(j)r^*(j) \quad (4.29)$$

Nas equações (4.28) e (4.29), m passa a ser o índice da amostra e, ao mesmo tempo, o tamanho do bloco. Da forma como se apresentam, as expressões para as estimativas de R e ρ consideram igualmente todas as amostras captadas desde o início do processo. Contudo, o caráter dinâmico do canal e das fontes dos sinais faz com que as primeiras amostras não mais caracterizem adequadamente o cenário no instante atual. Portanto, as expressões para $\hat{R}(m)$ e $\hat{\rho}(m)$ podem ser modificadas a fim de reduzir sucessivamente a influência das amostras mais antigas:

$$\hat{R}(m) = \sum_{j=1}^m \alpha^{m-j} x(j)x^H(j) \quad (4.30)$$

$$\hat{\rho}(m) = \sum_{j=1}^m \alpha^{m-j} x(j)r^*(j) \quad (4.31)$$

O fator α , presente nas equações (4.30) e (4.31), é conhecido como fator de esquecimento, e indica a fração de influência das amostras anteriores à $x(m)$. Pode assumir valores entre 0 (sem memória) e 1 (memória infinita) [26].

É possível, ainda, rearranjar as equações (4.30) e (4.31) separando os termos do somatório referentes ao instante $j = m$. Assim, obtém-se a seguintes fórmulas recursivas para o cálculo de $\hat{R}(m)$ e $\hat{\rho}(m)$:

$$\begin{aligned} \hat{R}(m) &= \alpha \sum_{j=1}^{m-1} \alpha^{m-1-j} x(j)x^H(j) + x(m)x^H(m) \\ &= \alpha \hat{R}(m-1) + x(m)x^H(m) \end{aligned} \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} \hat{\rho}(m) &= \alpha \sum_{j=1}^{m-1} \alpha^{m-1-j} x(j)r^*(j) + x(m)r^*(m) \\ &= \alpha \hat{\rho}(m-1) + x(m)r^*(m) \end{aligned} \quad (4.33)$$

Já a inversa de $\hat{R}(m)$, por sua vez, pode também ser obtida recursivamente utilizando o lema de inversão de matrizes:

$$\hat{R}^{-1}(m) = \alpha^{-1} \left(\hat{R}^{-1}(m-1) - g(m)x^H(m)\hat{R}^{-1}(m-1) \right), \quad (4.34)$$

onde $g(m)$ é o vetor ganho, definido como

$$g(m) = \frac{\alpha^{-1}\hat{R}^{-1}(m-1)x(m)}{1 + \alpha^{-1}x^H(m)\hat{R}^{-1}(m-1)x(m)} \quad (4.35)$$

A equação (4.34) é conhecida como equação de Riccati para o algoritmo RLS. Multiplicando ambos os lados da equação (4.35) pelo denominador, obtém-se

$$g(m) = [\alpha^{-1}\hat{R}^{-1}(m-1) - \alpha^{-1}g(m)x^H(m)\hat{R}^{-1}(m-1)]x(m) \quad (4.36)$$

Nota-se que o termo entre colchetes da equação (4.36) corresponde à expressão recursiva de $\hat{R}^{-1}(m)$ da equação (4.34). Logo, pode-se escrever

$$g(m) = \hat{R}^{-1}(m)x(m) \quad (4.37)$$

Para a obtenção dos pesos complexos, substituem-se as equações (4.33) e (4.34) na solução ótima de Wiener:

$$\begin{aligned} w(m) &= \hat{R}^{-1}(m)\hat{\rho}(m) \\ &= \alpha^{-1} \left(\hat{R}^{-1}(m-1) - g(m)x^H(m)\hat{R}^{-1}(m-1) \right) (\alpha\hat{\rho}(m-1) + x(m)r^*(m)) \end{aligned} \quad (4.38)$$

Após algum desenvolvimento matemático [8], a equação (4.38) fica

$$w(m) = w(m-1) - g(m)x^H(m)w(m-1) + \hat{R}^{-1}(m)x(m)r^*(m) \quad (4.39)$$

Finalmente, substituindo (4.37) em (4.39), obtém-se a seguinte fórmula para a atualização dos pesos complexos:

$$w(m) = w(m-1) + g(m)\xi^*(m), \quad (4.40)$$

onde $\xi(m)$ é o erro previamente estimado, dado por

$$\begin{aligned} \xi(m) &= r(m) - x^T(m)w^*(m-1) \\ &= r(m) - w^H(m-1)x(m) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Portanto, o algoritmo RLS pode ser resumido nas seguintes etapas:

$$g(m) = \frac{\alpha^{-1} \hat{R}^{-1}(m-1)x(m)}{1 + \alpha^{-1} x^H(m) \hat{R}^{-1}(m-1)x(m)}$$

$$\hat{R}^{-1}(m) = \alpha^{-1} \left(\hat{R}^{-1}(m-1) - g(m)x^H(m) \hat{R}^{-1}(m-1) \right)$$

$$\xi(m) = r(m) - w^H(m-1)x(m)$$

$$w(m) = w(m-1) + g(m)\xi^*(m)$$

Observa-se que a equação (4.40) é muito semelhante à (4.17), obtida para o algoritmo LMS. A diferença essencial é que ela não envolve o fator de convergência, mas a inversa da matriz autocorrelação estimada $\hat{R}(m)$, calculada levando em conta informações anteriores do sinal. Isso confere ao algoritmo RLS desempenho consideravelmente superior ao LMS. Em contrapartida, sua carga computacional é muito maior, já que são efetuadas $4W^2 + 4W + 2$ multiplicações complexas por iteração, onde W é o número de pesos complexos [19].

4.2.5 Algoritmo CGM

O algoritmo CGM (*Conjugate Gradient Method*) é um método comumente usado em soluções numéricas de sistemas de equações lineares [26], mas têm atraído grande interesse para aplicações com filtragem espacial adaptativa. A ideia fundamental deste algoritmo é convergir para a solução ótima adotando direções ortogonais a cada iteração, cujo processo é ilustrado na superfície bidimensional da Figura 4.3.

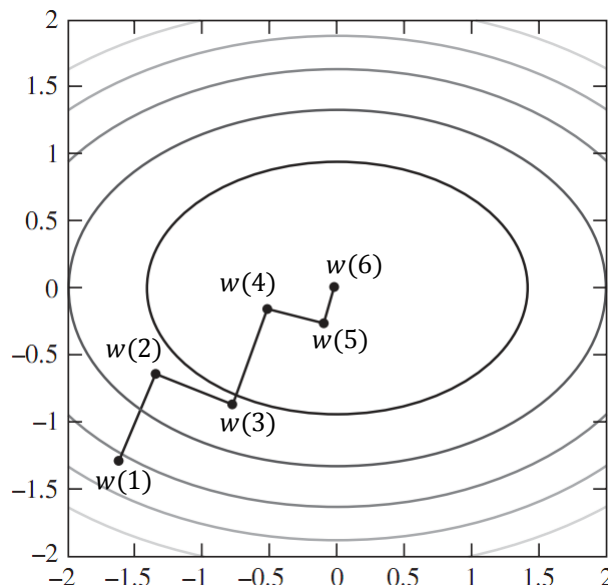


Figura 4.3 – Convergência do algoritmo CGM usando direções ortogonais [26]

Nota-se, pela Figura 4.3, que o percurso tomado pela solução no instante m é sempre perpendicular àquele tomado pela solução em $m - 1$, caracterizando a ortogonalidade. Para isso, o algoritmo CGM procura minimizar a seguinte função quadrática de custo:

$$J(w) = \frac{1}{2} w^H A w - r^H w, \quad (4.42)$$

onde A é uma matriz $M \times K$ com M amostras do sinal captadas por K elementos do arranjo, e r é um vetor $M \times 1$ com as M amostras correspondentes do sinal de referência.

Para minimizar a equação (4.42), é necessário definir a seguinte expressão para o gradiente de $J(w)$:

$$\nabla J(w) = A w - r \quad (4.43)$$

Define-se, também, o vetor resíduo, q , da seguinte forma:

$$q(m) = -J'(w(m)) = r - A w(m), \quad (4.44)$$

onde $(\cdot)'$ é a função derivada.

O método começa com uma estimativa preliminar dos pesos $w(1)$, a partir do que é encontrado o vetor resíduo no instante inicial, $q(1)$:

$$q(1) = r - A w(1) \quad (4.45)$$

Em seguida, encontra-se o vetor direção, $D(1)$, que indicará o sentido ortogonal no qual os pesos complexos deverão ser movidos naquela iteração. Assim,

$$D(1) = A^H q(1) \quad (4.46)$$

Aplica-se, então, a restrição de direção de convergência à fórmula para adaptação dos pesos da seguinte maneira:

$$w(m + 1) = w(m) - \mu(m) D(m), \quad (4.47)$$

onde o fator de convergência $\mu(m)$ é calculado pela expressão

$$\mu(m) = \frac{q^H(m) A A^H q(m)}{D^H(m) A^H A D(m)} \quad (4.48)$$

Os vetores resíduo $q(m)$ e direção $D(m)$, por sua vez, são atualizados pelas fórmulas

$$q(m+1) = q(m) + \mu(m)AD(m) \quad (4.49)$$

$$D(m+1) = A^H q(m+1) - \alpha(m)D(m), \quad (4.50)$$

onde $\alpha(m)$ pode ser calculado da seguinte maneira:

$$\alpha(m) = \frac{q^H(m+1)AA^H q(m+1)}{q^H(m)AA^H q(m)} \quad (4.51)$$

Esta propriedade de se adotar direções sempre ortogonais de convergência faz com que o algoritmo CGM precise de, no máximo, M iterações para convergir adequadamente. Tal característica é chamada de convergência quadrática, e confere ao CGM a maior velocidade de convergência teórica dentre os algoritmos estudados [2,26].

4.2.6 Períodos de treinamento nas técnicas Pré e Pós-FFT

Como observado nas seções anteriores, o ajuste dos pesos é feito durante o período de treinamento, que corresponde à duração do preâmbulo anexado para este fim no início de cada *frame* transmitido. Tal preâmbulo, em sistemas OFDMA, é formado por um ou mais símbolos OFDM, cada um destes contendo N amostras, onde N é o número de subportadoras. Após o período de treinamento, os pesos finais são então aplicados a todo o *frame* recebido, segundo a equação (3.24) [29].

A duração dessas seqüências de treinamento estabelece outra diferença fundamental entre as técnicas de filtragem espacial Pré e Pós-FFT, vistas anteriormente. Na técnica Pré-FFT, como todas as amostras captadas pelo arranjo são processadas em série por um único DSP, este processador utiliza todos os símbolos de treinamento disponíveis para convergir um único vetor de pesos, conforme mostrado no esquema da Figura 4.4.

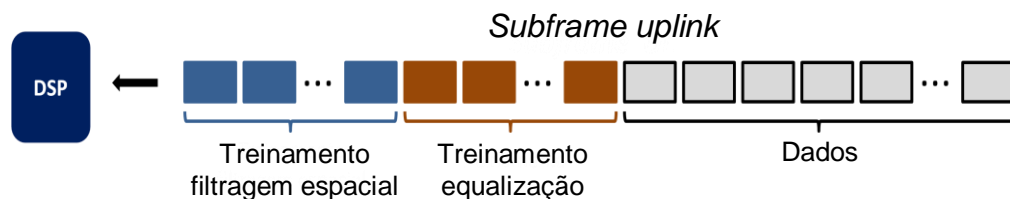


Figura 4.4 – Amostras em série na entrada do DSP, para a técnica Pré-FFT

Já na técnica Pós-FFT, as amostras de entrada são divididas entre as subportadoras OFDM após o bloco FFT. Isso faz com que o preâmbulo também seja repartido entre elas, situação ilustrada no esquema da Figura 4.5.

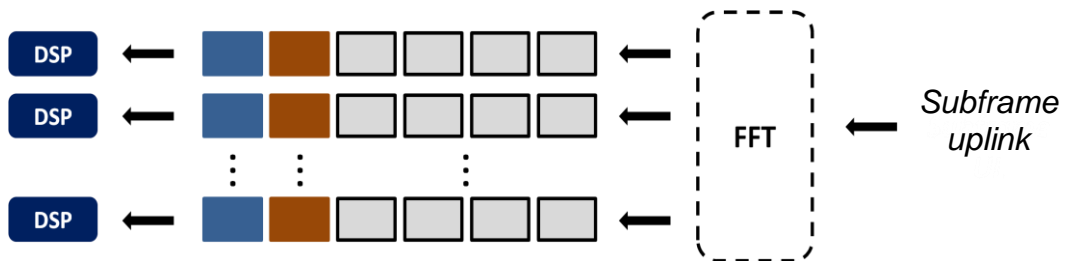


Figura 4.5 – Amostras distribuídas entre os DSP's, para a técnica Pós-FFT

Assim, para um sistema com N subportadoras e onde o preâmbulo transmitido é composto, por exemplo, por apenas 1 símbolo OFDM, na recepção estará disponível somente 1 amostra de treinamento para cada um dos processadores dos pesos. Esse valor, obviamente, é insuficiente para algoritmos que requerem, em geral, dezenas de amostras de referência para convergirem. Portanto, outra desvantagem da técnica Pós-FFT é a necessidade de sequências de treinamento muito maiores, comprometendo consideravelmente a eficiência espectral [30].

4.3 Resumo do capítulo

Este capítulo se dedicou aos algoritmos adaptativos, responsáveis pelo ajuste dinâmico dos pesos complexos utilizados para a combinação dos sinais na saída do arranjo. Foram mencionadas suas duas diferentes estratégias de adaptação, cega e supervisionada, bem como os principais critérios de otimização utilizados por esta última para a convergência dos pesos. Finalmente, foi dada a apresentação teórica e matemática dos algoritmos adaptativos empregados neste trabalho, com atenção especial ao intervalo dedicado ao treinamento dos pesos e na maneira como ele pode interferir no desempenho das técnicas de filtragem espacial Pré-FFT e Pós-FFT.

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

5.1 Cenário das simulações

Neste capítulo, serão apresentados alguns resultados comparativos envolvendo os conceitos explorados ao longo deste trabalho. As simulações a seguir foram realizadas sobre um sistema celular OFDMA composto por 128 subportadoras, divididas em 4 subcanais adjacentes. Desta maneira, em um sistema padrão, apenas 4 usuários, cada um utilizando 32 subportadoras, poderiam ser alocados no mesmo *slot* de tempo. A Figura 5.1 exemplifica esse cenário, mostrando o espectro de um grupo de 4 sinais multiplexados em torno da subportadora em 2,5 MHz.

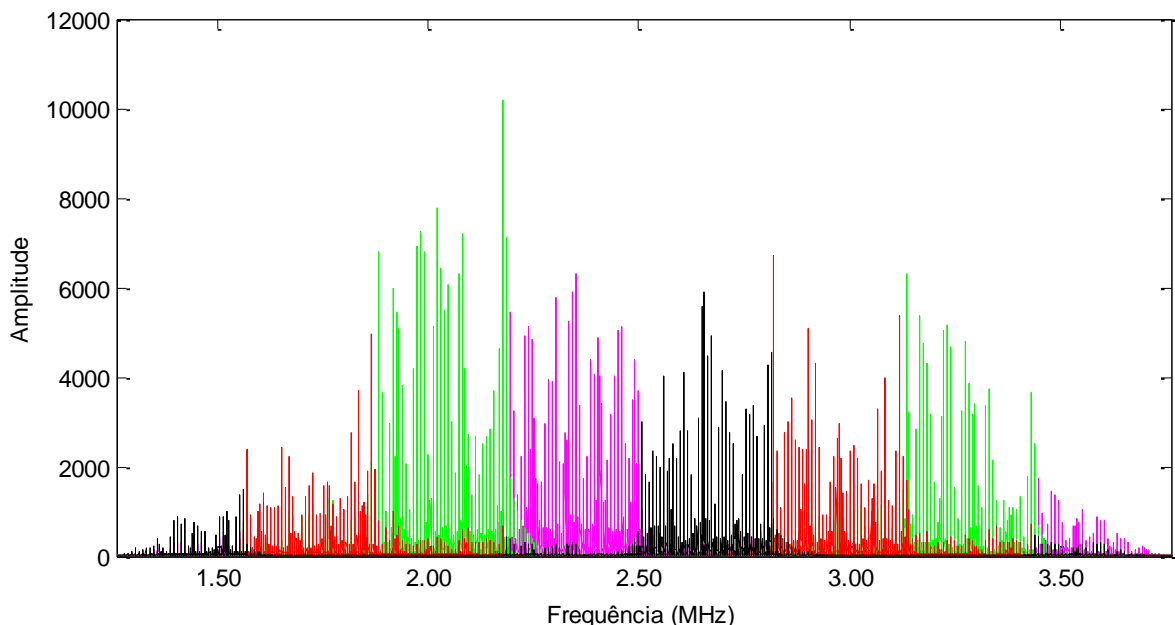


Figura 5.1 – 4 usuários modulados em 2,5 MHz dividindo 128 subportadoras através de esquema OFDMA

No entanto, a fim de avaliar o poder da teoria da filtragem espacial em empregar SDMA, isto é, em multiplicar a capacidade de atendimento através de multiplexação espacial, considerou-se, nas simulações, a incidência de 5 grupos de sinais semelhantes ao da Figura 5.1 sobre um arranjo adaptativo do tipo linear uniforme de 10 elementos, igual ao ilustrado na Figura 3.6. Os 2 primeiros grupos de sinais correspondem a usuários desejados incidindo no ULA a -20° e a 30° , enquanto os outros 3 representam usuários interferentes a -50° , 0° e 60° .

Desta forma, em cada uma das 5 direções, 4 usuários diferentes transmitem ao mesmo tempo no canal, totalizando 20 sinais captados pela ERB simultaneamente. Por outro lado, como os obstáculos naturais e/ou artificiais observados em cada direção de um canal podem ser diferentes, considera-se que os grupos de sinais estão submetidos a diferentes perfis de

desvanecimento, caracterizados por distribuições de Rice com Fator- K igual a 1 e duas componentes de multipercurso ($L=2$), apresentando diferentes atrasos e atenuações em relação à componente direta, para cada direção considerada. Assume-se, ainda, que o canal é quase-estático ($f_{D_m} = 0$) e que os espalhamentos de atraso RMS associados a cada direção são inferiores aos intervalos de guarda dos sinais OFDM.

Cada usuário transmite 1 *frame* pelo canal, composto por 600 símbolos OFDM úteis, 1 símbolo OFDM de treinamento para equalização e quantidades variáveis de símbolos OFDM de treinamento para filtragem espacial, dependendo do esquema considerado (Pré ou Pós-FFT). Os demais parâmetros do sistema OFDMA em questão são resumidos no quadro 5.1.

Parâmetro	Valor
Frequência da portadora	2,5 MHz
Largura de banda	1,25 MHz
Número de subcanais	4
Tamanho dos blocos IFFT/FFT	128
Subportadoras por subcanal	32
Espaçamento entre subportadoras	9,77 kHz
Esquema de modulação	16-QAM
Intervalo de guarda	16 amostras ($1/8 \times T_{OFDM}$)
Fator de <i>roll-off</i> do pulso	0,05
SNR (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)	20 dB
SIR (<i>Signal-to-Interference Ratio</i>)	0 dB

Quadro 5.1 – Parâmetros do sistema OFDMA implementado

Já os parâmetros de ajuste dos algoritmos adaptativos adotados nas simulações foram baseados em valores encontrados na literatura. Eles são apresentados no quadro 5.2.

Algoritmo	Parâmetro	Valor
LMS	Fator de convergência (μ)	$1/4\lambda_{max}$
NLMS	Constante inicial (μ_0)	1
CLMS	Fator de convergência (μ)	$1/4\lambda_{max}$
SMI	Tamanho do bloco (M)	$1/4 \times$ Tamanho de $r(m)$
RLS	Fator de esquecimento (α)	0.9999
CGM	Tamanho do bloco (M)	Tamanho de $r(m)$

Quadro 5.2 – Parâmetros de ajuste dos algoritmos adaptativos

5.2 Resultados

5.2.1 Velocidade de convergência

A Figura 5.2 apresenta as curvas de erro absoluto de convergência obtidas em simulações com o esquema Pré-FFT, para cada um dos algoritmos estudados. Foi utilizado 1 símbolo OFDM de treinamento (128 amostras) nas simulações no domínio do tempo.

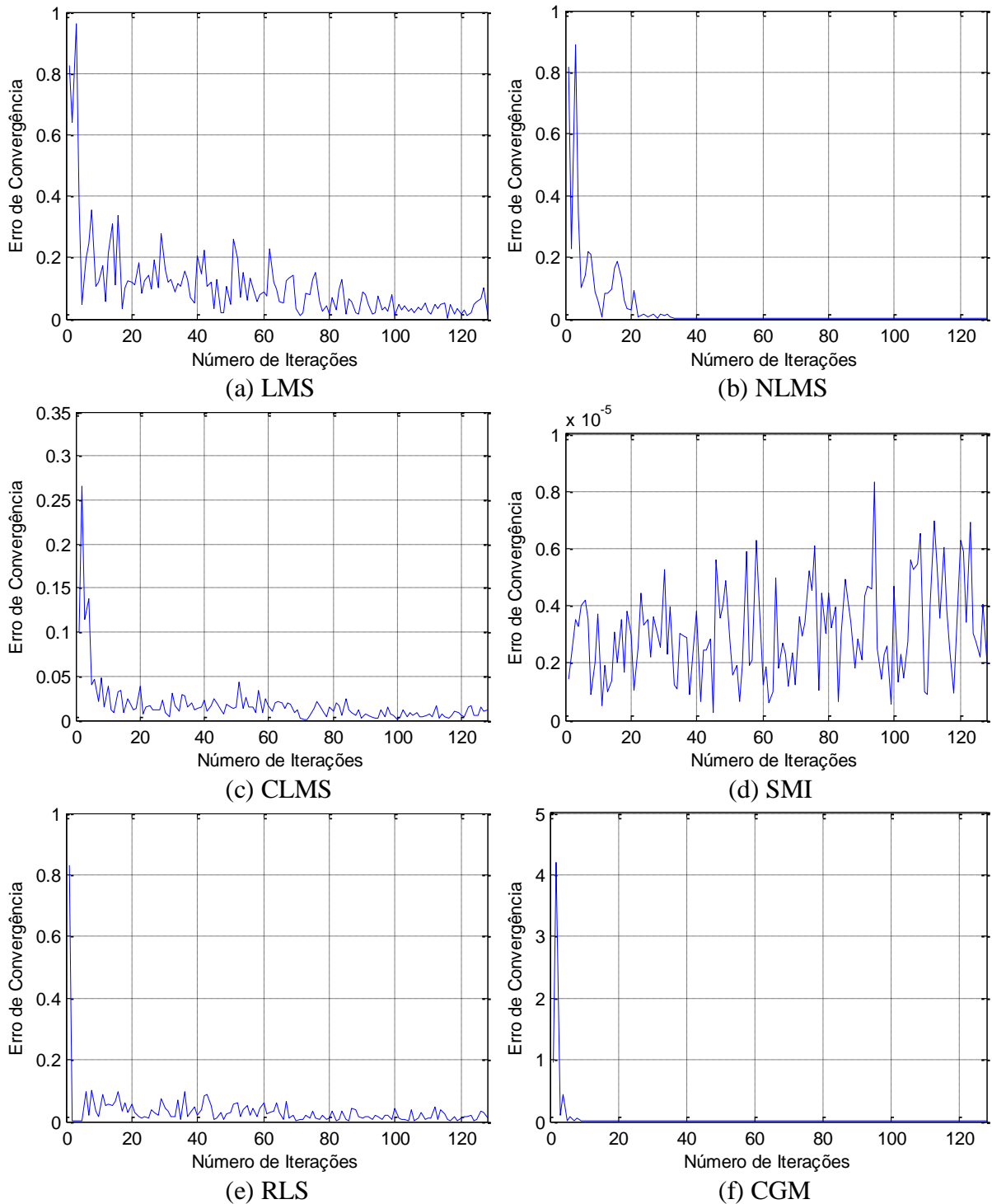


Figura 5.2 – Curvas do erro absoluto de convergência de cada algoritmo estudado

Os resultados obtidos estão, em geral, de acordo com os encontrados na teoria. Observa-se que o algoritmo LMS oferece a menor velocidade de convergência, já que o seu erro residual ao final do período de treinamento é considerável em comparação aos demais algoritmos. Em contrapartida, suas variações CLMS e NLMS apresentam resultados melhores: o primeiro, já no início, oferece um erro em torno de 0,27, enquanto o segundo precisa de menos de 40 iterações para convergir.

Já no algoritmo SMI, a convergência é quase instantânea, oferecendo erros residuais da ordem de 10^{-6} desde o início do treinamento. O algoritmo RLS, por sua vez, converge mais rapidamente que o algoritmo LMS, mas seu desempenho é semelhante ao do CLMS e inferior ao do NLMS. Finalmente, o algoritmo CGM, juntamente com o SMI, oferece a maior velocidade de convergência, apesar do seu maior erro inicial (em torno de 4,2).

5.2.2 Formação de feixes e nulos de radiação

A Figura 5.3 mostra os diagramas dos fatores de arranjo normalizados obtidos para cada um dos algoritmos estudados. Tais diagramas foram desenhados a partir dos vetores de pesos obtidos ao final do período de treinamento dos algoritmos, segundo a equação (3.26). Já o quadro 5.3 indica as atenuações (em dB) impostas às direções interferentes por cada um deles.

Algoritmo	Interferente a -50°	Interferente a 0°	Interferente a 60°
LMS	36 dB	41 dB	56 dB
NLMS	55 dB	54 dB	62 dB
CLMS	39 dB	37 dB	61 dB
SMI	63 dB	54 dB	57 dB
RLS	39 dB	41 dB	40 dB
CGM	50 dB	56 dB	54 dB

Quadro 5.3 – Atenuações (em dB) em impostas às direções interferentes, obtidas para cada algoritmo estudado

Os resultados estão diretamente associados à eficácia na convergência de cada algoritmo durante o curto treinamento. Neste ponto, observa-se que o algoritmo LMS é capaz de gerar os feixes corretamente; porém, os nulos são posicionados em direções ligeiramente deslocadas daquelas onde se encontram os interferentes. Já as suas variações CLMS e NLMS, mais uma vez, se mostram superiores, principalmente o NLMS, que apresenta uma das melhores capacidades de supressão de interferentes dentre os algoritmos estudados.

O algoritmo RLS oferece, novamente, melhor desempenho que o LMS, gerando os nulos nas direções corretas. No entanto, sua performance é semelhante à do algoritmo CLMS (exceto a 60° , onde este foi superior) e inferior à do NLMS. Finalmente, é interessante destacar que os algoritmos que melhor convergem durante o período de treinamento (NLMS, SMI e CGM) são também os que melhor sintetizam feixes e nulos de radiação.

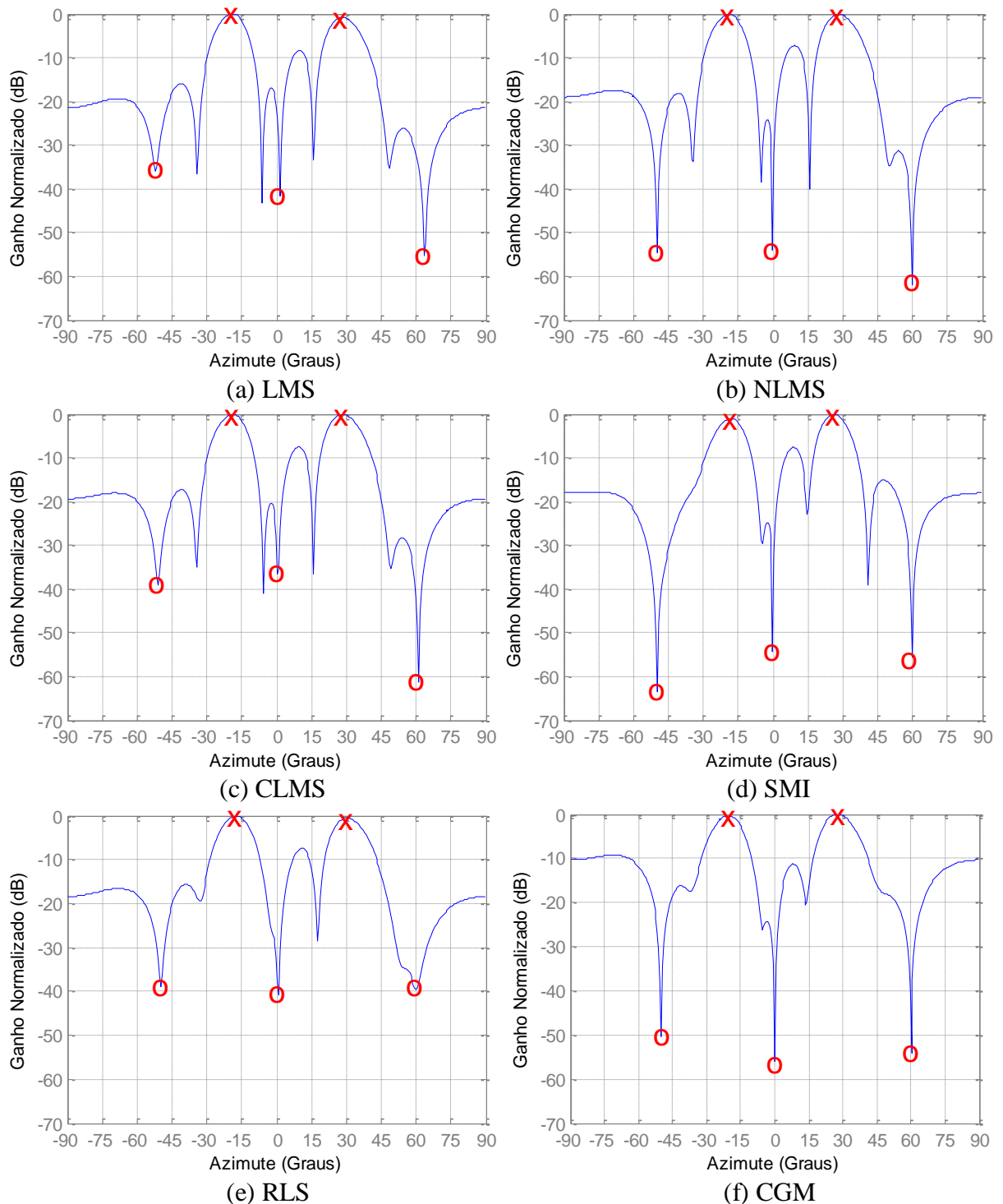


Figura 5.3 – Diagramas dos fatores de arranjo normalizados obtidos para cada algoritmo estudado

5.2.3 Comparativo da BER vs. SNR entre os algoritmos estudados

5.2.3.1 Pré-FFT

A Figura 5.4 apresenta um comparativo de desempenho da BER, em função da SNR, para cada algoritmo estudado, considerando o esquema de filtragem Pré-FFT. Como um total de 8 sinais ficam disponíveis na saída do receptor (4 sinais recuperados de cada uma das 2 direções desejadas), a taxa de erro de bits final é obtida pela média das taxas dos 8 sinais.

Observa-se que, para valores baixos da SNR, a intensa contaminação do sinal impede qualquer diferenciação entre os algoritmos. Entretanto, à medida que a SNR aumenta, a superioridade dos algoritmos CGM, SMI e NLMS, evidenciada nas seções anteriores, aparece novamente na BER (ordem de 10^{-4} para o SMI e o NLMS, e 10^{-5} para o CGM), enquanto o algoritmo LMS, como esperado, oferece o pior desempenho (ordem de 10^{-3}).

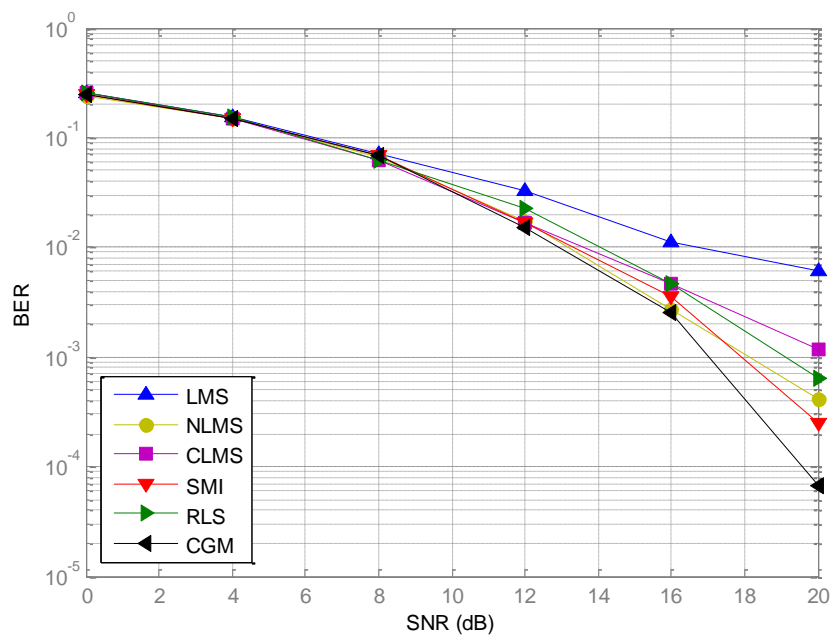


Figura 5.4 – Gráfico de desempenho BER vs. SNR para os algoritmos em filtragem espacial Pré-FFT

5.2.3.2 Pós-FFT

A Figura 5.5 mostra o comparativo da BER vs. SNR entre os algoritmos estudados, agora utilizando o esquema de filtragem Pós-FFT. Nota-se que as diferenças de desempenho entre eles são ainda mais notórias, em comparação ao esquema anterior. Desta vez, o algoritmo RLS passa a oferecer desempenho equivalente ao do SMI (ordem de 10^{-5}), enquanto o algoritmo CGM, ao contrário do esperado, obtém desempenho insatisfatório (BER na ordem de 10^{-1}). Pela análise do erro de convergência em cada subportadora, é possível observar que o CGM não converge para algumas delas, levando a taxas de erro elevadas.

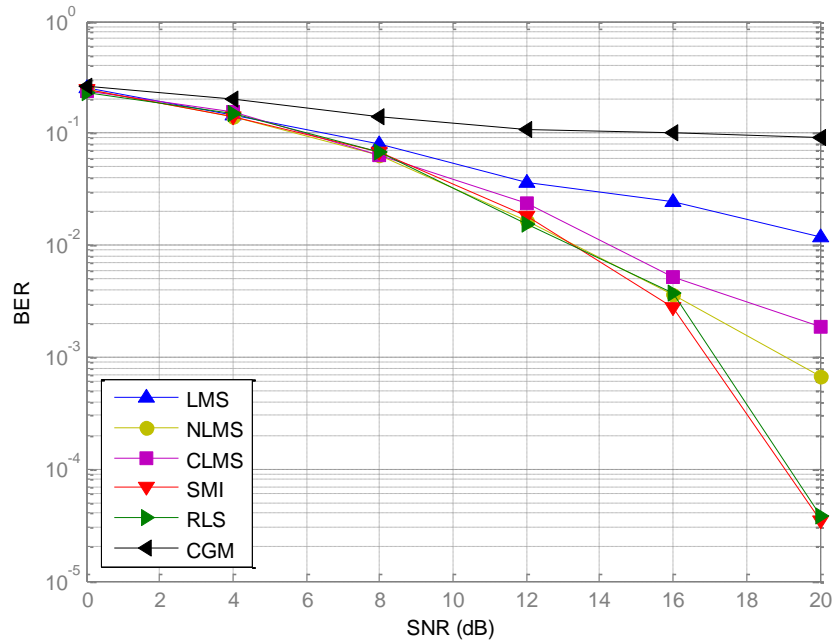


Figura 5.5 – Gráfico de desempenho BER vs. SNR para os algoritmos em filtragem espacial Pós-FFT

5.2.4 Comparativo da BER vs. SNR entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT

5.2.4.1 Em função do número de símbolos de treinamento

A Figura 5.6 apresenta um comparativo da BER vs. SNR entre as técnicas de filtragem espacial Pré-FFT e Pós-FFT usando diferentes tamanhos do preâmbulo reservado para filtragem espacial. O algoritmo SMI foi escolhido por apresentar o melhor desempenho comum a ambas as técnicas, de acordo com os resultados das Figuras 5.4 e 5.5.

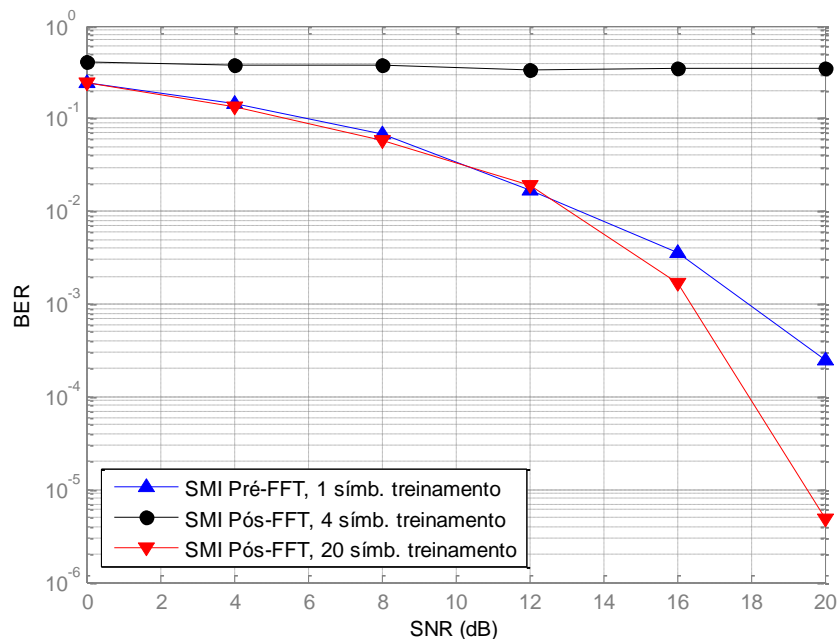


Figura 5.6 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes tamanhos do preâmbulo de treinamento

Observa-se que, para um número suficiente de sequências de treinamento (20 símbolos OFDM), o esquema Pós-FFT oferece desempenho consideravelmente superior ao obtido pelo Pré-FFT, como já era esperado. Contudo, ao reduzir de 20 para 4 o número de símbolos OFDM de treinamento, o método Pós-FFT não converge, mesmo o preâmbulo sendo 4 vezes maior que o utilizado pelo esquema Pré-FFT.

Isso acontece porque, como já discutido, na técnica Pós-FFT as amostras de referência se dividem entre os vários processadores na recepção. Assim, considerando 4 símbolos OFDM de treinamento com 128 amostras cada, elas se dividem entre 128 processadores, resultando apenas 4 amostras de referência para cada um. É por isso que a técnica Pós-FFT, em geral, só se justifica em sistemas que utilizam grande tamanho do *frame*, a fim de compensar a perda na eficiência, que, neste caso, é de cerca de 0,966 (600/621) para o esquema Pós-FFT com 20 símbolos de treinamento, contra aproximadamente 0,997 (600/602) do esquema Pré-FFT com apenas 1 símbolo de treinamento.

Por outro lado, em casos onde haja restrições ao tamanho do *frame* e o canal seja menos dispersivo, é possível contornar esse problema com a tática da *clusterização*, na qual um mesmo processador espacial é compartilhado por várias subportadoras que sofreram efeitos semelhantes do canal e que, portanto, podem ser processadas por um mesmo vetor de pesos. Esse agrupamento de subportadoras adjacentes reduz o número de DSP's necessários por um fator igual ao tamanho do *cluster*, e aumenta o preâmbulo de treinamento disponível a cada um pelo mesmo fator.

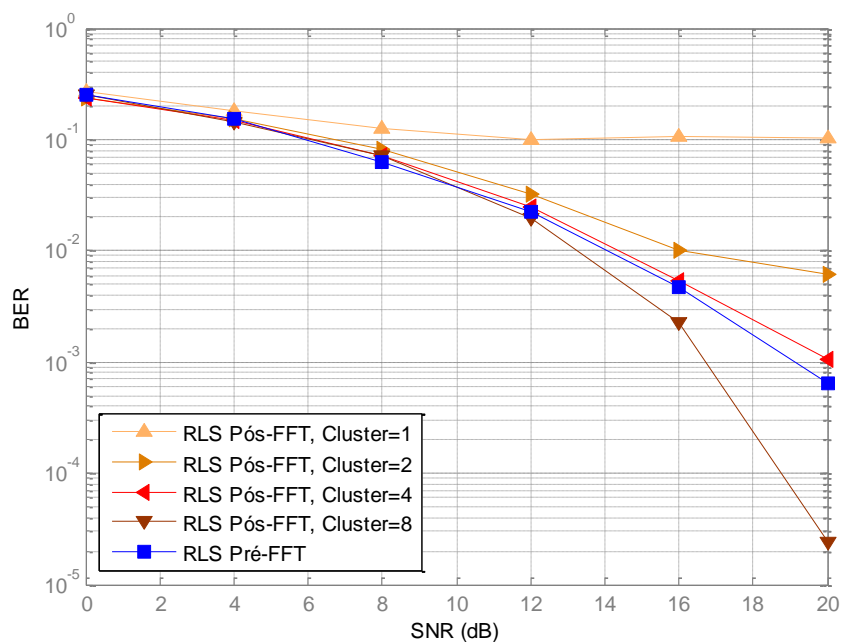


Figura 5.7 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes tamanhos do *cluster*

A Figura 5.7 apresenta os resultados de simulação utilizando o algoritmo RLS, que também apresentou bom desempenho em Pós-FFT, e um preâmbulo com 16 símbolos OFDM de treinamento. Assim, conforme o raciocínio anterior, apenas 16 amostras seriam disponibilizadas como referência para cada processador espacial em um cenário sem *clusterização*, o que, de acordo com a curva laranja-clara na Figura 5.7, não é suficiente para que o algoritmo convirja. Entretanto, à medida que se reúnem as subportadoras em *clusters*, o desempenho da BER vai melhorando, até se aproximar da situação Pré-FFT (*cluster* =4, 64 amostras de treinamento) e finalmente ultrapassá-la (*cluster*=8, 128 amostras de treinamento).

Desta maneira, a *clusterização* representa um eficiente método para reduzir os problemas de complexidade e tamanho do preâmbulo da técnica Pós-FFT. No entanto, o tamanho de cada *cluster* é limitado pelo nível de correlação do desvanecimento entre as subportadoras adjacentes. Seu aumento sucessivo provoca sensíveis degradações de desempenho, se for mantido fixo o tamanho do preâmbulo de treinamento, conforme mostram os resultados da Figura 5.8 para o algoritmo RLS.

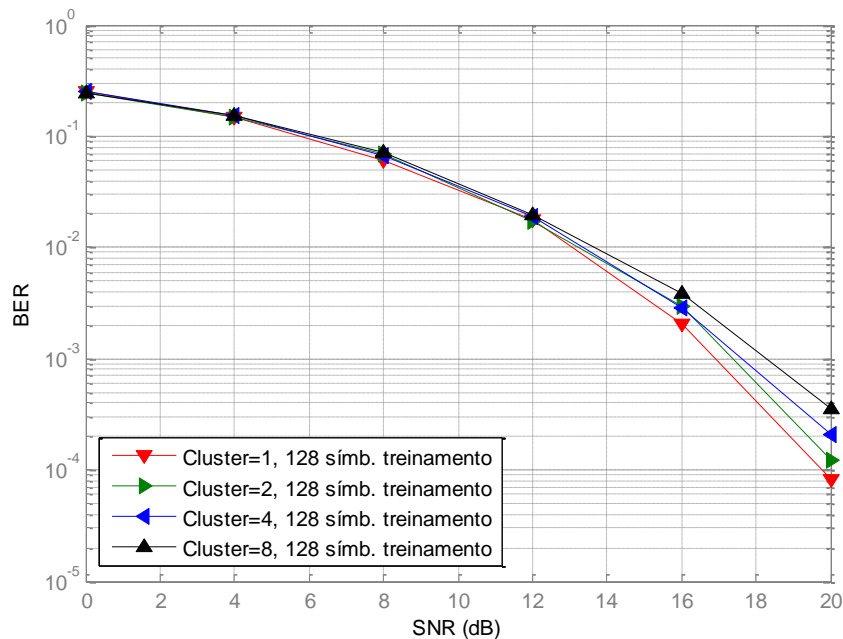


Figura 5.8 – Degradação da BER com o aumento do *cluster*, mantendo fixo o tamanho do preâmbulo de treinamento em todos os casos

5.2.4.2 Em função do número de elementos do arranjo

A Figura 5.9 faz um comparativo da BER entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT utilizando diferentes números de elementos do arranjo. A SNR foi mantida em 20 dB e o algoritmo utilizado foi o SMI.

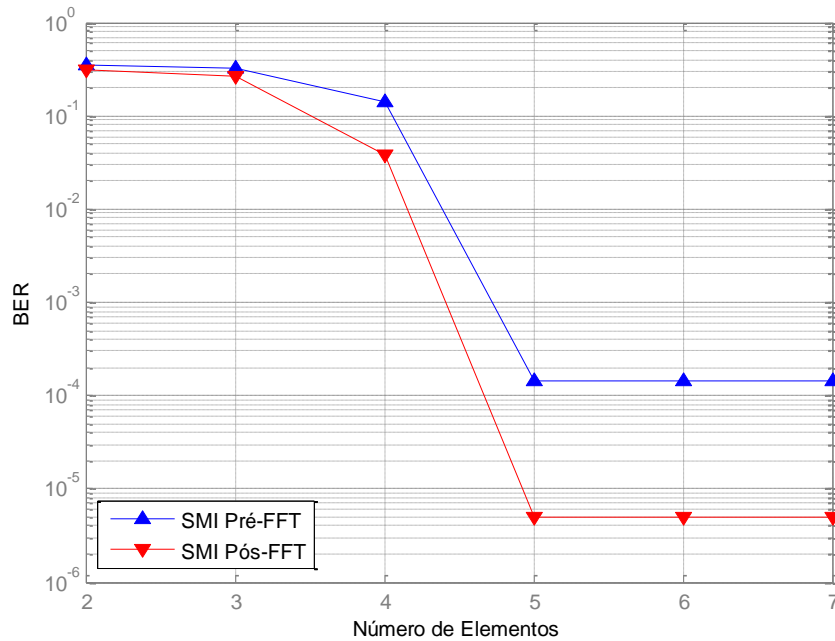


Figura 5.9 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes números de elementos do ULA

Novamente, o esquema Pós-FFT se sobressai ao Pré-FFT à medida que se aumenta o número de elementos do ULA, oferecendo um erro na ordem de 10^{-6} , contra 10^{-4} do esquema no domínio do tempo. É interessante notar, também, que o algoritmo SMI começa a apresentar bom desempenho já com 5 elementos, um a menos que o valor mínimo teórico visto anteriormente, e mantém a performance mesmo com o sucessivo aumento desse número.

5.2.4.3 Em função do espaçamento angular entre os usuários

Na Figura 5.10 é apresentado um comparativo da BER entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes espaçamentos angulares entre os usuários. O algoritmo adotado nesta simulação foi o LMS, que, para este cenário, demonstrou maior sensibilidade ao ângulo de chegada. Foi utilizado um ULA com 6 elementos, e a SNR foi mantida em 20 dB. Os ângulos de chegada considerados em cada passo de simulação estão apontados no quadro 5.4.

AOA	Usuários Desejados		Usuários Interferentes		
	1º	2º	1º	2º	3º
1º	0°	0°	0°	-40°	60°
2º	-3°	-3°	0°	-40°	60°
3º	-6°	6°	0°	-40°	60°
4º	-9°	9°	0°	-40°	60°
5º	-12°	12°	0°	-40°	60°
6º	-15°	15°	0°	-40°	60°

Quadro 5.4 - Diferentes ângulos de chegada em um cenário com grande proximidade entre os usuários

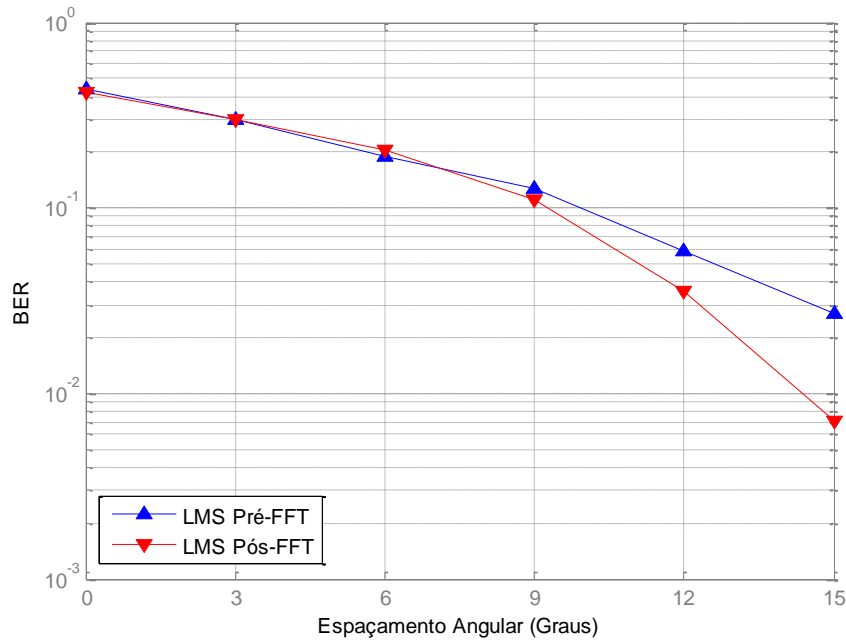


Figura 5.10 – Comparativo entre as técnicas Pré-FFT e Pós-FFT para diferentes espaçamentos angulares entre os usuários

Observa-se que a primeira situação é a mais crítica, na qual, de uma mesma direção (0°), chegam os sinais dos dois usuários desejados e de um dos interferentes. Nesse caso, não há como o arranjo adaptativo diferenciá-los, e a BER aumenta consideravelmente (ordem de 10^{-1}). No entanto, à medida que eles se afastam entre si (em passos de 3°), a BER vai diminuindo, pois o arranjo começa a ser capaz de separá-los através de SDMA. Por fim, na comparação direta entre os esquemas Pré-FFT e Pós-FFT em um cenário com usuários muito próximos, nota-se novamente que o esquema no domínio da frequência apresenta resultados sensivelmente superiores.

5.3 Resumo do capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os resultados comparativos entre os algoritmos adaptativos e entre as técnicas de filtragem Pré-FFT e Pós-FFT, estudados ao longo do presente trabalho. As comparações realizadas consistiram na avaliação de parâmetros como erro de convergência, formatação de feixes e nulos de radiação e BER. Na análise comparativa direta entre os esquemas Pré e Pós-FFT, foram levados em conta cenários diversos, como variação da SNR, do número de elementos do arranjo, do espaçamento angular entre os usuários e utilização (ou não) de técnicas de *clusterização*.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho procurou investigar a aplicabilidade das técnicas de filtragem espacial adaptativa em sistemas OFDMA. Tendo isto em foco, procedeu-se inicialmente à revisão teórica das tecnologias, bem como ao estudo e à implementação de alguns dos principais algoritmos de formatação de feixe já conhecidos. Em seguida, buscou-se direcionar a abordagem do estudo em conformidade com os principais focos de pesquisa acerca do tema encontrados na literatura.

Para o caso particular dos sistemas OFDM, identificou-se a existência de dois esquemas principais de implementação de arranjos adaptativos: um realizado no domínio do tempo, conhecido como filtragem espacial Pré-FFT; e outro efetuado no domínio da frequência, denominado filtragem espacial Pós-FFT. A abordagem comparativa entre ambos permitiu constatar um desempenho superior da técnica Pós-FFT em todos os âmbitos de avaliação considerados neste trabalho: relação sinal-ruído, número de elementos do arranjo e proximidade angular entre usuários desejados e interferentes.

Em contrapartida, tal superioridade do esquema no domínio da frequência é garantida à custa de um esforço computacional muito maior, fato comprovado neste trabalho pelo maior tempo de simulação requerido quando se utilizava essa configuração. Isso ocorre porque, enquanto a técnica Pré-FFT utiliza apenas um processador espacial para todo o sinal captado pelo arranjo, a técnica Pós-FFT processa a informação separadamente em cada subportadora OFDM, multiplicando a carga de processamento pelo tamanho do bloco IFFT/FFT. Outra desvantagem do esquema Pós-FFT é que ele requer longas sequências de treinamento, uma vez que elas serão repartidas entre as subportadoras, comprometendo a eficiência espectral e a taxa de bits dos sistemas que a implementam.

Diante do exposto, a aplicabilidade prática da filtragem espacial Pós-FFT fica condicionada à capacidade do sistema em suprir suas necessidades de processamento (muito embora isso possa ser parcialmente solucionado através da *clusterização*), bem como ao tamanho do *frame* utilizado e às exigências de desempenho frente a um canal altamente dispersivo. Para as demais aplicações, no entanto, a técnica de filtragem Pré-FFT desponta como uma solução simples e suficientemente eficaz.

A escolha do algoritmo adaptativo também envolve uma avaliação de compromisso entre desempenho e complexidade, mas também depende do esquema de filtragem a ser adotado. Se o algoritmo CGM, por exemplo, em Pré-FFT oferece a melhor performance, em Pós-FFT o seu desempenho é insatisfatório. Já o algoritmo SMI se destaca como alternativa

eficiente em ambas as técnicas; porém, sistemas de menor porte podem se satisfazer com soluções mais simples, como o algoritmo NLMS, que praticamente conserva a baixa complexidade do LMS, mas oferece resultados muito melhores.

Trabalhos futuros

Finalmente, podem-se destacar como sugestões de trabalhos futuros:

- a) implementar as técnicas descritas de filtragem espacial em arranjos com diferentes geometrias, como a planar e a circular, a fim de se verificar possíveis melhorias de desempenho frente às estruturas lineares;
- b) realizar novos estudos considerando um canal Rayleigh, isto é, sem linha de visada, aproximando ainda mais o cenário dos encontrados em sistemas móveis reais;
- c) considerar aspectos de mobilidade dos usuários. Seria interessante realizar estudos levando isso em consideração, a fim de se avaliar a capacidade dos algoritmos adaptativos em seguir os usuários preferenciais à medida que eles mudam de posição;
- d) um cenário com usuários móveis leva, automaticamente, à necessidade de se contabilizar os efeitos do espalhamento Doppler e, portanto, de um canal não mais estático. Além disso, o tamanho do *frame* passaria a ser limitado pelo tempo de coerência do canal. Esses fenômenos podem encorajar novos estudos que abordem seus efeitos, principalmente, sobre as técnicas de filtragem espacial Pós-FFT.

REFERÊNCIAS

- [1] GODARA, Lal Chand. Applications of antenna arrays to mobile communications, part I: performance improvement, feasibility, and system considerations. **Proceedings of the IEEE**, v. 85, n. 7, p. 1031-1060, jul. 1997.
- [2] GODARA, Lal Chand. Applications of antenna arrays to mobile communications, part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations. **Proceedings of the IEEE**, v. 85, n. 8, p. 1195-1245, ago. 1997.
- [3] LIU, Hui; LI, Guoqing. **OFDM-based broadband wireless networks: design and optimization**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. 251 p.
- [4] FRENZEL, Louis E. **Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM): FAQ tutorial**. Disponível em: <<http://mobiledevdesign.com/tutorials/ofdm/>>. Acesso em: 9 ago. 2009.
- [5] SAUNDERS, Simon; ZAVALA, Alejandro Aragón. **Antennas and propagation for wireless communication systems**. 2. ed. Guildford: John Wiley & Sons, 2007. 545 p.
- [6] LI, Ye; STUBER, Gordon. **Orthogonal Frequency Division Multiplexing for wireless communications**. Atlanta: Springer, 2006. 306 p.
- [7] ACÁCIO, Luís Carlos Lorenzo. **Equalização pré-FFT de sistemas baseados em Orthogonal Frequency-Division Multiplexing**. 2004. 192 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.
- [8] CHEUNG, Bing-Leung Patrick. **Simulation of adaptive array algorithms for OFDM and adaptive vector OFDM systems**. 2002. 104f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2002.
- [9] PRASAD, Ramjee. **OFDM for wireless communications systems**. Boston: Artech House, 2004. 274 p.
- [10] WEISS, Timo, et al. Mutual interference in OFDM-based spectrum pooling systems. In: IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 59., 2004, Milan. **Proceedings...** Milan: IEEE, 2004. p. 1873-1877.
- [11] ROCA, Amalia. **Implementation of a WiMAX simulator in Simulink**. 2007. 120 f. Monografia de Conclusão de Curso (Graduação) - Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Technischen Universität Wien, Vienna, 2007.
- [12] YUAN, Qingsheng, et al. Channel estimation and equalization for OFDM system with fast fading channels. In: IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 60., 2004, Los Angeles. **Proceedings...** Los Angeles: IEEE, 2004. p. 452-455.

- [13] TRIEU, Kim Ngan; AJIBOYE, Olumide. **Performance analysis of adaptive array system and space-time block coding in mobile WiMAX (802.16e) systems**. 2007. 97 f. Dissertação (Mestrado) – Department of Telecommunications and Signal Processing, Blekinge Institute of Technology, Karlskrona, 2007.
- [14] BAHAI, Ahmad; SALTZBERG, Burton. **Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM**. New Jersey: Kluwer, 2002. 216 p.
- [15] SRIKANTH, S., et al. **Orthogonal Frequency Division Multiple Access: is it the multiple access system of the future?**. Disponível em: < http://comm.au-kbc.org/Docs/Tutorils/OFDMA_BCW_cv6.pdf>. Acesso em: 13 ago. 2009.
- [16] HOU, Sheng-Wei; KO, Chi Chung. Intercarrier interference suppression for OFDMA uplink in time- and frequency-selective fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 58, n. 6, p. 2741-2754, jul. 2009.
- [17] YIN, Hujun; ALAMOUTI, Siavash. OFDMA: a broadband wireless access technology. In: IEEE SARNOFF SYMPOSIUM, 29., 2006, New Jersey. **Proceedings...** New Jersey: IEEE, 2004. p. 1-4.
- [18] SODRÉ JR., Arismar Cerqueira. **Projeto de arranjos de antenas para sistemas adaptativos de comunicações móveis celulares de últimas gerações**. 2002. 91 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2002.
- [19] TORQUATO, Ciro Augusto Paula. **Estudo do efeito de dipolos em arranjos de antenas adaptativas de sistemas de comunicação DS-CDMA**. 2003. 91 f. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações) – Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2003.
- [20] BALANIS, Constantine A. **Antenna theory: analysis and design**. 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. 1117 p.
- [21] HOJJAT, Nasrin, et al. A Matlab Simulink model for simulation of post-FFT smart antenna in 802.11a standard. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 4., 2005, Washington. **Proceedings...** New Jersey: IEEE, 2005. p. 34-37.
- [22] MATSUOKA, Hidehiro; SHOKI, Hiroki. Comparison of pre-FFT and post-FFT processing adaptive arrays for OFDM systems in the presence of co-channel interference. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS, 14., 2003, Beijing. **Proceedings...** Beijing: IEEE, 2003. p. 1603-1607.
- [23] GAO, Bo. **Computationally efficient approaches for blind adaptive beamforming in SIMO-ODFM systems**. 2009. 71 f. Dissertação (Mestrado) – Department of Electrical & Computer Engineering, McGill University, Montreal, 2009.
- [24] GODARA, Lal Chand. **Smart antennas**. Florida: CRC Press, 2004.

- [25] GUERRA, Maurício Vilela. **Utilização de antenas adaptativas em sistemas CDMA**. 2001. 86 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2001.
- [26] GROSS, Frank B. **Smart antennas for wireless communications**. Virginia: McGraw-Hill, 2005. 270 p.
- [27] DINIZ, Paulo S. R. **Adaptive filtering: algorithms and practical implementation**. 3. ed. Rio de Janeiro: Springer, 2008.
- [28] CAMPOS, M. L. R. Constrained adaptive filters. In: CHANDRAN, Satish. **Adaptive antenna arrays**. Berlin: Springer, 2004. p. 46-64.
- [29] BORIO, Daniele; CAMORIANO, Laura; PRESTI, Letizia Lo. Wiener solution for OFDM pre and post-FFT beamforming. In: EUROPEAN SIGNAL PROCESSING CONFERENCE, 14., 2006, Florence. **Proceedings...** Florence: 2006.
- [30] HARA, Shinsuke; BUDSABATHON, Montree; HARA, Yoshitaka. A pre-FFT OFDM adaptive antenna array with eigenvector combining. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, 40., 2004, Paris. **Proceedings...** Paris: IEEE, 2004. p. 2412-2416.