



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**SIMULADOR DE ENLACE
PARA 3G LTE
COM FOCO EM TÉCNICAS DE
MÚTIPLAS PORTADORAS E MÚTIPLAS ANTENAS**

Maice d'Utra da Costa

Renata Valverde Mello

Brasília, junho de 2007

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO
SIMULADOR DE ENLACE
PARA 3G LTE
COM FOCO EM TÉCNICAS DE
MÚLTIPLAS PORTADORAS E MÚLTIPLAS ANTENAS

Maice d'Utra da Costa

Renata Valverde Mello

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista*

Banca Examinadora

Prof. Dr. Paulo Henrique Portela de Carvalho, _____
ENE/UnB
Orientador

André Noll Barreto, INdT _____
Co-orientador

Robson Domingos, INdT _____
Co-orientador

Prof. Lúcio Martins Silva, ENE/UnB _____
Examinador interno

Dedicatórias

Àquele que é o caminho, a verdade e a vida.

Renata Valverde Mello

À todos que torceram para que desse certo.

Maice d'Utra da Costa

Agradecimentos

Agradeço a todas as pessoas que, com grandes ou pequenas contribuições, tornaram possível a conclusão desse trabalho. Em especial, aos meus pais, pelo carinho e pelo incondicional apoio, aos meus irmãos, meu namorado e meus amigos, pelo exemplo, pela companhia, pelo incentivo. Ao Professor Paulo pela dedicação e pelo conhecimento compartilhado. André Barreto, Robson Domingos, Fábio Póvoa, Edgar Barbosa, Tiago Costa e toda a equipe do projeto WiSiL pela ajuda. À Renata, por dividir comigo as dificuldades e as alegrias, pelo trabalho e pela amizade que construímos juntas.

Maice d'Utra da Costa

Primeiramente, a Deus por ter me guiado e me mostrado o caminho seguro e certo a seguir para chegar até aqui.

Também a meus pais, pelo apoio, dedicação e amor incondicional oferecidos para que a realização deste sonho fosse possível.

A minha irmã Larissa, pela amizade, compreensão e carinho.

Ao Professor Paulo Portela, por ter me apresentado ao mundo das telecomunicações e pela sempre motivadora e sábia orientação.

A toda a equipe do projeto WiSiL, em especial à equipe de link: André Barreto, Robson Domingos, Fábio Póvoa, Edgar Barbosa, Tiago Costa, pela ajuda.

Aos Professores José Camargo e Janaína Guimarães, por terem despertado o meu interesse pela pesquisa e sido responsáveis pelo início da minha vida acadêmica.

À Maice, pela amizade, companheirismo, paciência e todo o conhecimento compartilhado. Mostramos do que as engenheiras são capazes!

A todos os meus colegas da Elétrica, que hoje são verdadeiros amigos, pela coragem e persistência diante de todas as dificuldades encontradas.

Renata Valverde Mello

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre técnicas de transmissão com múltiplas portadoras, em especial a Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDM), e múltiplas antenas. Para tanto, foi desenvolvido um simulador de enlace de *downlink* em MATLAB, baseado nas especificações técnicas propostas para a evolução a longo prazo dos sistemas de comunicações móveis de terceira geração (3G-LTE). Os resultados das simulações permitiram a verificação de possíveis ganhos a serem obtidos utilizando as técnicas em questão.

ABSTRACT

This work presents a study about multicarrier transmission techniques, specially the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), and multiple antennas transmission techniques. For this purpose, a downlink simulator, based on technical specifications proposed for the third generation long term evolution communication systems (3G-LTE), was developed using MATLAB. The simulation results made possible the verification of the gains obtained when using these techniques.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS	1
1.2	MOTIVAÇÃO	1
1.3	OBJETIVOS	2
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	3
2	CANAL	4
2.1	INTRODUÇÃO	4
2.2	DESVANECIMENTOS DE PEQUENA ESCALA E MÚLTIPLOS PERCURSOS	5
3	MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIAS ORTOGONAIS	9
3.1	INTRODUÇÃO	9
3.2	BREVE HISTÓRICO	9
3.3	O CONCEITO DE MÚLTIPLAS PORTADORAS	10
3.4	MODELAGEM DE SISTEMAS OFDM	14
3.5	IMPLEMENTAÇÃO DOS SISTEMAS OFDM UTILIZANDO A FFT	17
3.6	INTERVALOS DE GUARDA	18
4	SISTEMAS COM MÚLTIPLAS ANTENAS	21
4.1	INTRODUÇÃO	21
4.1.1	BENEFÍCIOS DA UTILIZAÇÃO DE MÚLTIPLAS ANTENAS	22
4.2	ESQUEMAS DE DIVERSIDADE ESPACIAL	24
4.2.1	DIVERSIDADE COM DUAS ANTENAS DE TRANSMISSÃO E UMA ANTENA DE RECEPÇÃO	25
4.2.2	DIVERSIDADE COM DUAS ANTENAS DE TRANSMISSÃO E R_x ANTENAS DE RECEPÇÃO	28
4.3	TÉCNICAS DE DIVERSIDADE ESPACIAL NO TRANSMISSOR PARA SISTEMAS OFDM	31
4.3.1	DIVERSIDADE ESPAÇO-TEMPORAL OFDM NO TRANSMISSOR	31
4.3.2	DIVERSIDADE ESPAÇO-FREQÜÊNCIA OFDM NO TRANSMISSOR	33
5	EVOLUÇÃO A LONGO PRAZO PARA SISTEMAS DE TERCEIRA GERAÇÃO	35
5.1	INTRODUÇÃO	35
5.2	REQUISITOS	37
5.3	DUPLEXAÇÃO	38
5.4	CONCEITOS BÁSICOS PARA O ENLACE DIRETO UTILIZANDO OFDMA	40

5.4.1	ESQUEMA DE TRANSMISSÃO	40
5.4.2	CODIFICAÇÃO DE CANAL.....	41
5.4.3	ESQUEMAS DE MODULAÇÃO	41
5.4.4	MIMO E ESQUEMAS DE DIVERSIDADE	42
5.5	CONCEITOS BÁSICOS DO UPLINK UTILIZANDO SC-FDMA	44
6	SIMULADOR	46
6.1	INTRODUÇÃO	46
6.2	DESCRIÇÃO DOS MÓDULOS DO SIMULADOR.....	47
6.2.1	FORTE	47
6.2.2	MODULADOR.....	47
6.2.3	PRÉ-CODIFICADOR.....	48
6.2.4	TRANSMISSOR OFDM	49
6.2.5	CONVERSOR PARALELO/SÉRIE.....	50
6.2.6	CANAL	51
6.2.7	CONVERSOR SÉRIE/PARALELO	53
6.2.8	RECEPTOR OFDM	54
6.2.9	COMBINADOR.....	54
6.2.10	SAÍDA SOFT.....	55
6.2.11	COMPARADOR	56
6.2.12	CÁLCULO DA BER	56
6.3	VALIDAÇÃO DO SIMULADOR	57
6.4	RESULTADOS.....	57
6.4.1	ANÁLISE DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO DIGITAL.....	57
6.4.2	ANÁLISE DA TÉCNICA OFDM.....	58
6.4.3	DESEMPENHO DO OSTBC	61
6.4.4	DESEMPENHO DO SFBC-OFDM.....	62
6.4.5	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OSTBC E SFBC-OFDM.....	63
7	CONCLUSÕES	67
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	69
	ANEXOS.....	71
I	TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER.....	72

LISTA DE FIGURAS

2.1	Efeito Doppler	7
3.1	Representação dos Símbolos em Série e em Paralelo	12
3.2	Primeira Abordagem para Transmissão com Múltiplas Portadoras	13
3.3	Segunda Abordagem para Transmissão com Múltiplas Portadoras	14
3.4	Subportadoras OFDM no Domínio da Frequência	16
3.5	Subportadoras OFDM no Domínio do Tempo	16
3.6	Diagrama de Blocos para Implementação com FFT	18
3.7	Representação do Intervalo de Guarda	20
4.1	Esquema de diversidade de Alamouti com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção [14].	25
4.2	Esquema de diversidade de Alamouti com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção [14].	29
4.3	Esquema de diversidade espaço-temporal OFDM com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção.	32
4.4	Esquema de diversidade espaço-frequência OFDM com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção.	33
5.1	Configuração de Quadros	39
5.2	Mapeamento das Subportadoras OFDM no Espectro de RF	41
5.3	Constelações para QPSK, 16-QAM e 64-QAM	42
5.4	Estrutura do Transmissor no Uplink SC-FDMA	44
5.5	Esquema Tempo-Frequência para Downlink e Uplink no 3G LTE	45
6.1	Diagrama de Blocos do Simulador de Enlace <i>Downlink</i> 3G LTE	47
6.2	Perfil dos Canais Utilizados	53
6.3	Estrutura de Laços do Simulador	56
6.4	Sistemas SISO OFDM com canal AWGN	57
6.5	BER para sistemas MISO e perfil urbano com múltiplos percursos	58
6.6	BER para sistemas MIMO e perfil urbano com múltiplos percursos	59
6.7	Comparação do sistema em canal sem multipercursos e com multipercursos	60
6.8	BER para sistema SISO OFDM em Canais com Diferentes Perfis	61
6.9	Variação da Extensão Cíclica em Canal Urbano	62
6.10	Variação da Extensão Cíclica em Canal Montanhoso	63

6.11	BER para sistemas OFDM (SISO) e sistemas OSTBC (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação BPSK.....	64
6.12	BER para sistemas OFDM (SISO) e sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação BPSK.....	65
6.13	BER para sistemas OSTBC (MISO e MIMO) e sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação BPSK.....	65
6.14	BER para sistemas OSTBC (MISO e MIMO) e sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação 16-QAM.....	66
6.15	BER para sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) modulação BPSK em canais com perfil urbano e perfil montanhoso.	66

LISTA DE TABELAS

4.1	Codificação e seqüência de transmissão para duas antenas de transmissão e uma antena de recepção	26
4.2	Definição dos canais entre as antenas de transmissão e recepção.....	29
4.3	Notação para o sinal recebido nas duas antenas de recepção.....	30
5.1	Parâmetros de Transmissão para Enlace Direto com OFDM.....	40

LISTA DE SÍMBOLOS

Siglas

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BS	Base Station
CDMA	Code Division Multiple Access
CP	Cyclic Prefix
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
E-UTRA	Evolved Universal Terrestrial Radio Access
FDD	Frequency Division Duplex
GPRS	General Packet Radio System
GSM	Global System for Mobile Communications
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
ISI	Inter-symbol Interference
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
Mbps	Mega bits por segundo
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MS	Mobile Station
MU-MIMO	Multi User MIMO
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access

PDF	Probability Distribution Function
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
SC-FDMA	Single Carrier-Frequency Division Multiple Access
SDM	Spatial Division Multiplexing
SDMA	Spatial Division Multiple Access
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
STBC	Space-Time Block Coding
SFBC	Space-Frequency Block Coding
SU-MIMO	Single User MIMO
3G	Terceira Geração
3GPP	Third Generation Partnership Project
TDD	Time Division Duplex
TTI	Transmission Time Interval
UE	User Equipment
UTRA	Universal Terrestrial Radio Access
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiSiL	Wireless Simulation Lab

Capítulo 1

Introdução

1.1 Evolução dos sistemas de comunicações móveis

Desde o seu surgimento os sistemas de comunicações móveis experimentam mudanças significativas a cada década. Na década de 80, os sistemas de primeira geração (1G) eram baseados em tecnologias analógicas. Por outro lado, os sistemas de segunda geração (2G), na década de 90, baseavam-se em tecnologias digitais para tráfego de voz. Os sistemas de terceira geração (3G) ainda são baseados em tecnologia digital para voz, dados, tráfego multimídia e redes de pacotes comutados entre outros [1, 2]. O primeiro sistema 3G foi apresentado em outubro de 2001 no Japão [3].

Atualmente, as discussões acerca da futura geração de sistemas de comunicações móveis têm movimentado as pesquisas na área e gerado padrões de especificação, a fim de que novas técnicas possam ser utilizadas em conjunto com as já existentes para atender às necessidades do mercado. Diante deste cenário, o estudo do 3G-LTE (evolução em longo prazo da terceira geração) e 4G mostram-se extremamente relevantes. Isto pode ser justificado pelo fato de que o 3G-LTE previsto nos estudos e especificações atuais busca atender algumas das principais demandas dos sistemas de comunicações móveis esperados e apresenta-se como uma possível alternativa para a futura geração.

1.2 Motivação

A evolução tecnológica vivenciada nos dias atuais tem provocado profundas e rápidas transformações na maneira como as pessoas interagem e, sobretudo, se comunicam. Desta forma, o desenvolvimento de novos sistemas de comunicação e o aperfeiçoamento dos sistemas já existentes tornam-se imperativamente necessários. Haja vista este cenário, a próxima geração de sistemas de comunicação sem fio buscará atender alguns destes requisitos desejados.

Dentre estes requisitos, é possível listar um aumento na taxa de transmissão de dados e na qualidade de voz, em comparação aos padrões atuais. Além disto, as unidades móveis devem ser

aparelhos pequenos e leves, e também capazes de operar nos mais diversos tipos de ambiente: fechado e aberto; urbano, rural e montanhoso dentre outros. Isto significa que a próxima geração de sistemas sem fio deve apresentar melhor qualidade e cobertura, maior eficiência espectral e de potência, flexibilidade para operar em diversos ambientes e, ainda assim, permanecer acessível para uma larga aceitação no mercado.

A comunicação em canais sem fio é dificultada principalmente pelo desvanecimento devido a múltiplos percursos. Múltiplos percursos são definidos pela chegada do sinal transmitido ao receptor por meio de diferentes ângulos e/ou diferentes atrasos temporais e/ou diferentes deslocamentos de frequência (i.e. Doppler). Estes efeitos resultam do espalhamento das ondas eletromagnéticas no ambiente. Conseqüentemente, a potência do sinal recebido pode variar espacialmente (devido ao espalhamento angular), na frequência (devido ao espalhamento por atraso) e no tempo (devido ao espalhamento Doppler) por meio da superposição aleatória das componentes de múltiplos percursos recebidas. Esta flutuação aleatória nos níveis de potência do sinal, conhecida como desvanecimento, pode afetar significativamente a qualidade e confiabilidade do sistema de comunicação. Além disso, as limitações de potência e largura de banda impostas tornam a tarefa de projetar sistemas de comunicação com altas taxas de transmissão de dados e alta confiabilidade ainda mais desafiadora.

1.3 Objetivos

Diante do contexto apresentado, este projeto objetivou o desenvolvimento de uma ferramenta computacional em MATLAB, um simulador, para o estudo de algumas das técnicas previstas e especificadas para o 3G-LTE. Este simulador visa investigar a camada física, ou seja, as técnicas a serem utilizadas no nível de enlace, mais especificamente. Dentro deste escopo, o foco do projeto foi concentrado no estudo das técnicas OFDM e MIMO, almejando sempre o combate aos desvanecimentos por múltiplos percursos, com a finalidade de podermos determinar as vantagens e desvantagens das mesmas em diferentes cenários.

Isto significa que o objetivo do trabalho é a determinação dos ganhos associados com OFDM e MIMO. Utilizou-se, então, um simulador de enlace de *downlink*. A cada iteração de simulação, o canal de rádio entre cada par de estação base (antena de transmissão) e estação móvel (antena de recepção) é calculado de acordo com os modelos de atraso e desvanecimento do canal. Com base nestas realizações dos canais, além dos ruídos e interferências, uma razão sinal ruído (SNR) é calculada para o enlace de comunicação. A partir destes resultados da simulação de enlace, tanto para o *dowlink* quanto para o *uplink*, os valores de taxa de erro de bit (BER) são então mapeados para serem fornecidos ao simulador do sistema de comunicação, a fim de que possa ser realizado o estudo do sistema 3G-LTE por completo. Os simuladores de enlace de *uplink* e sistêmico são parte integrante do projeto WiSiL (Wireless Simulation Lab) juntamente com o simulador de enlace de *downlink*, apresentado neste trabalho. Todavia, os outros simuladores estão sendo desenvolvidos por outros grupos de alunos e pesquisadores.

1.4 Estrutura do trabalho

O primeiro capítulo faz uma breve descrição de canais com múltiplos percursos, visando a ambientação do leitor ao problema apresentado. Os dois capítulos seguintes são dedicados à apresentação das técnicas OFDM e MIMO. No capítulo 3 é apresentado o conceito de múltiplas portadoras, além da modelagem e implementação de sistemas OFDM utilizando o algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT). No capítulo 4 é introduzido o conceito de múltiplas antenas, bem como alguns dos esquemas de diversidade espacial em estudo, inclusive adaptados a sistemas OFDM. No capítulo 5 são esplanadas as especificações e previsões acerca de como deve ser caracterizado o enlace de comunicação nos sistemas 3G-LTE, a partir da norma do 3GPP (Third Generation Partnership Project). No capítulo 6 é apresentada a arquitetura do simulador desenvolvido, assim como sua implementação e os resultados obtidos por meio de sua utilização. Por fim, na conclusão são encontrados uma breve revisão dos resultados obtidos e propostas de trabalhos futuros envolvendo o mesmo tema e o simulador desenvolvido.

Capítulo 2

Canal

Este capítulo apresenta alguns conceitos sobre o canal de rádio dos sistemas móveis, importantes para o desenvolvimento do presente trabalho.

2.1 Introdução

O estudo e a modelagem do canal de rádio têm fundamental importância dentro do contexto dos sistemas de comunicação. Em especial, em sistemas de comunicações móveis, o canal impõe algumas limitações ao desempenho e seu modelo pode ser bastante complexo, por conter elementos aleatórios de difícil predição.

A propagação em canais de rádio móvel é caracterizada essencialmente pela natureza de múltiplos percursos. O sinal entre um transmissor e um receptor pode conter um componente da linha de visada direta (LOS), além de diversos outros, que chegam ao receptor por diferentes caminhos e, portanto, com diferentes amplitudes e atrasos. Os sistemas móveis operam, muitas vezes, em cenários urbanos, em que dificilmente existe linha de visada entre o transmissor e o receptor. Nesse tipo de ambiente, os prédios altos causam perdas por difração. Além disso, os diversos objetos do ambiente causam reflexões, fazendo que as ondas eletromagnéticas percorram os diferentes caminhos.

Como consequência dos diversos efeitos causados pelo ambiente na propagação das ondas eletromagnéticas, a potência recebida oscila, quando observada em função do tempo e da frequência. Inicialmente, o estudo do canal para sistemas de comunicações móveis envolveu, a análise da variabilidade temporal para canais de banda estreita. Entretanto, a evolução desses sistemas vem exigindo taxas de transmissão cada vez maiores, aumentando a importância das análises envolvendo a seletividade em frequência do canal.

O deslocamento do equipamento móvel ocasiona uma rápida flutuação na intensidade do sinal recebido instantaneamente pelo mesmo, pois o sinal recebido é a soma de sinais vindos de direções diversas. As envoltórias desses sinais são aleatórias, e seguem uma distribuição como, por exemplo, a distribuição Rayleigh. A variação do sinal, nesse caso, é definida como um desvanecimento de pequena escala, e a potência do sinal recebido pode variar 30 ou 40 dB, com deslocamentos de fração de comprimento de onda. Essas variações rápidas sofridas pelo sinal são modeladas pelos

chamados modelos de pequena-escala, ou modelos de desvanecimento. Quando o móvel se desloca, no sentido de se afastar da estação base, o nível médio do sinal vai decrescendo gradualmente e esse sinal médio é estimado por modelos de propagação de larga escala.

Os modelos de larga escala consideram essencialmente dois mecanismos para descrever a flutuação nos níveis médios de sinal: *Path Loss* e *Shadowing*. O primeiro descreve a dependência entre o nível do sinal e a distância entre o móvel e a base. O segundo trata das flutuações do sinal, observadas a uma distância fixa, devidas a características do ambiente de propagação como, por exemplo, o bloqueio de um importante caminho, enquanto o terminal está em movimento.

Dentro do escopo deste trabalho, os modelos de larga escala são menos relevantes. As novas tecnologias de comunicação sem fio precisam de uma análise mais detalhada dos modelos de desvanecimentos de pequena escala, para lidar melhor com os efeitos de múltiplos percursos. Portanto, esse capítulo se destina a descrever o canal, considerando o desvanecimento de pequena escala e os múltiplos percursos.

2.2 Desvanecimentos de Pequena Escala e Múltiplos Percursos

Os modelos de pequena escala são válidos para pequenas distâncias, ou pequenos intervalos de tempo, em que os efeitos de larga escala podem ser ignorados. Os desvanecimentos de pequena escala são causados pela interferência entre duas versões do mesmo sinal, que chegam ao receptor por caminhos distintos, com diferentes atrasos. A combinação desses sinais, chamados componentes de multipercurso, resulta em grandes variações de amplitude e de fase no sinal recebido. Os principais efeitos causados pelos múltiplos percursos são as rápidas variações na intensidade do sinal, modulações em frequência aleatórias, devidas aos deslocamentos *Doppler* em diferentes sinais de multipercurso, além de dispersões no tempo, causadas pelos atrasos dos múltiplos percursos.

Conforme mencionado na seção anterior, as diferentes componentes que chegam ao receptor possuem características aleatórias, que podem seguir uma distribuição do tipo Rayleigh. A distribuição de Rayleigh possui a função densidade de probabilidade (pdf) dada pela equação 2.1.

$$p_r(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

onde σ é o valor rms do sinal recebido antes da detecção por envoltória, e σ^2 é a potência média do sinal recebido antes da detecção por envoltória. A probabilidade de que a envoltória do sinal recebido não exceda um valor R específico é dada pela função de distribuição acumulativa (CDF) mostrada na equação 2.2.

$$P(R) = P_r(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \quad (2.2)$$

As componentes de multipercurso se combinam vetorialmente na antena de recepção, podendo causar distorções e desvanecimentos no sinal recebido pelo móvel. Mesmo que o usuário esteja

parado, os desvanecimentos podem ocorrer, devido à movimentação de elementos ao redor do móvel. Existem efeitos construtivos e destrutivos entre as componentes de multipercurso em diversas posições do espaço, e um terminal em movimento pode eventualmente parar em um ponto de interferências destrutivas, em que o sinal recebido está bastante comprometido pelo desvanecimento. O movimento dos objetos ao redor pode evitar que essa situação perdure. Uma outra maneira de evitar esses pontos de desvanecimento intenso é utilizar técnicas de diversidade espacial com antenas. As técnicas de múltiplas antenas serão abordadas no capítulo 4.

Os principais fatores que influenciam o desvanecimento de pequena escala são citados a seguir:

- Propagação em múltiplos percursos.
- Velocidade do móvel.
- Velocidade dos objetos à volta do móvel.
- Banda de transmissão do sinal.

A existência sinais de múltiplos percursos pode causar danos devidos a interferências entre versões do mesmo sinal transmitido (ISI). Uma das técnicas utilizadas para combater a interferência intersimbólica em canais com múltiplos percursos é a transmissão de dados em paralelo, com taxas menores, em diversas subportadoras, em especial utilizando subportadoras ortogonais, como é o caso da técnica OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, que será apresentada no capítulo 3.

O movimento relativo entre o móvel (MS) e a base (BS) causa também desvios na frequência para os sinais de multipercurso. O desvio de frequência do sinal recebido, devido ao movimento é chamado de *Deslocamento Doppler* e é diretamente proporcional à velocidade e à direção de movimento do móvel com relação à direção de chegada da onda de multipercurso. Dada a figura 2.1, quando o terminal do usuário se move do ponto A ao ponto B, com velocidade v , recebendo o sinal de uma fonte remota F , a diferença entre os caminhos percorridos pelo sinal é de $\Delta l = v\Delta t \cos \theta$, onde Δt é o tempo que o móvel leva para deslocar-se de A até B. A alteração na fase do sinal recebido, devida à diferença no tamanho dos sinais recebidos é expressa por [4]:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.3)$$

A aparente mudança na frequência, ou *Deslocamento Doppler*, é expressa na equação 2.4, que descreve o *Deslocamento Doppler* com relação à velocidade do móvel e ao ângulo entre a direção do movimento e a direção de chegada da onda.

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.4)$$

Quando o usuário se move na direção da chegada da onda, há um aumento na frequência, e dizemos que o *Deslocamento Doppler* é positivo. Se o movimento distancia o móvel com relação à direção de chegada da onda, há um decréscimo na frequência, e o *Deslocamento Doppler* é dito negativo.

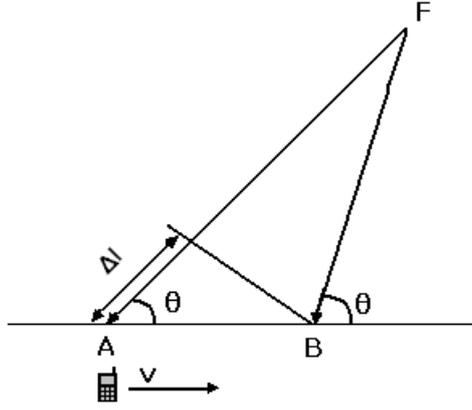


Figura 2.1: Efeito Doppler

Como mencionado anteriormente, a propagação dos sinais de informação no ambiente sem fio das comunicações móveis pode ser descrito por múltiplos percursos que surgem devido às reflexões e espalhamentos no ambiente. Aproximando estes múltiplos percursos por um número finito de N percursos distintos, a resposta impulsional do canal, que representa o modelo de linhas de atraso, pode ser escrita como visto na equação 2.5

$$h(\tau) = \sum_i^N a_i \delta(\tau_i) \quad (2.5)$$

onde a_i é a amplitude e τ_i o atraso no tempo, para cada componente de multipercurso. Devido ao espalhamento de cada uma das ondas na vizinhança do móvel, cada percurso será a superposição de um grande número de ondas espalhadas com aproximadamente o mesmo atraso. Esta superposição provoca desvanecimentos variantes no tempo nas amplitudes dos sinais de cada percurso. Estes desvanecimentos podem ser bem descritos por amplitudes com distribuição de Rayleigh variando de acordo com um espectro Doppler clássico, mostrado em 2.6,

$$S(f) \propto \frac{1}{\sqrt{1 - (\frac{f}{f_D})^2}} \quad (2.6)$$

onde $f_D = \frac{v}{\lambda}$ é o desvio Doppler máximo, que é uma função da velocidade do móvel v e o comprimento de onda λ .

O presente trabalho apresenta duas técnicas de transmissão que prometem grandes melhorias de desempenho para os sistemas de comunicações móveis do futuro. Conforme mencionado anteriormente nesse capítulo, No capítulo 3 será descrita a técnica de Multiplexação por Divisão em Freqüências ortogonais, que tem se mostrado como uma eficiente alternativa para combater os danos causados por múltiplos percursos, principalmente a Interferência Intersimbólica. Posteriormente, serão apresentadas no capítulo 4 técnicas de múltiplas antenas, que promovem um ganho de diversidade espacial, combatendo os pontos de desvanecimento severo, causados pelas interferências destrutivas entre componentes de multipercurso do sinal. Finalmente, no capítulo 6, que descreve o simulador de enlace proposto neste trabalho, são apresentados os perfis de canais

com multipercurso utilizados nas simulações.

Capítulo 3

Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais

Este capítulo apresenta os principais aspectos teóricos acerca da técnica de multiplexação por divisão em frequências ortogonais, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), expondo, além de uma formulação matemática, as características e aplicações dessa técnica.

3.1 Introdução

A técnica OFDM consiste na transmissão de dados em paralelo, utilizando subportadoras com uma particular sobreposição espectral, que resulta em uma significativa economia de banda, em relação às técnicas tradicionais de multiplexação em frequência (utilizando intervalos de guarda entre as subportadoras). Embora exista uma sobreposição entre as subportadoras moduladas, o espaçamento entre as mesmas garante a sua ortogonalidade, de modo que a informação conduzida por cada subportadora possa ser recuperada sem interferência das demais. Os sistemas OFDM podem ser implementados

3.2 Breve Histórico

Os primeiros sistemas utilizando múltiplas portadoras surgiram ainda no final dos anos 50. Eram aplicações militares para enlaces de rádio, que utilizavam sinais ortogonais, porém limitados em frequência, e sem sobreposições. Essas restrições eram impostas pela pequena precisão no controle da frequência das subportadoras, e também pela utilização de filtros analógicos na recepção do sinal.

A técnica de transmissão OFDM, do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, surgiu

como uma evolução da transmissão por múltiplas portadoras. As primeiras referências à utilização de sinais ortogonais limitados no tempo, de forma semelhante à técnica OFDM, datam de 1960 [5]. Entretanto, naquela época, a implementação de sistemas com subportadoras ilimitadas no domínio da frequência não era viável, pois a detecção era realizada utilizando filtros analógicos, tornando difícil a recuperação das subportadoras sem que houvesse interferência entre as mesmas. Nesse contexto, durante a década de 60, foram desenvolvidos trabalhos importantes acerca da transmissão por múltiplas portadoras, porém limitadas em frequência, como o trabalho de Robert W. Chang [6, 7]. Em seu trabalho, desenvolvido em 1966, Chang propõe os princípios básicos da multiplexação ortogonal, para a transmissão de dados simultaneamente, através de um meio linear e com banda de frequência limitada, obtendo máxima taxa de transmissão, sem a ocorrência de interferência intersimbólica, ou entre canais adjacentes. Em 1970, a técnica de transmissão utilizando Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM) foi patenteada nos Estados Unidos.

3.3 O Conceito de Múltiplas Portadoras

Em sistemas de comunicação sem fio, os efeitos do canal impõem restrições para as taxas de transmissão de dados. Podemos considerar um sistema de transmissão digital, utilizando modulação linear, como M-QAM ou M-PSK, em que os símbolos modulados possuem uma duração de T_s . O canal em que este sistema será implementado deverá ser caracterizado principalmente pela sua natureza de múltiplos percursos. Os múltiplos percursos podem ser descritos pela sua potência e pelo seu espalhamento no tempo. Ao transmitir os símbolos por um canal, cujo espalhamento máximo no tempo é dado por τ_m , a recepção será livre de Interferência Intersimbólica (ISI) se a condição expressa a seguir for atendida.

$$\tau_m \ll T_s \quad (3.1)$$

Conseqüentemente, a taxa de transmissão em uma única portadora está relacionada com o atraso do canal no tempo, conforme podemos inferir da equação abaixo.

$$R_b = \log_2(M) \cdot T_s^{-1} \quad (3.2)$$

Uma maneira de aumentar a taxa de transmissão efetiva é dividir o conjunto de dados em K subconjuntos com menor taxa de transmissão e transmiti-los utilizando várias portadoras adjacentes no domínio da frequência. Se a banda necessária para a transmissão com portadora única for representada por B , essa banda não será afetada pela transmissão em paralelo no domínio da frequência. Então, a banda de cada subportadora será B/K , enquanto a duração de cada símbolo, T_s será aumentada por um fator K .

Com isso, os sistemas de múltiplas portadoras possuem uma maior tolerância com relação aos atrasos devidos a múltiplos percursos, além de uma maior robustez com relação aos desvanecimentos seletivos em frequência. A utilização de canais mais estreitos é que traz o benefício com relação

aos desvanecimentos seletivos em frequência, pois a natureza do desvanecimento torna-se quase plana nas pequenas faixas de canal. Assim, nos sistemas de portadora única o desvanecimento pode causar danos irreparáveis, prejudicando o funcionamento de todo o enlace, exigindo a implementação de equalizadores e aumentando a complexidade do sistema. Já no caso dos sistemas de múltiplas portadoras, apenas uma pequena porcentagem das subportadoras seria afetada, pois as mesmas estão em diferentes frequências. Nesse caso, códigos corretores de erro poderiam ser aplicados para restaurar as poucas subportadoras que sofreram danos.

Embora possa parecer razoável, o aumento indiscriminado do número de subportadoras não é possível, pois um grande aumento na duração dos símbolos torna a transmissão muito sensível à incoerência temporal do canal, que está relacionada com a frequência Doppler máxima ν_{max} . Então, a seguinte relação deverá ser cumprida:

$$\nu_{max} \cdot T_s \ll 1 \quad (3.3)$$

As condições estabelecidas nas expressões 3.1 e 3.3 são válidas simultaneamente se um fator de coerência $c = \nu_{max} \cdot \tau_m$ satisfizer a condição $c \ll 1$. Para um fator de coerência suficientemente pequeno, deverá existir uma duração para os símbolos T que satisfaça as duas condições e possibilite as melhores condições de transmissão para um determinado canal. Com essa duração de símbolos adequada, pode-se configurar a transmissão em paralelo dos mesmos através do canal.

Há duas maneiras de modelar e implementar os sistemas de múltiplas portadoras [8]. Ambas são equivalentes com relação às propriedades de transmissão, porém diferem ligeiramente do ponto de vista conceitual. A primeira modelagem enfatiza o aspecto de múltiplas portadoras, ao propor que K portadoras distintas sejam moduladas independentemente. A segunda abordagem é baseada em um banco de K filtros passa-faixa adjacentes, excitados por um conjunto de dados em paralelo, resultando em uma transmissão paralela no domínio da frequência. Essa é a modelagem implementada em sistemas práticos.

A primeira abordagem mantém fixa a frequência de cada subportadora e considera a modulação no domínio do tempo para cada subportadora. Já a segunda abordagem mantém fixo um intervalo de tempo de duração T e considera a modulação no domínio da frequência para cada intervalo.

No primeiro esquema, a seqüência de dados a ser transmitida é dividida em K subseqüências paralelas, que modulam suas respectivas subportadoras na frequência f_k em banda base, representada pela exponencial $exp(j2\pi f_k t)$. Os símbolos modulados serão representados por s_{kl} , onde k representa o índice da frequência e l o índice do tempo. Os dados em paralelo excitam réplicas de um mesmo pulso de transmissão em banda base, representado por $g(t)$, e depois modulam as diferentes subportadoras. Por fim, esses sinais são somados e transmitidos. A figura 3.2 mostra um diagrama de blocos para esse esquema. O sinal complexo em banda base é dado pela expressão 3.4 a seguir.

$$s(t) = \sum_k e^{j2\pi f_k t} \sum_l s_{kl} g(t - lT) \quad (3.4)$$

Onde T é a duração dos símbolos em paralelo. O índice l do tempo pode variar de menos

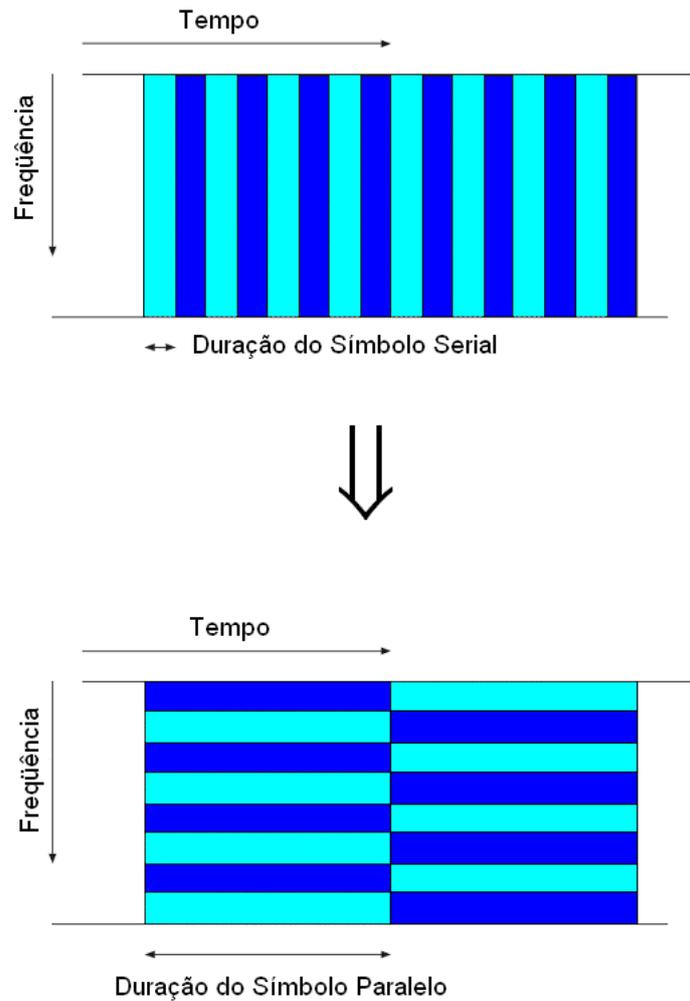


Figura 3.1: Representação dos Símbolos em Série e em Paralelo

infinito até infinito, ou de zero a infinito, de acordo com a conveniência. Porém, em aplicações reais, a transmissão deverá iniciar e acabar em instantes de tempo bem determinados. Então, é razoável variar o índice l entre zero e $L - 1$, onde L é um valor inteiro. O índice da frequência pode variar em um domínio limitado de K frequências distintas, representadas matematicamente por $k = 0, 1, \dots, K - 1$. Se for desejado, as frequências podem ser distribuídas de modo que f_0 fique no centro, representando o nível DC em banda base, ou a frequência central f_c em banda passante. Por razões de simetria, pode-se, então, fazer o número de subportadoras igual a $K + 1$, onde K é um número par. Nesse caso, tem-se $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K/2$. Na prática, a componente DC permanece, muitas vezes, vazia.

Para fazer a modelagem do segundo esquema, define-se um pulso de transmissão $g(t)$ e obtêm-se réplicas desse pulso, deslocadas na frequência.

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \cdot g(t) \quad (3.5)$$

Assim, se $g(t) = g_0(t)$ está localizado na frequência $f = 0$, então $g_k(t)$ estará localizado na frequência $f = f_k$. Contrastando com o primeiro esquema, para cada instante de tempo l , o

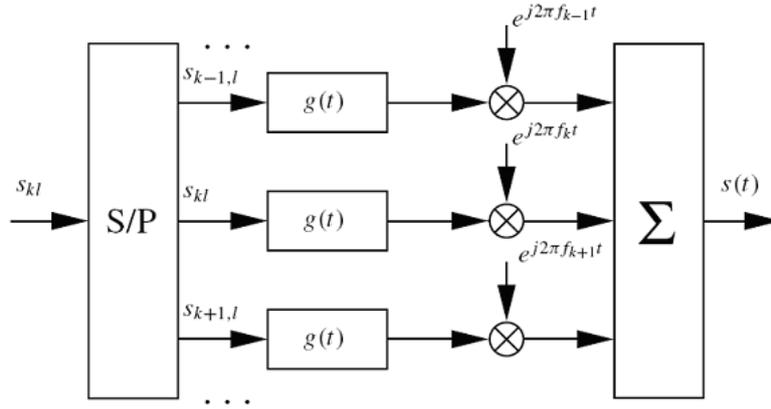


Figura 3.2: Primeira Abordagem para Transmissão com Múltiplas Portadoras

conjunto de K , ou $K + 1$, símbolos modulados é transmitido utilizando diferentes pulsos $g_k(t)$. O conjunto em paralelo excita um banco de K , ou $K + 1$ filtros passa-faixa distintos. As saídas dos filtros são somadas e transmitidas. O sinal complexo em banda base é representado pela expressão a seguir.

$$s(t) = \sum_k \sum_l s_{kl} g_k(t - lT) \quad (3.6)$$

Em que definimos $g_{kl}(t)$ conforme a expressão abaixo.

$$g_{kl}(t) = g_k(t - lT) = e^{j2\pi f_k(t-lT)} \cdot g(t - lT) \quad (3.7)$$

E agora podemos obter uma expressão compacta para o sinal complexo em banda base, de acordo com a segunda modelagem. A equação 3.8 abaixo representa a síntese do sinal no lado do transmissor, em que l se refere ao instante de transmissão, enquanto os coeficientes, a cada instante, fazem parte de um conjunto $\{s_k\}_{k=1}^K$ que representa um vetor de símbolos contendo a informação a ser transmitida. Os pulsos $g_k(t)$ representam a base escolhida para transmitir a informação por meio do sinal $s(t)$.

$$s(t) = \sum_{kl} s_{kl} g_{kl}(t) \quad (3.8)$$

A figura 3.3 mostra um diagrama de blocos que ilustra a segunda modelagem, proposta acima.

Ambos os métodos são equivalentes, entretanto, conforme já foi mencionado, a descrição por um banco de filtros, correspondente ao segundo esquema proposto, é mais próxima das implementações reais. Essa afirmação é especialmente verdadeira quando o esquema de múltiplas portadoras é o OFDM, pois o banco de filtros é implementado utilizando a Transformada Rápida de Fourier, conforme será discutido nas próximas seções.

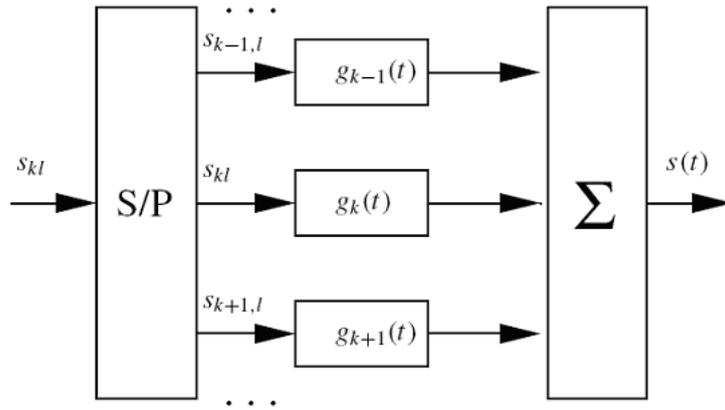


Figura 3.3: Segunda Abordagem para Transmissão com Múltiplas Portadoras

3.4 Modelagem de Sistemas OFDM

Na seção anterior, foi desenvolvido o conceito de transmissão com múltiplas portadoras. Entretanto, não foi feita qualquer menção sobre o formato do pulso de transmissão $g(t)$. É conveniente adotar uma base ortogonal para a transmissão dos dados. Na expressão 3.9 a seguir, definimos o produto escalar entre dois sinais $\Psi(t)$ de energia finita.

$$\langle \Psi_p, \Psi_q \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_p(t) \cdot \Psi_q^*(t) dt \quad (3.9)$$

Os sinais serão ditos ortogonais quando forem independentes entre si e, nesse caso, o produto escalar entre os mesmos será nulo. Para a equação 3.8, escolhemos os pulsos $g_{kl}(t)$ de modo que eles sejam ortogonais entre si, seguindo a relação abaixo:

$$\langle g_{kl}, g_{k'l'} \rangle = \delta_{kk'} \delta_{ll'} \quad (3.10)$$

Onde $\delta_{kk'}$ e $\delta_{ll'}$ representam o Delta de Kronecker, ou seja, $\delta_{kk'} = 1$ se $k = k'$ e $\delta_{kk'} = 0$ caso contrário. O mesmo ocorre para $\delta_{ll'}$.

A ortogonalidade assegura que os símbolos modulados sejam detectados a partir do sinal transmitido sem interferência intersimbólica (ISI). Isso quer dizer que, idealmente, um detector D_{kl} adequado para o pulso $g_{kl}(t)$ teria como saída apenas o símbolo s_{kl} . A ISI ocorre como consequência da passagem do símbolo por um canal com múltiplos percursos. Na seção 3.6 apresentamos uma característica adicional dos sistemas OFDM que é uma maneira bastante eficiente de combatê-la.

$$D_{kl} [s] = \langle g_{kl}, s \rangle = s_{kl} \quad (3.11)$$

No caso de um sistema OFDM, são escolhidos pulsos limitados no tempo, e a relação matemática da ortogonalidade se verifica entre as frequências das subportadoras. A base de pulsos ortogonais limitados no domínio do tempo utilizada para a transmissão OFDM é o conjunto de exponenciais complexas limitadas no tempo das Séries de Fourier. Obtemos pulsos $g_{kl}(t)$ limitados no domínio

do tempo e ortogonais na frequência ao escolher pulsos $g(t)$ limitados a um intervalo $[-T/2, T/2]$ de duração T . No domínio da frequência, o pulso é representado por $G(f)$. Definimos:

$$f_k = k \frac{1}{T} \quad (3.12)$$

Definimos também o pulso deslocado:

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} g(t) \quad (3.13)$$

Representado na frequência da seguinte maneira:

$$G_k(f) = G(f - f_k) \quad (3.14)$$

E temos os pulsos $g_{kl}(t) = g_k(t - lT)$, conforme a expressão 3.7. Como esses pulsos são deslocados no tempo por diferentes l , a condição proposta na expressão 3.10 é atendida. Quando os pulsos no domínio do tempo possuem a forma retangular, no domínio da frequência é possível observar que o espectro de cada subportadora é da forma $\text{sinc}(x)$, com os pontos de cruzamento em zero exatamente sobre os múltiplos do inverso da duração de um símbolo. Então, uma cuidadosa atribuição de frequências entre as subportadoras deverá garantir que o pico de cada uma corresponda aos pontos nulos das demais. Assim, embora haja uma sobreposição espectral entre as subportadoras, elas podem ser separadas devido à sua ortogonalidade. Com relação ao domínio do tempo, a característica da ortogonalidade implica que cada subportadora contém um número inteiro de ciclos, e que duas subportadoras diferem por um número inteiro de ciclos, durante o intervalo de duração de um símbolo OFDM. As figuras 3.4 e 3.5 evidenciam as características mencionadas acima, tanto para o domínio da frequência, quanto para o domínio do tempo.

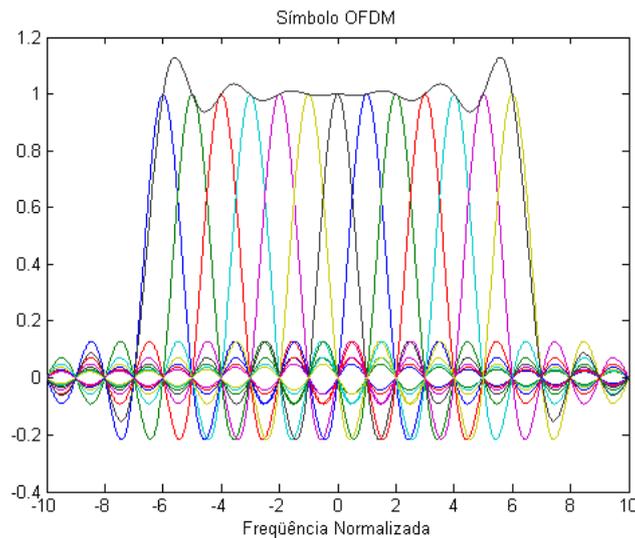


Figura 3.4: Subportadoras OFDM no Domínio da Frequência

O caso convencional de OFDM utiliza o fator de rolloff zero, implementado com boa acurácia em sistemas reais. Nesse caso, $g(t)$ é um pulso retangular de duração T , em um intervalo $[0, T]$,

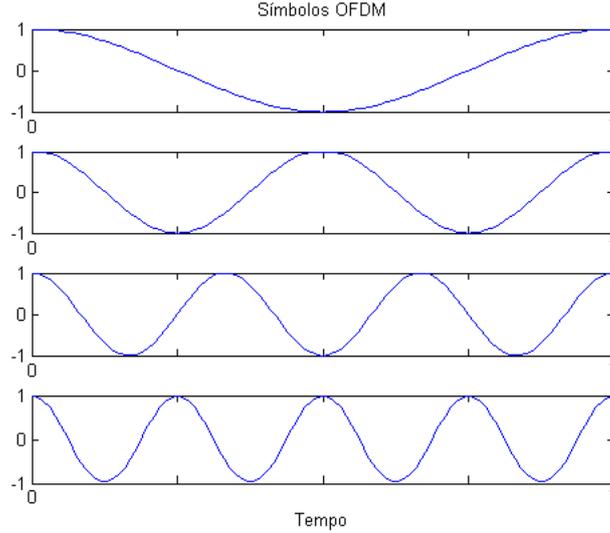


Figura 3.5: Subportadoras OFDM no Domínio do Tempo

escolhido por conveniência. Teremos $f_k = k/T$ e os pulsos deslocados na frequência são exatamente os pulsos da base de Fourier.

$$g_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (3.15)$$

Então, a transmissão OFDM é uma síntese de Fourier, a cada intervalo, em que a informação está contida nos coeficientes de Fourier s_{kl} . para um sinal recebido $r(t)$, a saída do detector $D_k[r]$ para o primeiro instante, $l = 0$, é o resultado de uma análise de Fourier:

$$D_k[r] = \langle g_k, r \rangle = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T} t\right) r(t) dt \quad (3.16)$$

Então, o símbolo s_{k0} é recuperado, para um canal ideal em que $r(t) = s(t)$. Para um instante de tempo qualquer l , o detector $D_{kl}[r] = \langle g_{kl}, r \rangle$ é a saída da expressão de análise de Fourier, para a k -ésima frequência, em um intervalo de tempo deslocado de lT .

3.5 Implementação dos Sistemas OFDM utilizando a FFT

A implementação dos sistemas OFDM utilizando algoritmos da Transformada Rápida de Fourier foi inicialmente proposta em 1971 [9]. Os sistemas OFDM modelados com a base de Fourier podem ser mais facilmente implementados. Se considerarmos um único intervalo, por exemplo $l = 0$, o sinal a ser transmitido será representado conforme a expressão a seguir.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_k \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (3.17)$$

Portanto, para cada intervalo de duração T , o símbolo OFDM é obtido por uma síntese de Fourier naquele período. O receptor perfeitamente sincronizado, efetua uma análise de Fourier para recuperar o símbolo s_k , que carrega a informação.

$$s_k = \langle g_k, s \rangle = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T} t\right) s(t) dt \quad (3.18)$$

As expressões de análise e síntese de Fourier podem ser implementadas utilizando, respectivamente, a Transformada Rápida de Fourier (FFT) e a sua inversa (IFFT). Mais informações sobre as Transformadas de Fourier podem ser encontradas em [10], ou no Anexo I. O conjunto de símbolos s_{kl} modulados digitalmente é dividido em blocos de K , ou $K + 1$ símbolos, e transformado pelo operador IFFT. A Transformada Rápida de Fourier Inversa aplicada na transmissão deve ter N pontos, com $N \geq K$. Em seguida, o sinal passa por um conversor digital-analógico e é transmitido. No receptor, o sinal em banda base passa por um conversor analógico-digital e, para cada bloco de N amostras, é aplicada a Transformada Rápida de Fourier de N pontos, extraindo os K coeficientes de interesse, dentre os N coeficientes espectrais.

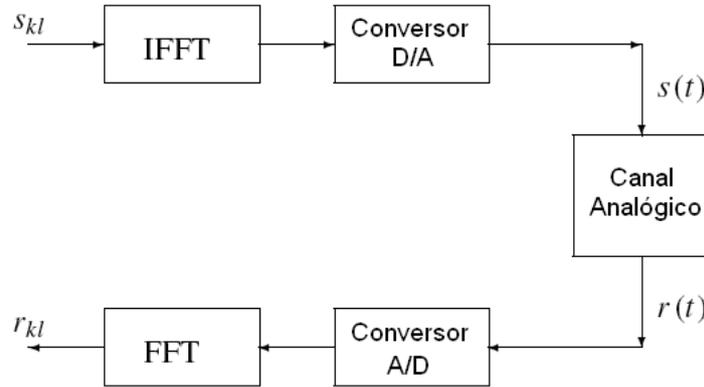


Figura 3.6: Diagrama de Blocos para Implementação com FFT

Ao observar a densidade espectral de potência de um sinal OFDM, podemos notar um particular efeito nas bordas, devido ao formato da função *sinc*. Geralmente, são utilizados filtros, para atenuar as bordas do espectro. Comparando com a largura de banda ocupada pelo símbolo, a região ocupada pelo efeito das bordas diminui com o aumento do número de subportadoras. Assim, a largura de banda necessária para transmitir K símbolos complexos em um intervalo de duração T aumenta linearmente conforme a relação $B \approx K/T + C$, onde C é uma constante devido ao efeito das bordas. Nas implementações que utilizam a Transformada Rápida de Fourier, o efeito das bordas influencia na escolha do tamanho N da IFFT e da FFT aplicadas. O número de amostras deve ser maior do que o número de subportadoras, de modo que o efeito das bordas seja minimizado, e também para que o filtro do conversor D/A tenha uma margem de decaimento, não afetando a parte do espectro que contém os dados. Os coeficientes extras adicionados à IFFT na transmissão são colocados em zero.

É importante lembrar que o diagrama de blocos na figura 3.6 não representa fielmente a teoria acerca da transmissão OFDM, porque o sinal OFDM, tal qual a teoria descreve, não é limitado

em frequência, uma vez que o espectro é formado pela função *sinc*. A aproximação se deve ao fato de que um sinal analógico pode ser perfeitamente representado pelas suas amostras somente se ele for limitado no domínio da frequência.

3.6 Intervalos de Guarda

Os canais seletivos em frequência podem ser caracterizados por uma resposta impulsional com espalhamento por atrasos no domínio do tempo que não podem ser desconsiderados, se comparados com a duração de um símbolo [11]. Quando o canal contém desvanecimento seletivo em frequência e múltiplos percursos, os erros de sincronismo entre o transmissor e o receptor passam a ser significativos, pois cada componente que percorre um percurso diferente e chega atrasado constitui um sinal fora do sincronismo. Conseqüentemente, os pulsos do sinal OFDM original e suas versões atrasadas não carregam mais a característica da ortogonalidade. A saída do detector $D_{kl} = \langle g_{kl}, s_\tau \rangle$ na frequência k , no instante l , para o símbolo $s_\tau(t) = s(t - \tau)$, com $0 < \tau < T$ irá conter componentes de interferência intesimbólica (ISI) de pulsos de todas as frequências f_k , nos intervalos l e $l + 1$, caracterizando interferência tanto no domínio da frequência, como no domínio do tempo.

A perda da ortogonalidade, pela inconveniente sobreposição das componentes espectrais, poderia desqualificar o OFDM como uma técnica de transmissão útil em canais com múltiplos percursos. Entretanto, é possível modificar o sinal a ser transmitido, de modo que a ortogonalidade possa ser preservada, mesmo na presença de componentes de multipercurso. A idéia é introduzir um intervalo de guarda com duração superior ao maior atraso devido ao canal.

Uma implementação mais eficiente para o intervalo de guarda em símbolos OFDM é estender o símbolo de maneira cíclica, a partir do harmônico original do período T , por um intervalo de guarda de duração Δ , de modo que o harmônico mantenha sua frequência e fase, mas passe a ter uma duração $T_s = T + \Delta$. Seria equivalente copiar um pedaço de duração Δ do final do símbolo e colar na frente do sinal.

Para expressar formalmente a extensão cíclica do sinal, substituímos os pulsos da equação 3.15 por uma nova base de pulsos definidos a seguir.

$$g'_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t + \Delta}{T_s} - \frac{1}{2}\right) \quad (3.19)$$

É importante ressaltar que não há alteração de frequência ou fase, portanto, a exponencial complexa permanece a mesma. A modificação com relação aos pulsos definidos em 3.15 ocorre no intervalo, que antes era $[0, T)$ e agora foi estendido para $[-\Delta, T)$. O sinal transmitido agora será dado por:

$$s(t) = \sum_{kl} s_{kl} g'_{kl}(t) \quad (3.20)$$

Onde temos

$$g'_{kl}(t) = g'_k(t - lT_s) \quad (3.21)$$

No receptor, ainda são utilizados os pulsos $g_{kl}(t) = g_k(t - lT_s)$, que formam uma base de Fourier no intervalo de duração T , conforme definimos na equação 3.15. Dessa forma, a análise de Fourier realizada no receptor utiliza a mesma janela de duração T , mas ela é efetuada a cada intervalo de duração T_s , e não mais a cada intervalo de duração T . Existe agora um intervalo de duração Δ entre duas janelas adjacentes. É exatamente esse intervalo, juntamente com a extensão cíclica do sinal, que permite um certo erro de sincronismo, e também a chegada de componentes atrasados, com uma duração máxima de $\tau = \Delta$.

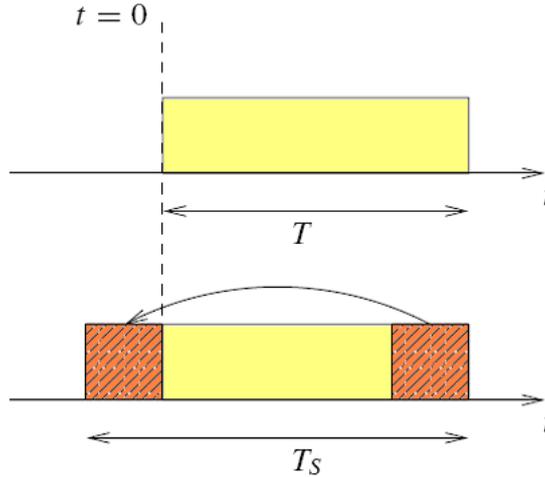


Figura 3.7: Representação do Intervalo de Guarda

A introdução de um intervalo de guarda é uma maneira de manter a ortogonalidade entre as subportadoras e a independência entre símbolos OFDM consecutivos. A duração desse intervalo é selecionada de modo que a sua duração seja superior ao maior atraso do canal de rádio. Usualmente, os intervalos de guarda correspondem a uma extensão cíclica do símbolo OFDM, tornando-o periódico. Assim, o efeito de um canal com espalhamento no tempo e múltiplos percursos torna-se equivalente a uma convolução circular, em que o intervalo de guarda é descartado no receptor. A parte efetiva do sinal recebido é, portanto, interpretada como resultado de uma convolução circular entre o símbolo OFDM e a resposta impulsional do canal. Devido às propriedades da convolução circular, a aplicação do canal torna-se equivalente à multiplicação da constelação de dados transmitidos pela função de transferência do canal, ou pela Transformada de Fourier da sua resposta impulsional. Assim, a ortogonalidade entre as sub-portadoras é mantida, bem como a independência entre símbolos OFDM consecutivos [12].

Embora a utilização de uma extensão do sinal ocasione uma perda na eficiência espectral, esta é uma das principais características dos sistemas OFDM para um bom desempenho em canais com múltiplos percursos. Ao garantir que a extensão cíclica do símbolo tenha uma duração superior ao maior atraso sofrido pelas componentes de multipercurso, torna-se viável aplicar a FFT na recepção em uma janela livre de interferências intersimbólicas. Com isso a técnica OFDM se torna ainda mais atraente para as aplicações em sistemas de comunicações móveis, que vêm requerendo taxas de transmissão cada vez maiores, com implementações menos complexas, além de exigir técnicas capazes de minimizar os efeitos danosos de um canal caracterizado pelos desvanecimentos

de pequena escala e pelos múltiplos percursos.

Capítulo 4

Sistemas com Múltiplas Antenas

Este capítulo apresenta uma breve descrição das técnicas de diversidade na transmissão empregando-se múltiplas antenas, além de uma formulação matemática para os esquemas de diversidade espacial utilizados, as suas características e aplicações.

4.1 Introdução

Diante das limitações de potência e largura de banda, além das dificuldades impostas pelo desvanecimento por múltiplos percursos no canal sem fio, a tarefa de se projetar sistemas de comunicação com altas taxas de transmissão de dados e alta confiabilidade apresenta-se como um desafio. Assim sendo, algumas alternativas para o combate ao desvanecimento foram propostas, dentre as quais podem ser citadas:

- O controle de potência no transmissor: consiste em fazer com que o transmissor se adapte às condições do canal de maneira dinâmica, a partir de um comportamento preditivo devido aos efeitos do canal observados no receptor. Todavia, apresenta como desvantagem o fato de exigir um comportamento dinâmico do transmissor, além de um laço de realimentação do receptor para o transmissor;
- A diversidade temporal: pode ser implementada por meio da utilização do interleaving no tempo juntamente com codificação para detecção de erros. Entretanto, implica em grandes atrasos para canais que variam lentamente no tempo;
- A diversidade em frequência: baseia-se no espalhamento espectral. Todavia, demonstrou-se ineficiente para canais com uma coerência de largura de banda maior do que a largura de banda do espalhamento;
- A diversidade de antenas: em sua concepção clássica, utiliza múltiplas antenas no receptor combinando, selecionando ou chaveando o sinal recebido. Entretanto, mostrou-se pouco

atraente, pois implicaria em aumento do custo, tamanho e consumo de potência nas unidades móveis.

Como é possível observar, todas as propostas elencadas acima apresentam pontos que são desfavoráveis de alguma maneira ao bom funcionamento de um sistema de comunicação sem fio que almeja alcançar o objetivo proposto inicialmente de combater o desvanecimento. Por este motivo, buscou-se uma técnica alternativa às técnicas supracitadas, que utilizada em conjunto com estas pudesse combater de maneira mais eficiente o desvanecimento. Considerou-se inicialmente a tecnologia com múltiplas antenas de transmissão e recepção para este fim.

O emprego de sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO - *multiple-input multiple-output*) é uma tendência crescente nos sistemas de comunicação sem fio. Um sistema MIMO utiliza múltiplas antenas de transmissão e múltiplas antenas de recepção para transformar um canal com múltiplos percursos em diversos canais individuais espacialmente. A utilização da tecnologia MIMO tornou-se atraente nas últimas décadas devido a sua capacidade de aumento de desempenho. Ela representa um avanço no projeto de sistemas de comunicações sem fio, uma vez que oferece numerosos benefícios que vêm de encontro às limitações de recursos de comunicação e às dificuldades impostas pelo canal sem fio. Além das dimensões temporal e espectral que são exploradas nos sistemas sem fio convencionais de uma única antena SISO (*single-input single-output*), a tecnologia MIMO explora a dimensão espacial (por meio das múltiplas antenas no transmissor e no receptor). Por meio de sua aplicação, é possível alcançar um aumento na taxa de dados ou desempenho sem nenhum gasto adicional de potência ou banda disponível comparando-se a um sistema SISO.

4.1.1 Benefícios da utilização de múltiplas antenas

Os benefícios da utilização de múltiplas antenas que tornam possíveis ganhos tão significativos de desempenho são: ganho de diversidade espacial, ganho de arranjo, redução de interferência e ganho de multiplexação espacial [13]. Estes ganhos são descritos brevemente a seguir:

- Ganho de diversidade espacial

Como mencionado anteriormente, o nível de potência do sinal em um sistema sem fio varia no receptor. O ganho de diversidade espacial reduz o desvanecimento e é alcançado fornecendo ao receptor múltiplas cópias (idealmente independentes) do sinal transmitido no espaço, frequência ou tempo. Com um número crescente de cópias independentes (o número de cópias é frequentemente conhecido como ordem de diversidade), a probabilidade de que pelo menos uma das cópias não sofra um desvanecimento significativo aumenta; conseqüentemente, aumentando a qualidade e a confiabilidade da recepção. Um canal MIMO com T_x antenas de transmissão e R_x antenas de recepção, potencialmente, oferece $T_x R_x$ enlaces com desvanecimento independentes, e, portanto uma ordem de diversidade espacial de $T_x R_x$.

- Ganho de arranjo

O ganho de arranjo é o aumento na razão sinal ruído (SNR) recebida resultante da combinação coerente dos sinais recebidos após a transmissão no canal sem fio. A combinação

coerente pode ser realizada por meio do pré-processamento espacial no arranjo de antenas de transmissão e/ou pelo processamento espacial no arranjo de antenas de recepção. Por exemplo, sinais que chegam nas diferentes antenas possuem diferentes amplitudes e fases. Neste caso, o receptor pode combinar os sinais coerentemente de tal maneira que o sinal seja melhorado. O ganho de arranjo melhora a resistência ao ruído e, assim sendo, melhora a cobertura da rede sem fio. Além disso, o aumento médio observado na potência do sinal é proporcional ao número de antenas por um fator $\log(R_x)$.

- Redução de interferência

A interferência em redes sem fio resulta do fato de múltiplos usuários compartilharem recursos de tempo ou frequência. A interferência pode ser atenuada em sistemas com múltiplas antenas explorando-se a dimensão espacial para aumentar a separação entre os usuários. Por exemplo, na presença de interferência, o ganho de arranjo aumenta a tolerância ao ruído, bem como à potência do sinal interferente, portanto aumentando a razão entre potência do sinal e potência do ruído mais interferência (SNIR). Além disso, a dimensão espacial pode ser utilizada com o propósito de evitar a interferência, i.e., direcionando a energia do sinal diretamente para o usuário desejado e minimizando a interferência para os demais usuários. O combate à interferência melhora a cobertura da rede sem fio.

- Ganho de multiplexação espacial

Sistemas MIMO oferecem um aumento linear na taxa de transmissão de dados por meio da multiplexação espacial, i.e., transmitindo múltiplos conjuntos de dados independentes nas diferentes antenas com a mesma banda de operação e potência de transmissão. Sob um canal com condições adequadas, tais como um ambiente rico em espalhamento, o receptor pode separar os conjuntos de dados. Além disso, cada conjunto de dados é submetido a pelo menos a mesma qualidade de canal à qual se submete um sistema SISO, aumentando efetivamente a capacidade por um fator multiplicativo igual ao número de conjuntos transmitidos. Em geral, o número de conjuntos de dados que um canal MIMO pode suportar mantendo-se a confiabilidade é igual ao mínimo do número de antenas de transmissão e de antenas de recepção, i.e., $\min\{T_x, R_x\}$. O ganho de multiplexação espacial aumenta a capacidade da rede sem fio.

Em geral, pode não ser possível explorar todos os benefícios apresentados aqui simultaneamente devido a demandas conflituosas nos graus de liberdade espacial. Todavia, utilizando algumas das combinações possíveis destes benefícios em uma rede sem fio resultará em um aumento na taxa de transmissão e uma melhora em capacidade, cobertura e confiabilidade.

4.2 Esquemas de Diversidade Espacial

Uma vez que os benefícios advindos da utilização da tecnologia MIMO foram previamente apresentados, adotou-se inicialmente neste trabalho a proposta de diversidade na transmissão para minimizar os efeitos do desvanecimento por múltiplos percursos variantes no tempo. Uma das

vantagens do emprego da diversidade na transmissão, entre outras, reside no fato de que uma estação base serve milhares de unidades móveis tornando a adição de equipamentos mais barata.

Um transmissor equipado com múltiplas antenas pode alcançar a diversidade na transmissão por meio do espalhamento dos símbolos transmitidos nas dimensões espaço e tempo (codificação espaço-temporal). Dentre as técnicas de codificação espaço-temporal de laço aberto, algumas das mais utilizadas são a codificação espaço-temporal de Trellis (STTC) e a codificação espaço-temporal em blocos (STBC). Neste trabalho, optou-se pelo emprego do STBC para a utilização da diversidade na transmissão.

No STBC os símbolos são espalhados no espaço e tempo em blocos. Tais blocos são definidos por uma matriz de pré-codificação. Dentre a classe dos STBC, o STBC ortogonal (O-STBC), que se baseia numa matriz de pré-codificação ortogonal, vista na matriz 4.1, é especialmente atrativo. Isso se verifica pelo fato de que neste caso, a complexidade na decodificação é reduzida drasticamente: o processamento no receptor é linear. O primeiro esquema STBC ortogonal foi proposto por Alamouti [14].

$$\begin{pmatrix} \mathbf{s}_0 & \mathbf{s}_1 \\ -\mathbf{s}_1^* & \mathbf{s}_0^* \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

O esquema de Alamouti propõe um esquema simples de diversidade na transmissão que melhore a qualidade do sinal recebido por meio de um simples processamento do sinal no receptor e utilizando duas antenas de transmissão. Este esquema pode ser facilmente generalizado para duas antenas de transmissão e R_x antenas de recepção para fornecer uma ordem de diversidade de $2R_x$. É válido ressaltar que este resultado é obtido sem qualquer realimentação de informações do receptor para o transmissor e com baixa complexidade computacional. Este esquema também não requer nenhuma expansão da banda disponível, uma vez que a redundância é aplicada espacialmente por meio de múltiplas antenas, e não por meio do tempo ou da frequência.

O esquema de diversidade na transmissão proposto por Alamouti pode melhorar o desempenho com relação ao erro, à taxa de transmissão de dados ou à capacidade do sistema de comunicação sem fio. A redução da sensibilidade ao desvanecimento pode permitir a utilização de esquemas de modulação de alto nível para aumentar a taxa efetiva de transmissão de dados, ou a redução do fator de reuso em um ambiente multi-célula para aumentar a capacidade do sistema. Este esquema pode ainda ser utilizado para aumentar o alcance ou a área de cobertura do sistema sem fio.

4.2.1 Diversidade com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção

O esquema aqui descrito utiliza duas antenas de transmissão e uma antena de recepção, e pode ser visualizado a partir da figura 4.1. Este esquema pode ser descrito pelas três funções a seguir:

- A seqüência de codificação e transmissão dos símbolos de informação no transmissor;
- O esquema de processamento dos sinais no receptor;

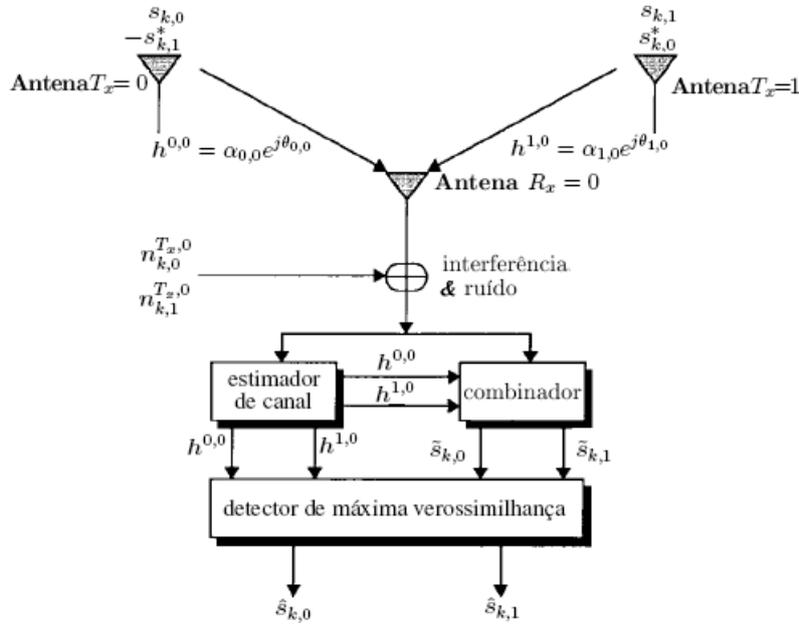


Figura 4.1: Esquema de diversidade de Alamouti com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção [14].

- O critério de decisão para máxima verossimilhança entre o sinal recebido e o sinal transmitido.

4.2.1.1 Codificação e seqüência de transmissão

Em um determinado período de transmissão de símbolo, dois sinais são transmitidos simultaneamente por duas antenas. O sinal transmitido pela antena zero é dado por $\mathbf{s}_{k,0}$ e o transmitido pela antena um é dado por $\mathbf{s}_{k,1}$. No próximo período de transmissão de símbolo o sinal $-\mathbf{s}_{k,1}^*$ é transmitido pela antena zero, e o sinal $\mathbf{s}_{k,0}^*$ é transmitido pela antena um, onde $*$ indica a operação de complexo conjugado e k indica a freqüência de transmissão. Esta seqüência é mostrada na tabela 4.1.

	Antena 0	Antena 1
instante t	$\mathbf{s}_{k,0}$	$\mathbf{s}_{k,1}$
instante $t + T$	$-\mathbf{s}_{k,1}^*$	$\mathbf{s}_{k,0}^*$

Tabela 4.1: Codificação e seqüência de transmissão para duas antenas de transmissão e uma antena de recepção

Na tabela 4.1, a codificação é feita no espaço e no tempo (codificação espaço-temporal). A codificação, todavia, pode também ser realizada no espaço e na freqüência. Neste caso, ao invés de considerarem-se dois períodos de símbolos adjacentes, podem ser utilizadas duas portadoras de freqüência adjacentes (codificação espaço-freqüência).

O canal no instante t pode ser modelado por uma distorção complexa multiplicativa $\mathbf{h}^{0,0}(t)$

para a antena de transmissão zero e antena de recepção zero e $\mathbf{h}^{1,0}(t)$ para a antena de recepção um e antena de recepção zero. Além disso, no esquema de Alamouti o desvanecimento é considerado constante para a duração do período de dois símbolos consecutivos. Desta maneira é possível escrever

$$\mathbf{h}^{0,0}(t) = \mathbf{h}^{0,0}(t + T) = \mathbf{h}^{0,0} = \alpha_{0,0}e^{j\theta_{0,0}} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{h}^{1,0}(t) = \mathbf{h}^{1,0}(t + T) = \mathbf{h}^{1,0} = \alpha_{1,0}e^{j\theta_{1,0}} \quad (4.3)$$

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

$$\mathbf{r}_{k,0}^{T_x,0} = \mathbf{r}(t) = \mathbf{h}^{0,0}\mathbf{s}_{k,0} + \mathbf{h}^{1,0}\mathbf{s}_{k,1} + \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,0} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{r}_{k,1}^{T_x,0} = \mathbf{r}(t + T) = -\mathbf{h}^{0,0}\mathbf{s}_{k,1}^* + \mathbf{h}^{1,0}\mathbf{s}_{k,0}^* + \mathbf{n}_{k,1}^{T_x,0} \quad (4.5)$$

onde $\mathbf{r}_{k,0}^{T_x,0}$ e $\mathbf{r}_{k,1}^{T_x,0}$ são os sinais recebidos nos instantes t e $t + T$, e $\mathbf{n}_{k,0}^{T_x,0}$ e $\mathbf{n}_{k,1}^{T_x,0}$ variáveis aleatórias e complexas que representam o ruído no receptor e a interferência.

4.2.1.2 O combinador

O combinador deve fornecer estimativas dos símbolos transmitidos, a fim de que estes sirvam de entrada para o detector de máxima verossimilhança. Com isso, será possível então reconstruir o sinal transmitido a partir do recebido. Para que sejam obtidas as equações do combinador serão necessárias algumas manipulações algébricas. Inicialmente, aplicamos a operação de complexo conjugado na equação 4.5 e escrevemos os sinais recebidos na forma de uma equação matricial, mostrados na equação 4.6.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{r}_{k,0}^{T_x,0} \\ \mathbf{r}_{k,1}^{*T_x,0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}^{0,0} & \mathbf{h}^{1,0} \\ \mathbf{h}^{*1,0} & -\mathbf{h}^{*0,0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{s}_{k,0} \\ \mathbf{s}_{k,1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,0} \\ \mathbf{n}_{k,1}^{*T_x,0} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Multiplicando-se ambos os membros da equação 4.6 pela matriz conjugada transposta da matriz do canal mostrada na expressão 4.7

$$\begin{pmatrix} \mathbf{h}^{*0,0} & \mathbf{h}^{1,0} \\ \mathbf{h}^{*1,0} & -\mathbf{h}^{0,0} \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

Obtém-se então o seguinte resultado

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_{k,0} \\ \tilde{\mathbf{s}}_{k,1} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \mathbf{h}^{*0,0} & \mathbf{h}^{1,0} \\ \mathbf{h}^{*1,0} & -\mathbf{h}^{0,0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{r}_{k,0}^{T_{x,0}} \\ \mathbf{r}_{k,1}^{*T_{x,0}} \end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix} \mathbf{h}^{*0,0} & \mathbf{h}^{1,0} \\ \mathbf{h}^{*1,0} & -\mathbf{h}^{0,0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{h}^{0,0} & \mathbf{h}^{1,0} \\ \mathbf{h}^{*1,0} & -\mathbf{h}^{*0,0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{s}_{k,0} \\ \mathbf{s}_{k,1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{n}_{k,0}^{T_{x,0}} \\ \mathbf{n}_{k,1}^{*T_{x,0}} \end{pmatrix} \quad (4.8)
\end{aligned}$$

O combinador proposto, então, constrói os dois sinais a seguir como é possível inferir da equação 4.8, para então enviá-los ao detector de máxima verossimilhança:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,0} = \mathbf{h}^{*0,0} \mathbf{r}_{k,0}^{T_{x,0}} + \mathbf{h}^{1,0} \mathbf{r}_{k,1}^{*T_{x,0}} \quad (4.9)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,1} = \mathbf{h}^{*1,0} \mathbf{r}_{k,0}^{T_{x,0}} - \mathbf{h}^{0,0} \mathbf{r}_{k,1}^{*T_{x,0}} \quad (4.10)$$

Substituindo as equações 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5 nas equações 4.9 e 4.10 obtém-se

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,0} = (\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2) \mathbf{s}_{0,0} + \mathbf{h}^{*0,0} \mathbf{n}_{k,0}^{T_{x,0}} + \mathbf{h}^{1,0} \mathbf{n}_{k,1}^{*T_{x,0}} \quad (4.11)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,1} = (\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2) \mathbf{s}_{1,0} - \mathbf{h}^{0,0} \mathbf{n}_{k,1}^{*T_{x,0}} + \mathbf{h}^{*1,0} \mathbf{n}_{k,0}^{T_{x,0}} \quad (4.12)$$

4.2.1.3 Critério de decisão de máxima verossimilhança

Os sinais combinados apresentados nas equações 4.11 e 4.12 representam estimativas dos sinais transmitidos $\mathbf{s}_{k,0}$ e $\mathbf{s}_{k,1}$. Em seguida, é então aplicado o critério de decisão apresentado na inequação 4.13, que deve escolher $\mathbf{s}_{k,i}$ se, e somente se

$$(\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2 - 1) |\mathbf{s}_{k,i}|^2 + d^2(\tilde{\mathbf{s}}_{k,0}, \mathbf{s}_{k,i}) \leq (\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2 - 1) |\mathbf{s}_{k,n}|^2 + d^2(\tilde{\mathbf{s}}_{k,0}, \mathbf{s}_{k,n}), \forall i \neq n \quad (4.13)$$

onde $d^2(x, y)$ é a distância euclidiana quadrática entre os sinais x e y calculada a partir da seguinte expressão:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (4.14)$$

4.2.2 Diversidade com duas antenas de transmissão e R_x antenas de recepção

Em algumas aplicações se faz necessária uma ordem de diversidade maior do que 2, obtida no caso anterior, e nas quais múltiplas antenas de recepção são viáveis. Em tais casos, é possível obter-se uma ordem de diversidade de $2R_x$ com duas antenas de transmissão e R_x antenas de

recepção. A fim de ilustrar tal situação, é discutido o caso para duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção; uma vez que, a generalização para R_x antenas de recepção é trivial. Este esquema pode ser visualizado a partir da figura 4.2.

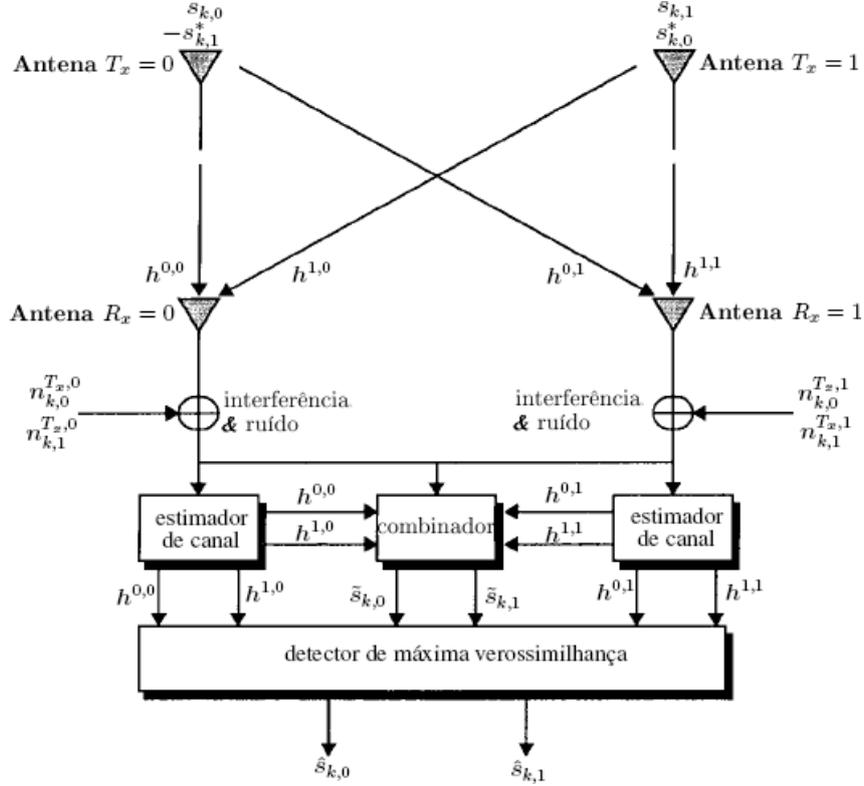


Figura 4.2: Esquema de diversidade de Alamouti com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção [14].

A codificação e a seqüência de transmissão dos símbolos de informação para esta configuração é idêntica à apresentada para o caso de uma única antena de recepção, mostradas na tabela 4.1. A tabela 4.2 define os canais entre as antenas de transmissão e as antenas de recepção, e a tabela 4.3 define a notação para o sinal recebido nas duas antenas de recepção (nesta notação T_x indica que os sinais possuem componentes de sinais transmitidos por todas as antenas de transmissão). Esta notação também pode ser indicada da seguinte maneira:

$$\mathbf{r}_{k,l}^{T_x, R_x} \quad (4.15)$$

onde k indica a freqüência, l o período de símbolo (instante de tempo) e R_x a antena de recepção em questão.

Com isto, é possível escrever os sinais recebidos da seguinte forma:

$$\mathbf{r}_{k,0}^{T_x,0} = \mathbf{h}^{0,0} s_{k,0} + \mathbf{h}^{1,0} s_{k,1} + \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,0} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{r}_{k,1}^{T_x,0} = -\mathbf{h}^{0,0} s_{k,1}^* + \mathbf{h}^{1,0} s_{k,0}^* + \mathbf{n}_{k,1}^{T_x,0} \quad (4.17)$$

	Antena $R_x = 0$	Antena $R_x = 1$
Antena $T_x = 0$	$\mathbf{h}^{0,0}$	$\mathbf{h}^{0,1}$
Antena $T_x = 1$	$\mathbf{h}^{1,0}$	$\mathbf{h}^{1,1}$

Tabela 4.2: Definição dos canais entre as antenas de transmissão e recepção

	Antena $R_x = 0$	Antena $R_x = 1$
instante t	$\mathbf{r}_{k,0}^{T_x,0}$	$\mathbf{r}_{k,0}^{T_x,1}$
instante $t + T$	$\mathbf{r}_{k,1}^{T_x,0}$	$\mathbf{r}_{k,1}^{T_x,1}$

Tabela 4.3: Notação para o sinal recebido nas duas antenas de recepção

$$\mathbf{r}_{k,0}^{T_x,1} = \mathbf{h}^{0,1} \mathbf{s}_{k,0} + \mathbf{h}^{1,1} \mathbf{s}_{k,1} + \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,1} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{r}_{k,1}^{T_x,1} = -\mathbf{h}^{0,1} \mathbf{s}_{k,1}^* + \mathbf{h}^{1,1} \mathbf{s}_{k,0}^* + \mathbf{n}_{k,1}^{T_x,1} \quad (4.19)$$

onde $\mathbf{n}_{k,0}^{T_x,0}$, $\mathbf{n}_{k,0}^{T_x,1}$, $\mathbf{n}_{k,1}^{T_x,0}$ e $\mathbf{n}_{k,1}^{T_x,1}$ são variáveis aleatórias e complexas, que representam o ruído térmico e a interferência. Após o combinador, as estimativas dos sinais transmitidos que serão entregues ao detector de máxima verossimilhança são as seguintes:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,0} = \mathbf{h}^{*0,0} \mathbf{r}_{k,0}^{T_x,0} + \mathbf{h}^{1,0} \mathbf{r}_{k,1}^{*T_x,0} + \mathbf{h}^{*0,1} \mathbf{r}_{k,0}^{T_x,1} + \mathbf{h}^{1,1} \mathbf{r}_{k,1}^{*T_x,1} \quad (4.20)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,1} = \mathbf{h}^{*1,0} \mathbf{r}_{k,0}^{T_x,0} - \mathbf{h}^{0,0} \mathbf{r}_{k,1}^{*T_x,0} + \mathbf{h}^{*1,1} \mathbf{r}_{k,0}^{T_x,1} - \mathbf{h}^{0,1} \mathbf{r}_{k,1}^{*T_x,1} \quad (4.21)$$

Substituindo os canais e as equações 4.16, 4.17, 4.18 e 4.19 nas equações 4.20 e 4.21 obtém-se

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,0} = (\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2 + \alpha_{0,1}^2 + \alpha_{1,1}^2) \mathbf{s}_{0,0} + \mathbf{h}^{*0,0} \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,0} + \mathbf{h}^{1,0} \mathbf{n}_{k,1}^{*T_x,0} + \mathbf{h}^{*0,1} \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,1} + \mathbf{h}^{1,1} \mathbf{n}_{k,1}^{*T_x,1} \quad (4.22)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,1} = (\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2 + \alpha_{0,1}^2 + \alpha_{1,1}^2) \mathbf{s}_{1,0} + \mathbf{h}^{*1,0} \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,0} - \mathbf{h}^{0,0} \mathbf{n}_{k,1}^{*T_x,0} + \mathbf{h}^{*1,1} \mathbf{n}_{k,0}^{T_x,1} - \mathbf{h}^{0,1} \mathbf{n}_{k,1}^{*T_x,1} \quad (4.23)$$

Estes sinais combinados são enviados para o detector de máxima verossimilhança, no qual o critério de decisão para o sinal $\mathbf{s}_{k,0}$ indica que se deve escolher $\mathbf{s}_{k,i}$ se, e somente se

$$(\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2 + \alpha_{0,1}^2 + \alpha_{1,1}^2 - 1) |\mathbf{s}_{k,i}|^2 + d^2(\tilde{\mathbf{s}}_{k,0}, \mathbf{s}_{k,i}) \leq (\alpha_{0,0}^2 + \alpha_{1,0}^2 + \alpha_{0,1}^2 + \alpha_{1,1}^2 - 1) |\mathbf{s}_{k,n}|^2 + d^2(\tilde{\mathbf{s}}_{k,0}, \mathbf{s}_{k,n}), \forall i \neq n \quad (4.24)$$

É importante observar que os sinais combinados a partir das duas antenas de recepção são simplesmente a adição dos sinais combinados em cada antena de recepção, i.e., o combinador é idêntico ao utilizado no caso de uma única antena de recepção. É possível concluir então que, utilizando duas antenas de transmissão e R_x antenas de recepção pode-se aplicar o combinador para cada antena de recepção e então simplesmente somar os sinais combinados de todas as antenas de recepção para obter uma ordem de diversidade de $2R_x$. Em outras palavras, utilizando duas antenas no transmissor o esquema dobra a ordem de diversidade de sistemas com uma antena de transmissão e múltiplas antenas de recepção. Além disso, o esquema de Alamouti apresenta um desempenho em termos de BER semelhante ao desempenho apresentado pelo Esquema Clássico de Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRRC), que é conhecida como a técnica ótima de combinação linear para diversidade no receptor, independente da técnica de modulação e codificação de canal empregadas.

4.3 Técnicas de diversidade espacial no transmissor para sistemas OFDM

É importante ressaltar que uma característica que deve ser mantida, para que seja possível a utilização de esquemas de recepção de baixa complexidade computacional ao ser utilizado um esquema MIMO, é a ortogonalidade entre os sinais recebidos. Todavia, os grandes espalhamentos temporais experimentados nos canais com desvanecimento seletivo em frequência destroem a ortogonalidade dos sinais recebidos, o que se torna crítico para os sistemas de diversidade espacial. Conseqüentemente, as técnicas de diversidade espacial até então apresentadas são eficientes apenas quando submetidas a canais com desvanecimento não-seletivo em frequência, tais como em ambientes fechados ou em sistemas com baixas taxas de transmissão de dados.

Além disso, é válido lembrar que sistemas OFDM com prefixo cíclico podem ser utilizados para transformar canais seletivos em frequência em múltiplos canais não-seletivos em frequência, de tal forma que as técnicas ortogonais de diversidade espaço-temporal (OSTBC) anteriormente apresentadas possam ser utilizadas até mesmo para canais com grandes espalhamentos temporais. O emprego do OFDM também oferece a possibilidade de codificação na dimensão da frequência na forma de diversidade espaço-frequência OFDM (SFBC-OFDM) no transmissor.

4.3.1 Diversidade espaço-temporal OFDM no transmissor

A seguir será apresentado um esquema simples de diversidade espaço-temporal no transmissor adaptado ao sistema OFDM. Nele o esquema de Alamouti é aplicado a dois blocos de símbolos consecutivos, cada um destes com a duração igual à de um símbolo OFDM, dentro de uma mesma subportadora [15, 16]. Para que esta implementação seja possível é necessário que se espere a duração de dois símbolos OFDM a fim de que a codificação espaço-temporal seja realizada. Além disso, o pré-codificador que irá realizar tal codificação deve entregar os símbolos a serem transmitidos no arranjo em paralelo esperado pelo bloco que irá realizar a IFFT e adicionar o prefixo cíclico. O diagrama de blocos deste esquema pode ser visto na figura 4.3.

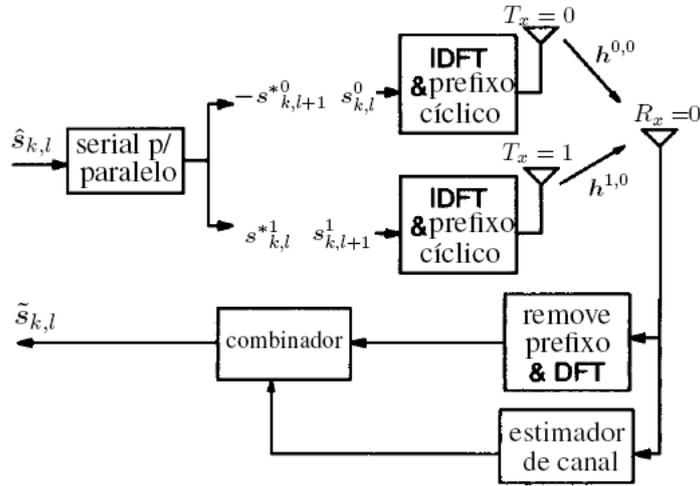


Figura 4.3: Esquema de diversidade espaço-temporal OFDM com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção.

Primeiramente, cada bloco com N símbolos modulados a serem transmitidos são convertidos para o arranjo em paralelo, a fim de que se obtenha uma seqüência de vetores $\hat{\mathbf{s}}_{k,l} = [s_{0,l} \ s_{1,l} \ \dots \ s_{N-1,l}]$; onde N deve ser igual ao tamanho da IFFT do bloco OFDM, e l é o índice do símbolo OFDM. Será, também, denotado por $\mathbf{s}_{k,m}^{T_x}$ o símbolo codificado no espaço e tempo a ser transmitido na k -ésima subportadora pela antena de transmissão T_x na duração do m -ésimo símbolo OFDM; com $T_x = 0, 1$, $m = l, l + 1$ e $k = 0, 1, \dots, N - 1$. Desta maneira, o pré-codificador para o OSTBC irá fornecer os símbolos codificados $\mathbf{s}_{k,m}^{T_x}$ para as duas antenas de transmissão como mostrado na equação 4.25:

$$\begin{pmatrix} s_{k,l}^0 & s_{k,l+1}^1 \\ -s_{k,l+1}^{*0} & s_{k,l}^{*1} \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

Onde a primeira coluna mostra os símbolos a serem transmitidos pela antena 0 e a segunda coluna os símbolos a serem transmitidos pela antena 1. Além disto, a primeira linha da matriz se refere aos símbolos a serem transmitidos no primeiro instante de transmissão e a segunda ao segundo instante de transmissão. Assim sendo, o pré-codificador para o OSTBC irá ter como saída os seguintes vetores $\hat{\mathbf{s}}_{k,m}^{T_x}$ que serão as entradas para os dois blocos da IFFT correspondendo às antenas de transmissão $T_x = 0$ e $T_x = 1$. Estes vetores podem ser escritos como visto na equação 4.26.

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{s}}_{k,l}^0 &= [\mathbf{s}_{0,l}^0 & \mathbf{s}_{1,l}^0 & \dots & \mathbf{s}_{N-2,l}^0 & \mathbf{s}_{N-1,l}^0] \\
\hat{\mathbf{s}}_{k,l}^1 &= [\mathbf{s}_{0,l+1}^1 & \mathbf{s}_{1,l+1}^1 & \dots & \mathbf{s}_{N-2,l+1}^1 & \mathbf{s}_{N-1,l+1}^1] \\
\hat{\mathbf{s}}_{k,l+1}^0 &= [-\mathbf{s}_{0,l+1}^{*0} & -\mathbf{s}_{1,l+1}^{*0} & \dots & -\mathbf{s}_{N-2,l+1}^{*0} & -\mathbf{s}_{N-1,l+1}^{*0}] \\
\hat{\mathbf{s}}_{k,l+1}^1 &= [\mathbf{s}_{0,l}^{*1} & \mathbf{s}_{1,l}^{*1} & \dots & \mathbf{s}_{N-2,l}^{*1} & \mathbf{s}_{N-1,l}^{*1}]
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Estes vetores são então processados pelos blocos da IFFT, convertidos para o formato serial e transmitidos pelas antenas correspondentes.

4.3.2 Diversidade espaço-freqüência OFDM no transmissor

O esquema de diversidade SFBC-OFDM no transmissor com duas antenas de transmissão e uma de recepção é uma extensão OFDM para o esquema ortogonal de diversidade na transmissão mostrado inicialmente. Nele o esquema de Alamouti é aplicado a duas subportadoras OFDM adjacentes dentro da duração de um único símbolo OFDM [17]. É importante ressaltar que para a utilização deste esquema, deve-se considerar o canal constante para duas subportadoras adjacentes. Um diagrama de blocos simplificado para este esquema é mostrado na figura 4.4.

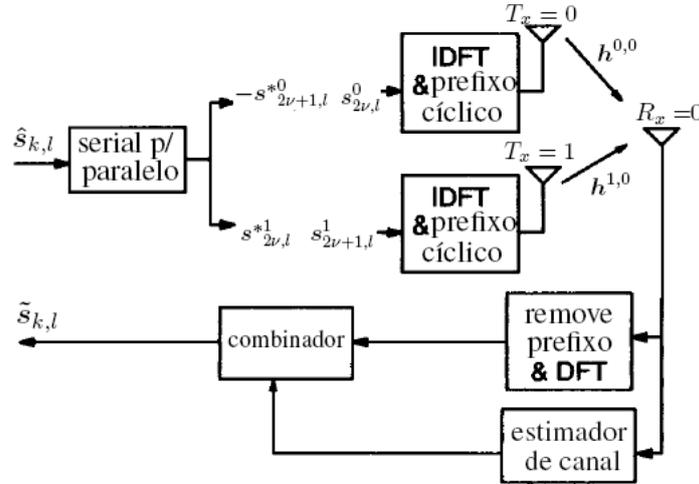


Figura 4.4: Esquema de diversidade espaço-freqüência OFDM com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção.

O pré-codificador para o SFBC-OFDM irá fornecer os símbolos codificados $\mathbf{s}_{k,l}^{T_x}$ para as duas antenas de transmissão $T_x = 0, 1$ e subportadoras adjacentes $k = 2\nu, 2\nu + 1$; $\nu = 0, 1, \dots, (N/2) - 1$ como é mostrado na equação 4.27.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{s}_{2\nu,l}^0 & \mathbf{s}_{2\nu+1,l}^1 \\ -\mathbf{s}_{2\nu+1,l}^{*0} & \mathbf{s}_{2\nu,l}^{*1} \end{pmatrix} \tag{4.27}$$

Onde a primeira coluna mostra os símbolos a serem transmitidos pela antena 0 e a segunda coluna os símbolos a serem transmitidos pela antena 1. Além disto, a primeira linha da matriz se refere aos símbolos a serem transmitidos no primeiro instante de transmissão e a segunda ao segundo instante de transmissão. Com isso, o pré-codificador para o SFBC-OFDM irá ter como saída dois vetores $\hat{\mathbf{s}}_{k,l}^{T_x}$ que serão as entradas para os dois blocos da IFFT correspondendo às antenas de transmissão $T_x = 0$ e $T_x = 1$. Estes vetores podem ser escritos como visto na equação 4.28.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{s}}_{k,l}^0 &= [\mathbf{s}_{0,l}^0 \quad -\mathbf{s}_{1,l}^{*0} \quad \dots \quad \mathbf{s}_{N-2,l}^0 \quad -\mathbf{s}_{N-1,l}^{*0}] \\ \hat{\mathbf{s}}_{k,l}^1 &= [\mathbf{s}_{1,l}^1 \quad \mathbf{s}_{0,l}^{*1} \quad \dots \quad \mathbf{s}_{N-1,l}^1 \quad \mathbf{s}_{N-2,l}^{*1}]\end{aligned}\tag{4.28}$$

Estes vetores são então processados pelos blocos da IFFT, convertidos para o formato serial e transmitidos pelas antenas correspondentes. Haja vista que em ambos os esquemas apresentados, OSTBC e SFBC-OFDM, a ortogonalidade entre os sinais recebidos consegue ser conservada a recepção poderá então ser realizada com baixa complexidade computacional. Isto significa que as equações do combinador proposto por Alamouti são aplicadas também para estes esquemas. Com isso, a estimação e equalização dos sinais podem ser realizadas calculando-se simplesmente combinações lineares dos sinais recebidos. É neste fato que reside uma das grandes vantagens da utilização dos esquemas de diversidade espacial aqui apresentados.

Capítulo 5

Evolução a Longo Prazo para Sistemas de Terceira Geração

Este capítulo apresenta características do 3G LTE, tendo como foco principal o enlace de downlink e as técnicas apresentadas em capítulos anteriores.

5.1 Introdução

A pesquisa e o desenvolvimento a longo prazo são elementos essenciais para o sucesso de um projeto. No campo das comunicações móveis essa afirmativa é especialmente verdadeira, pois as necessidades e exigências de usuários e operadores sofrem modificações constantemente. A evolução para os sistemas de terceira geração já é mencionada pelos pesquisadores desde o início deste século e as previsões apontam que em 2010 novas tecnologias devem ser implementadas, rumo à quarta geração.

Atualmente, os sistemas de comunicação sem fio de terceira geração, baseados no múltiplo acesso por divisão de código em banda larga, WCDMA, *Wideband Code Division Multiple Access*, estão operando em diversos países. A evolução para o WCDMA se iniciou com o trabalho do 3GPP, *Third Generation Partnership Project*, com a introdução de novas tecnologias, como o HSDPA, *High Speed Downlink Packet Access*, e o *Enhanced Uplink*. Essas tecnologias tornaram a tecnologia de rádio do 3GPP bastante competitiva para um futuro de médio prazo.

Com as mudanças no mercado e o surgimento de novas tecnologias, o 3GPP iniciou o estudo para os passos seguintes na evolução dos sistemas de terceira geração. As comparações com relação à eficiência espectral apontaram que, tanto uma evolução dos sistemas CDMA, *Code Division Multiple Access*, quanto uma nova abordagem baseada, por exemplo, em OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, trariam melhorias significativas. A escolha de uma abordagem baseada em CDMA possibilitaria uma migração mais suave a partir das versões anteriores do UTRA, *Universal Terrestrial Radio Access*, além de uma reutilização mais extensa da camada física do sistema. Entretanto, o desenvolvimento de uma nova camada, em que algumas limitações na interface aérea

fossem eliminadas tornaria mais fácil o alcance de algumas metas do E-UTRA, *Evolved Universal Terrestrial Radio Access*, por tornar mais livre a escolha dos parâmetros do sistema. Além disso, os equipamentos móveis a serem utilizados pelos usuários (UE) têm menor complexidade quando a interface aérea é baseada em OFDMA, *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*. A redução na complexidade se torna ainda mais atraente em bandas de frequência mais largas e em configurações de múltiplas antenas com ordem mais elevada. Ambas as tecnologias consideradas pelo 3GPP têm vantagens e desvantagens, dependendo dos requisitos do sistema. O grupo decidiu focar os estudos para a evolução a longo prazo dos sistemas de terceira geração (3G LTE, ou *Third Generation Long Term Evolution*) em OFDMA, para o *downlink*, e SC-FDMA, *Single Carrier-Frequency Division Multiple Access*, para o *uplink*.

O trabalho do 3GPP sobre a evolução dos sistemas de comunicações móveis de terceira geração se iniciou em novembro de 2004, quando um congresso no Canadá reuniu diversos especialistas apresentaram suas contribuições para a evolução do UTRAN, *Universal Terrestrial Radio Access Network*. O grupo apresentou em 2006 e 2007 as especificações técnicas da camada física para a evolução do UTRA/UTRAN [18, 19]. A justificativa do trabalho desenvolvido pelo 3GPP foi exatamente a necessidade de assegurar a competitividade a longo prazo das tecnologias de acesso via rádio propostas pelo grupo. Importantes considerações a serem feitas por essa proposta para a evolução a longo prazo incluíram a redução na latência, aumento nas taxas de transmissão de dados dos usuários, aumento da cobertura e da capacidade do sistema e redução dos custos de operação. Para alcançar todas essas melhorias no sistema, é necessário propor uma evolução na interface de rádio e também na arquitetura da rede.

Adicionalmente, é necessário que a introdução dessas novas técnicas de melhoria do sistema seja feita de maneira suave e gradual, possibilitando a coexistência das inovações e evoluções com as atuais tecnologias e arquiteturas de redes da terceira geração. Considerando-se a necessidade de taxas de transmissão ainda maiores e levando-se em conta a possibilidade de futura alocação de espectro, além daquele já disponível para os sistemas de terceira geração, a proposta do 3GPP para a evolução a longo prazo (LTE) dos sistemas 3G inclui o suporte para uma banda de transmissão superior aos 5 MHz utilizados atualmente. Ainda assim, deverão ser mantidos os estudos para a transmissão em banda de 5 MHz ou inferior, permitindo maior flexibilidade para qualquer faixa de frequência em que o sistema possa vir a ser implementado.

Esse capítulo apresenta alguns blocos que fazem parte do sistema proposto para o 3G LTE. Os blocos aqui descritos são importantes para a composição das características do enlace para o 3G LTE, que é o foco principal desse trabalho. Serão apresentadas as especificações feitas pelo 3GPP, enfatizando a utilização de múltiplas portadoras, múltiplas antenas, além das características de duplexação. Destacamos que as especificações propostas pelo 3GPP ainda estão sob constante revisão, portanto não se sabe em que extensão as técnicas propostas até o presente momento serão de fato incluídas no padrão final do 3G LTE. Entretanto, são claras as evidências de que as técnicas de múltiplas portadoras e múltiplas antenas serão amplamente empregadas nos sistemas de comunicações móveis futuros, o que valida o estudo realizado nesse trabalho.

5.2 Requisitos

No primeiro encontro para tratar do LTE, em 2004, foram identificados alguns requisitos essenciais para a evolução dos sistemas de terceira geração. Foi recomendado que a evolução do UTRAN deveria trazer melhoras significativas, para justificar o esforço despendido na normatização, além de evitar opções desnecessárias. Alguns pontos importantes são destacados abaixo [20].

- Custo reduzido por bit.
- Crescimento dos serviços oferecidos - mais serviços com menores custos.
- Flexibilidade para utilizar as bandas de frequência já existentes e também novas bandas.
- Arquitetura simplificada com interfaces abertas.
- Permitir pequeno consumo de energia por parte dos terminais móveis.

Nos sistemas atuais, as taxas de transmissão chegam a 14.4 Mbps para o *downlink* e 5.7 Mbps para o *uplink*, utilizando HSDPA e HSUPA, *High Speed Uplink Packet Access*, sem codificação de canal. Para a evolução a longo prazo, o 3GPP propôs metas muito mais ambiciosas. Citamos alguns requisitos mencionados nas especificações técnicas para o LTE.

- No plano do usuário, a latência deve ser inferior a 5 ms ao utilizar uma banda igual ou superior a 5 MHz. Com uma alocação de espectro menor, uma latência de 10 ms deve ser proporcionada.
- Reduzida latência no plano de controle.
- Banda de frequência de até 20 MHz com bandas menores cobrindo 1.25 MHz, 2.5 MHz, 5 MHz, 10 MHz e 15 MHz para alocações mais estreitas.
- Taxas de transmissão no *downlink* de até 100 Mbps.
- Taxas de transmissão no *uplink* de até 50 Mbps.
- Capacidade duas ou três vezes maior do que os sistemas atuais com HSDPA e HSUPA.
- Melhoria nas taxas que chegam aos usuários nas bordas das células.
- Suporte somente para chaveamento por pacotes.

Destaca-se ainda a necessidade de interoperabilidade com as redes baseadas em WCDMA e GSM. Embora pareça interessante apontar para uma grande interconexão entre os sistemas já existentes e os novos sistemas mais avançados, implementando *handovers*¹ bastante rápidos e eficientes, é preciso atentar para os custos envolvidos na implementação desse requisito. Um novo sistema baseado no E-UTRAN certamente deverá ter meios de operar juntamente com o UTRAN já existente, e também com redes baseadas em GSM/GPRS/EDGE, mas a questão principal é a quebra

¹Mudanças de célula

no fluxo de dados, quando um usuário passar de um sistema para outro, além da maneira como o sistema controla o movimento desse usuário. As discussões para a evolução a longo prazo estabeleceram que os serviços que requerem uma qualidade de tempo real, uma pausa de 300 ms seria aceitável, enquanto os serviços que não fossem em tempo real poderiam sofrer uma pausa de até 500 ms. Além disso, algumas metas envolvem a busca da redução dos custos, pela redução dos custos de operação e nos investimentos com a rede.

Entre as suposições iniciais, já existe um acordo quanto à utilização de duas antenas de recepção no terminal móvel, facilitando a implementação de tecnologias avançadas de antenas, como os conceitos de MIMO. Para a estação base também está prevista a capacidade de transmitir e receber com duas antenas. Quanto à mobilidade, as definições apontam para um desempenho otimizado para móveis com velocidade inferior a 15 km/h e um desempenho ainda bom para velocidades de até 120 km/h. A conexão deverá ser mantida inclusive para móveis com velocidades superiores a 350 km/h.

5.3 Duplexação

A interface aérea do E-UTRA suporta a operação com duplexação por divisão na frequência FDD e também a operação com duplexação por divisão no tempo TDD. No modo TDD, os sub-quadros podem ser alocados tanto para o *uplink*, quanto para o *downlink*, acomodando diferentes perfis de tráfego e diferentes funções. Um sub-quadro consiste em um número inteiro de símbolos, em uma estrutura definida pela sinalização da rede. A estrutura pode variar entre os sub-quadros dentro de um mesmo quadro, para atender diferentes perfis de tráfego e diferentes exigências de latência. Os sinais de sincronismo e de informação do sistema são inseridos em cada quadro, ocupando uma parte do mesmo. Se esses sinais forem comuns aos modos TDD e FDD, torna-se possível obter alguns benefícios com relação à complexidade do móvel. No modo de operação TDD, tons piloto são utilizados para explorar a reciprocidade do canal do enlace. Tons piloto distintos provenientes de diferentes antenas podem ser utilizados para dar suporte à técnicas de múltiplas antenas, como MIMO. A escolha do modo de operação TDD para o E-UTRA pode acarretar em cenários de interferência adicionais, se comparado com o modo de operação FDD. Especificamente, pode ocorrer interferência direta entre móveis (UE) e também entre estações base (BS), tanto na mesma portadora, quanto em portadoras vizinhas.

A estrutura de quadros proposta pelo 3GPP, para o caso em que a coexistência do UTRA e do E-UTRA é desconsiderada, é mostrada na figura 5.1. Símbolos vazios são necessários nos pontos em que há mudança entre *downlink* e *uplink*.

Os conceitos descritos nas seções a seguir, para o *downlink* e para o *uplink*, são comuns aos modos TDD e FDD, exceto quando alguma propriedade específica for mencionada.

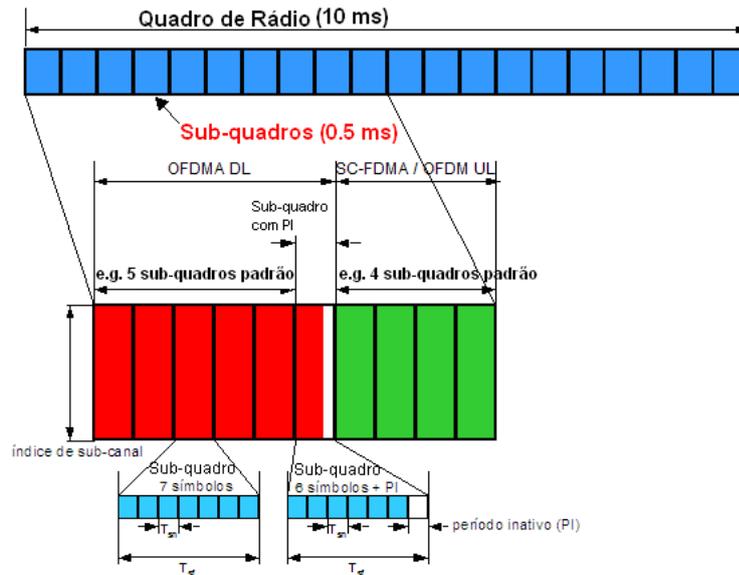


Figura 5.1: Configuração de Quadros

5.4 Conceitos Básicos para o Enlace Direto Utilizando OFDMA

5.4.1 Esquema de Transmissão

O esquema básico de transmissão, proposto pelo 3GPP para o *downlink* do 3G LTE, é baseado na Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDM), na sua forma convencional, utilizando prefixo cíclico (CP). O espaçamento entre as subportadoras é fixo em $f = 15 \text{ kHz}$ e a duração do prefixo cíclico (TCP) pode ser de $4.7 \mu s$, ou de $16.7 \mu s$. Assumindo que um quadro de rádio de 10 ms é dividido em vinte sub-quadros de mesma duração, teremos que a duração de cada sub-quadro será $T_{sub-quadro} = 0.5 \text{ ms}$. No caso TDD, um subgrupo dos vinte sub-quadros é alocado para o *downlink*. Os parâmetros básicos de transmissão sugeridos pelo 3GPP são apresentados na tabela 5.1 a seguir.

Tabela 5.1: Parâmetros de Transmissão para Enlace Direto com OFDM

Banda	1.25 MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Frequência de	1.92 MHz	3.84 MHz	7.68 MHz	15.36 MHz	23.04 MHz	30.72 MHz
Amostragem	$(1/2 \times 3.84 MHz)$	$(1 \times 3.84 MHz)$	$(2 \times 3.84 MHz)$	$(4 \times 3.84 MHz)$	$(6 \times 3.84 MHz)$	$(8 \times 3.84 MHz)$
FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Subportadoras**	76	151	301	601	901	1201
CP curto	$4.69 [9] \times 6$	$4.69 [18] \times 6$	$4.69 [36] \times 6$	$4.69 [72] \times 6$	$4.69 [108] \times 6$	$4.69 [144] \times 6$
CP curto	$5.21 [10] \times 1^*$	$5.21 [20] \times 1$	$5.21 [40] \times 1$	$5.21 [80] \times 1$	$5.21 [120] \times 1$	$5.21 [160] \times 1$
CP longo	$16.67 [32]$	$16.67 [64]$	$16.67 [128]$	$16.67 [256]$	$16.67 [384]$	$16.67 [512]$

* $x_1[y_1] \times n_1$ significa $x_1 \mu s$, ou $[y_1]$ amostras, para n_1 símbolos OFDM.

** Inclui a subportadora DC que não contém dados.

A duração do sub-quadro corresponde ao intervalo de transmissão, (TTI) mínimo do *downlink*. Considera-se a possibilidade de concatenar múltiplos sub-quadros em um intervalo de transmissão maior, para obter, por exemplo, uma qualidade de serviço (QoS) maior. Nesse caso, o TTI pode ser um atributo semi-estático ou dinâmico do canal. No caso de um intervalo de transmissão semi-estático, o mesmo é determinado por uma sinalização de uma camada superior. No caso dinâmico, o número de sub-quadros concatenados pode ser alterado dinamicamente, ao menos para a transmissão inicial e, possivelmente, para retransmissões. Inicialmente, é assumido que a rede sinaliza o TTI, explicitamente, enviando bits de sinalização, ou implicitamente, indicando a modulação, taxa de codificação e o tamanho do bloco a ser transmitido. É importante destacar que o espaçamento entre as subportadoras é constante, independente da banda de transmissão. Para permitir a operação alocando diferentes porções do espectro, a largura da banda de transmissão é variada pela alteração no número de subportadoras OFDM. Também é considerada a necessidade de utilizar um prefixo cíclico de maior duração, conforme foi mostrado na tabela 5.1, em cenários com múltiplas células, ou com células muito extensas.

O mapeamento dos N canais físicos disponíveis (sub-portadoras), em um símbolo OFDM, no espectro de rádio-freqüências, é feito conforme mostra a figura 5.2 a seguir. O valor de N_n especificado é de 37/75/150/300/450/600 quando a banda de transmissão é de 1.25/2.5/5/10/15/20MHz, respectivamente.

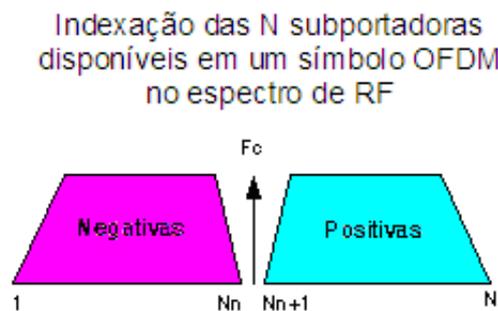


Figura 5.2: Mapeamento das Subportadoras OFDM no Espectro de RF

5.4.2 Codificação de Canal

A codificação de canal sugerida pelo 3GPP para os bits de informação é baseada na versão 6 do UTRA *Turbo Coding*. Considera-se ainda a possibilidade de estender para menores taxas, utilizando polinômios adicionais, maiores blocos de código e taxas modificadas pela remoção da cauda. A norma também admite que sejam considerados outros esquemas de códigos corretores de erro, especialmente se forem demonstrados benefícios com respeito a complexidade ou desem-

penho. Para atingir maior ganho de processamento, códigos repetidores podem ser usados como complemento aos códigos corretores de erro.

5.4.3 Esquemas de Modulação

Os esquemas básicos de modulação sugeridos pelo 3GPP são QPSK, 16-QAM e 64-QAM. A figura 5.3 ilustra as constelações, com a codificação de Gray apresentada nas especificações técnicas propostas pelo 3GPP [21].

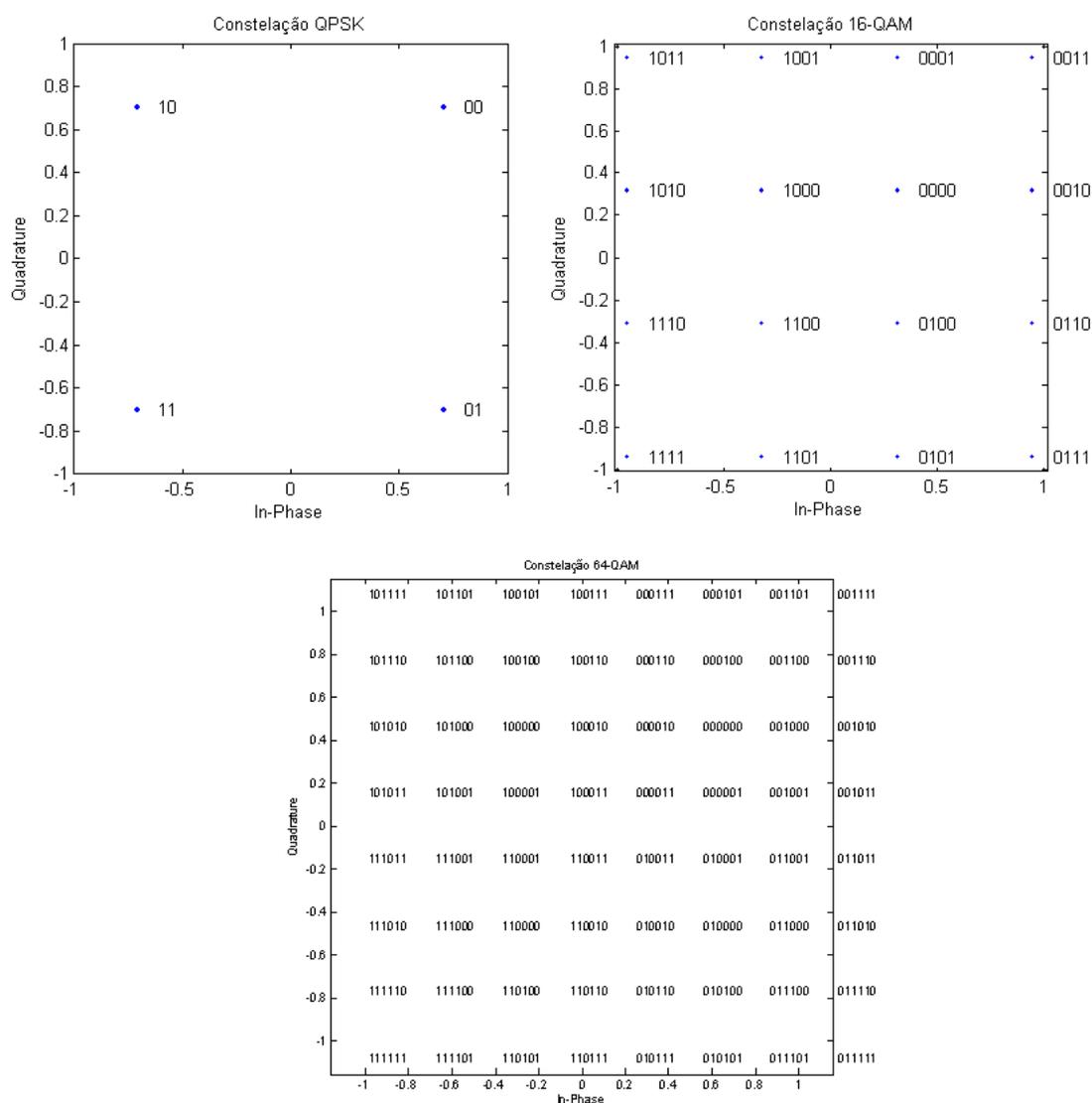


Figura 5.3: Constelações para QPSK, 16-QAM e 64-QAM

5.4.4 MIMO e Esquemas de Diversidade

A configuração básica de antenas para o esquema de múltiplas antenas, MIMO, *Multiple Input Multiple Output*, considera duas antenas de transmissão na estação base (BS) da célula e duas

antenas de recepção na unidade móvel (UE). A especificação do 3GPP também sugere que seja considerado um esquema MIMO de maior ordem, com quatro antenas de transmissão e quatro de recepção.

Para os canais de controle do *downlink*, é sugerida a utilização de esquemas de diversidade de laço aberto (open loop), uma vez que o desempenho desses canais é dificilmente melhorada com outros esquemas de diversidade, como retransmissão ou esquemas adaptativos (link adaptation).

Os esquemas de diversidade variam com respeito à complexidade e à capacidade de suportar um número variável de antenas de transmissão. Portanto, a simplicidade e a variabilidade desses esquemas devem ser comparadas, assim como seus ganhos de performance. A especificação técnica do 3GPP sugere que sejam considerados os esquemas de diversidade de laço aberto baseados em codificação por blocos, *Space-Time Block Coding* (STBC), ou *Space-Frequency Block Coding* (SFBC), diversidade por atraso cíclico, diversidade por transmissão chaveada no tempo ou na frequência, transmissão pré-codificada (feixe adaptativo), e ainda a combinação das técnicas de codificação por blocos e atraso cíclico.

Alguns aspectos são citados pelo 3GPP para o esquema MIMO LTE, para que sejam discutidos.

- Cenários micro-celulares/*hot-spots* e macro-celulares devem ser considerados para qualquer análise de desempenho.
- Não se deve aumentar a quantidade de modos de operação desnecessariamente. É preciso avaliar o impacto na arquitetura do receptor.
- Ao comparar diferentes conceitos de MIMO, devem ser consideradas suposições realistas, como erros e atrasos de retorno, necessidade de sinais de referência e seu efeito no desempenho, complexidade, entre outros. O sinal de referência resultante e os excessos de sinalização, tanto no *uplink*, quanto no *downlink*, devem ser justificados pelas melhorias trazidas ao sistema.

A multiplexação por divisão espacial (SDM), *Spatial Division Multiplexing*, de vários símbolos modulados para um único usuário (UE), utilizando o mesmo recurso de codificação, no tempo ou na frequência, deve estar disponível no 3G LTE. Quando um canal MIMO é designado a um único usuário, ele é chamado de SU-MIMO, *single user MIMO*. Os modos de operação das diversas antenas de transmissão em uma célula são: multiplexação espacial, *beamforming* e *single-stream*. O modo de operação é restringido pela capacidade do equipamento móvel (UE), como o número de antenas de recepção, e é determinado considerando as variações do canal. O modo deve ser adaptado lentamente, por exemplo, no início da comunicação, ou a cada cem milissegundos, de modo que a sinalização de controle necessária seja reduzida. Outros princípios importantes são mencionados a seguir:

- A configuração máxima de antenas a ser analisada é 4x4.
- Enlace adaptativo, como uma maneira de seguir as rápidas variações do canal, é aplicado independentemente para cada palavra-código, se várias palavras-código forem transmitidas a um móvel com intervalo de controle entre 0.5ms e alguns ms.

Além da SDM, a multiplexação por divisão espacial dos símbolos modulados destinados a diferentes usuários, utilizando o mesmo recurso de codificação, no tempo ou na frequência, também deverá estar disponível para avaliação, e pode ser caracterizada como Múltiplo Acesso por Divisão Espacial (SDMA), *Spatial Division Multiple Access*, ou MU-MIMO, *multi user MIMO*. Deve-se observar que SDM é um caso especial de SDMA. MU-MIMO deve ser disponível apenas na pré-codificação. Para evitar que o receptor do equipamento do usuário (UE) seja muito complexo, o cancelamento da interferência devida aos sinais de outros UE não é considerado uma característica imperativa. Entretanto, as maneiras de ajudar no cancelamento da interferência entre os móveis, fornecendo as informações necessárias, não devem ser excluídas. A aplicação de SU-MIMO ou MU-MIMO a um usuário é determinada pela *Node B*, ou estação base, de maneira dinâmica ou semi-estática.

5.5 Conceitos Básicos do Uplink Utilizando SC-FDMA

Na transmissão *uplink*, é importante que a transmissão efetuada pelo móvel seja eficiente quanto ao consumo de potência, de modo que a cobertura seja maximizada. O uso da técnica SC-FDMA com banda variável é sugerido pelo 3GPP para a transmissão *uplink* do 3G LTE. O esquema básico de transmissão para o *uplink* é o SC-FDMA, com uso de prefixo cíclico para obter a ortogonalidade entre usuários, possibilitando uma eficiente equalização no domínio das frequências no lado do receptor. A geração do sinal no domínio das frequências é ilustrada na figura 5.4. Esse esquema possui algumas características em comum com o esquema OFDM utilizado no *downlink*, o que permite a reutilização de parâmetros, como a frequência do relógio (clock).

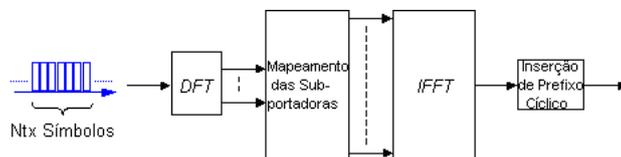


Figura 5.4: Estrutura do Transmissor no Uplink SC-FDMA

Em cada intervalo de tempo, um agendador na estação base aloca um intervalo tempo-frequência a um terminal, para que o usuário possa transmitir dados, garantindo a ortogonalidade dentro de uma mesma célula. A separação dos usuários é realizada essencialmente no domínio do tempo, mas os usuários com limitações na potência de transmissão, ou com grande quantidade de dados a transmitir, também são agendados considerando o domínio da frequência. Um usuário é alocado apenas em porções contínuas do espectro de frequências disponíveis, mantendo a característica de portadora única, e assegurando a eficiência no uso da potência na transmissão. Os problemas de múltiplos percursos são tratados com equalização no domínio da frequência, realizada na estação base, além da inserção da extensão cíclica na transmissão do sinal. Os parâmetros de transmissão, codificação e modulação são semelhantes aos da transmissão *downlink*. A figura 5.5 a seguir ilustra a estrutura utilizada na transmissão, comparando o *downlink* e o *uplink* [22].

O estudo do *uplink* para o 3G LTE pertence ao escopo do WiSiL. Entretanto, esse tópico foi

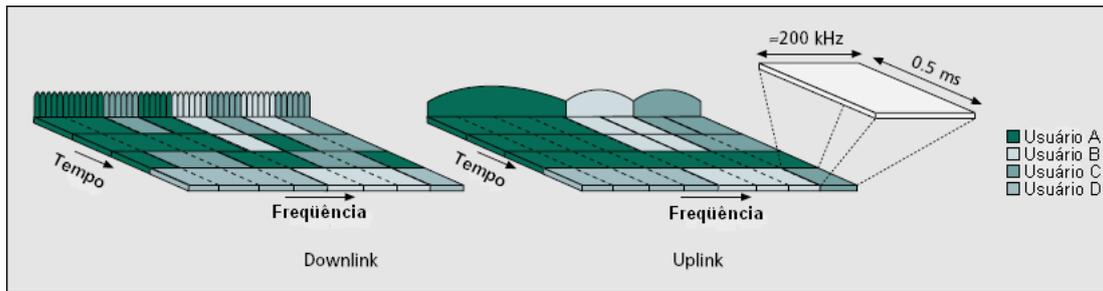


Figura 5.5: Esquema Tempo-Frequência para Downlink e Uplink no 3G LTE

tratado por um outro grupo de alunos e pesquisadores.

Capítulo 6

Simulador

Este capítulo apresenta uma proposta de simulador de enlace, desenvolvido em MATLAB, com base nas especificações para a evolução a longo prazo dos sistemas de terceira geração, 3G LTE. São descritos os módulos do simulador desenvolvido e, em seguida, são apresentados os resultados de simulações.

6.1 Introdução

O estudo das técnicas de transmissão com múltiplas portadoras e múltiplas antenas, já mencionados em capítulos anteriores, foi complementado com o desenvolvimento de um simulador de enlace, utilizando o programa MATLAB. O trabalho desenvolvido consistiu na implementação de funções que compõem o transmissor, o canal e o receptor, para o *downlink* de um sistema de comunicações móveis 3G LTE. As características do simulador foram baseadas nas especificações técnicas propostas pelo 3GPP para os sistemas de comunicações móveis futuros, E-UTRA/E-UTRAN.

A figura 6.1 mostra um diagrama de blocos que ilustra a estrutura do simulador desenvolvido. Cada bloco do diagrama foi implementado como uma função no MATLAB. Além das funções representadas nos blocos, há um arquivo principal, que chama as funções na ordem apresentada pelo diagrama; um arquivo de parâmetros, em que são escolhidos diversos parâmetros da simulação; e um arquivo que inicia as simulações.

Nesse capítulo, são descritos os blocos implementados no simulador. Posteriormente, são apresentados os resultados de simulação que validam o simulador, utilizando apenas um canal com ruído branco aditivo gaussiano (AWGN) e, em seguida, os resultados de simulações diversas, comparando as técnicas implementadas, utilizando uma implementação de canal com múltiplos percursos.

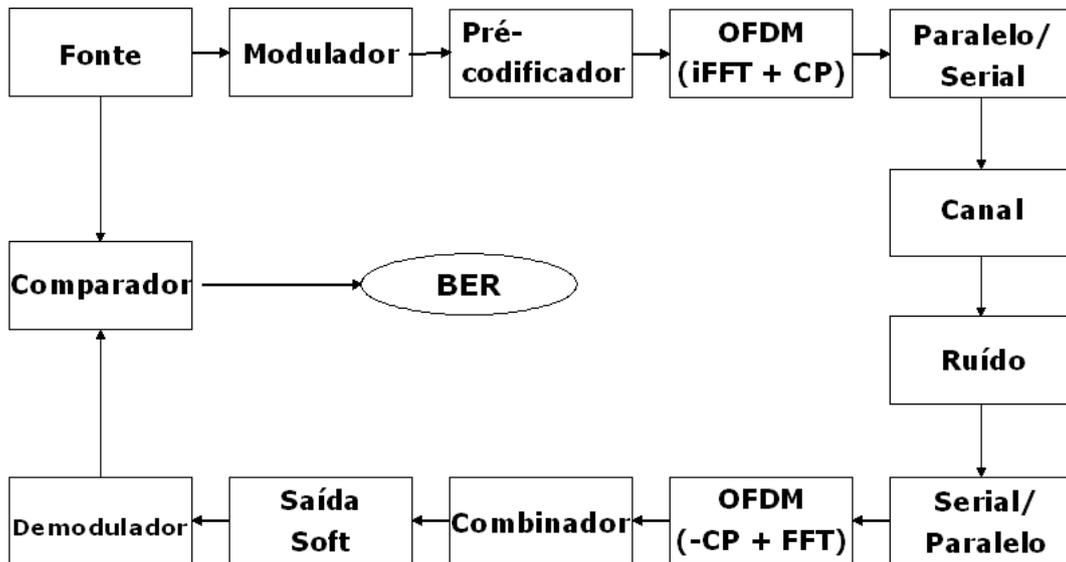


Figura 6.1: Diagrama de Blocos do Simulador de Enlace *Downlink* 3G LTE

6.2 Descrição dos Módulos do Simulador

6.2.1 Fonte

A função que implementa uma fonte é responsável pela geração de bits aleatórios, simulando os novos dados a serem transmitidos da estação base para o terminal móvel. Nenhuma entrada é necessária para esta função. Os parâmetros necessários são selecionados no arquivo de parâmetros. Deve-se selecionar o método de geração dos bits, que pode ser aleatório, ou por busca em um arquivo. Ao selecionar o método aleatório, os bits são gerados pelo MATLAB, de maneira aleatória e com distribuição uniforme. Se o método escolhido for correspondente à busca em um arquivo, o nome e a localização do arquivo deverão ser informados. Os bits gerados, ou copiados do arquivo indicado, são alocados em um vetor coluna, para entrar posteriormente na função que implementa o modulador.

6.2.2 Modulador

A função que implementa um modulador tem como entrada o vetor de bits gerado na fonte. Essa função executa uma modulação digital, transformando o vetor binário em um vetor de símbolos complexos, de acordo com o tipo de modulação e o número de bits por símbolo escolhidos.

Os parâmetros da modulação digital são escolhidos dentro do arquivo de parâmetros. O usuário do simulador deverá escolher o tipo de modulação, entre PSK e QAM, e o tamanho da constelação (M). Escolhidos esses dois parâmetros, os demais são automaticamente alterados para a modulação escolhida. As combinações implementadas estão de acordo com as modulações sugeridas pelo 3GPP para o 3G LTE, e são: QPSK, 16-QAM, 64-QAM, além do BPSK, utilizado para testes.

No arquivo de parâmetros, também ficam outros valores, utilizados na modulação, como o

número de bits por símbolo, calculado como $\log_2(M)$, a energia de símbolo, os mapeamentos para plotar as constelações e a normalização de cada modulação, representada pela variável K_{mod} . Os valores de K_{mod} para as modulações BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM são, respectivamente, 1, $1/\sqrt{2}$, $1/\sqrt{10}$ e $1/\sqrt{42}$.

A transformação dos bits da entrada em símbolos complexos foi implementada por meio de equações, que associam uma certa combinação de bits a uma posição na constelação. Esse mapeamento considera a codificação de Gray proposta pelo 3GPP, apresentada no capítulo 5, de modo que os símbolos modulados vizinhos diferem apenas em um único bit. Para efetuar a modulação, os bits que chegam ao combinador em um vetor coluna são agrupados de acordo com o número de bits por símbolo. Para cada grupo, a equação é calculada, resultando no correspondente valor complexo, associado àquela seqüência de bits. A seguir, são apresentadas as equações utilizadas para cada modulação, considerando b_0 o bit menos significativo.

$$\begin{aligned}
 BPSK & \quad s_{kl} = (1 - 2b_0) \\
 QPSK & \quad s_{kl} = (1 - 2b_1) + j(1 - 2b_0) \\
 16 - QAM & \quad s_{kl} = (1 - 2b_3)(1 + 2b_1) + j(1 - 2b_2)(1 + 2b_0) \\
 64 - QAM & \quad s_{kl} = (2b_5 - 1)((1 - 2b_3) * (1 + 2b_1) - 4) + j((2b_4 - 1)((1 - 2b_2)(1 + 2b_0) - 4))
 \end{aligned}$$

6.2.3 Pré-codificador

O pré-codificador implementa os esquemas de diversidade espaço-temporal ou espaço-freqüência de tal maneira que a técnica OFDM possa ser utilizada em seguida. Esta função implementa o esquema de Alamouti nos símbolos modulados, de acordo com o esquema de diversidade selecionado. Ambos os esquemas possíveis, O-STBC e SFBC-OFDM, utilizam as técnicas com múltiplas antenas e OFDM. O esquema espaço-temporal refere-se ao esquema de Alamouti aplicado a símbolos modulados alocados na mesma subportadora, porém em símbolos OFDM adjacentes. O esquema de diversidade espaço-freqüência refere-se ao esquema de Alamouti aplicado aos símbolos modulados que serão transmitidos em subportadoras adjacentes de um mesmo símbolo OFDM.

Neste simulador, é possível escolher entre uma ou duas antenas de transmissão. Para uma única antena de transmissão, o esquema de Alamouti não é implementado. Neste caso, a primeira matriz de saída apresenta os símbolos modulados a serem transmitidos de uma maneira apropriada para que seja aplicada a técnica OFDM. Por outro lado, a segunda matriz na saída será preenchida com símbolos nulos. Isto se deve ao fato de que ela representa os símbolos a serem transmitidos pela segunda antena de transmissão, que, neste caso, não está sendo levada em consideração.

A entrada esperada pelo pré-codificador deve ser um vetor coluna com os símbolos modulados a serem transmitidos. O comprimento deste vetor é determinado pelo número de subportadoras em um símbolo OFDM, multiplicado pelo número de símbolos OFDM a serem implementados posteriormente e então transmitidos. Além disso, os parâmetros de entrada recebidos nesta função são: o esquema de diversidade (*diversity = 'time' or 'frequency'*), que pode ser relativo ao tempo ou à freqüência; o número de antenas de transmissão (*TxNum*), o número de subportadoras de um símbolo OFDM (*numCarr*) e o número de símbolos OFDM a serem transmitidos (*numSymbols*).

Por fim, a saída do pré-codificador são duas matrizes, contendo os símbolos modulados, or-

ganizados de acordo com o esquema de diversidade de Alamouti selecionado. Cada uma destas matrizes refere-se a uma das antenas de transmissão. $Tx0$ é a matriz de saída para a primeira antena de transmissão e $Tx1$ é a saída para a segunda antena de transmissão. Cada uma destas matrizes possui as dimensões $(numCarr-1) \times numSymbols$. O número de linhas destas matrizes será o número de subportadoras em cada símbolo OFDM subtraído de uma unidade, devido ao fato de que a subportadora central permanece vazia. Além disso, é válido lembrar que para o caso de uma única antena de transmissão a matriz $Tx1$ é preenchida com zeros.

6.2.4 Transmissor OFDM

A função que implementa o transmissor OFDM recebe na entrada uma matriz de símbolos modulados organizados na forma paralela. A organização desses símbolos pode ser feita alocando uma subportadora para cada símbolo, na ordem da geração, ou organizando os símbolos conforme o esquema de transmissão desejado. A função que implementa essa organização dos símbolos chama-se *Precoder*, e foi descrita na seção anterior.

As dimensões da matriz de entrada do transmissor OFDM são determinadas implicitamente no arquivo de parâmetros. A determinação da banda de transmissão seleciona automaticamente alguns parâmetros relacionados à técnica de transmissão OFDM. Isso ocorre porque a especificação técnica do 3GPP para o 3G LTE apresenta todos esses valores, para cada banda de transmissão em que o sistema possa ser implementado. Cada linha da matriz de entrada contém um símbolo modulado, que será alocado em uma subportadora OFDM. Os símbolos alocados em uma mesma linha formarão, então, um símbolo OFDM a ser transmitido. Portanto, a matriz de entrada possui um número de linhas igual ao número de subportadoras, enquanto o número de colunas é igual ao número de símbolos OFDM.

De posse da matriz, com os símbolos modulados organizados na forma paralela, deve-se adicionar zeros a essa matriz, considerando o mapeamento apresentado pelo 3GPP, mostrado na figura 5.2. A portadora central, ou nível DC, é mantida vazia, e zeros são adicionados nas pontas para completar o número de pontos especificado para a Transformada Rápida de Fourier Inversa a ser aplicada.

Utiliza-se a função *ifft* do MATLAB, aplicada às colunas, para obter os símbolos OFDM. O tamanho da transformada aplicada é determinado no arquivo de parâmetros, de maneira automática, quando a banda de transmissão é selecionada. Em seguida, uma parte do símbolo é repetida em seu início, conforme foi mostrado na figura 3.7, de modo que um prefixo cíclico é adicionado ao símbolo OFDM. O tamanho da extensão cíclica, assim como o tamanho das transformadas de Fourier, é especificado pelo 3GPP, e está descrito no arquivo de parâmetros.

Na saída da função que implementa o transmissor OFDM, é obtida uma matriz, contendo em cada coluna um símbolo OFDM a ser transmitido. O símbolo é sobre amostrado, ao aplicar a Transformada Rápida de Fourier Inversa (iFFT) com tamanho sempre maior do que o número de subportadoras. O número de linhas dessa matriz é, então, determinado pelo tamanho da iFFT aplicada, somado ao tamanho da extensão cíclica adicionada ao símbolo.

6.2.5 Conversor Paralelo/Série

Após a implementação do transmissor OFDM, os símbolos a serem transmitidos por uma antena estão organizados em uma matriz. Cada linha da matriz contém um símbolo modulado, a ser transmitido por uma subportadora OFDM. Cada coluna da matriz contém um símbolo OFDM, gerado pela aplicação da Transformada Inversa de Fourier, utilizando o algoritmo da Transformada Rápida, seguido da adição de um prefixo cíclico.

A organização dos símbolos em paralelo é necessária para a aplicação da técnica OFDM que, muitas vezes, é referenciada por essa característica particular. Entretanto, a transmissão através do canal, requer que os símbolos sejam alocados seqüencialmente no tempo, por uma conversão Paralelo/Série.

A função que implementa um conversor Paralelo/Série recebe como entrada a matriz de símbolos paralelos supracitada em um vetor de símbolos seriais, utilizando uma função do MATLAB, chamada de *reshape*. Essa função dispõe os símbolos OFDM, que estavam nas colunas da matriz, lado a lado, formando um único vetor com os símbolos em série.

Quando são utilizadas mais antenas de transmissão, os sinais a serem transmitidos através do canal são dispostos em uma matriz. Cada linha corresponde ao sinal serial transmitido por uma antena.

6.2.6 Canal

A função canal utilizada gera canais com múltiplos percursos para sistemas com múltiplas antenas e múltiplas portadoras. O canal deve ser inicializado com o comando *'init'* e o método *'fade'* deve ser chamado pelo menos uma vez antes do canal ser utilizado. Toda vez que o método *'fade'* é chamado os coeficientes de desvanecimento para todos os percursos são atualizados.

Quando o comando *'init'* é executado o estado inicial do canal e a sua resposta unitária são inicializados. Além disso, a função canal deve receber como entrada, ao ser inicializada, os seguintes parâmetros:

- Modelo (*MODEL*): especifica o ambiente do canal a ser considerado. Nas simulações apresentadas neste trabalho, o modelo considerado foi o urbano que será detalhado posteriormente.
- Período de amostragem (*TS*): o período entre duas amostras do canal a serem consideradas, em segundos.
- Fator de roll-off (*ROLLOFF*): fator de roll-off do filtro de transmissão.
- Semente (*SEED*): estado inicial do gerador de números aleatórios, o valor default é 1.
- Número de antenas de transmissão e número de antenas de recepção (N_{BS} e N_{MS}): fornecem o número de antenas entre a estação base e a estação móvel, os valores default são 1.

- Velocidade (*VELOCITY*): Se a velocidade for menor que zero (default), não haverá nenhuma correlação entre diferentes desvanecimentos. Caso a velocidade seja maior ou igual a zero, uma frequência Doppler mínima de 5Hz será considerada para levar em conta a mudança de ambiente. A velocidade deve ser dada em metros por segundo (m/s).
- Intervalo de desvanecimento (*FADING INTERVAL*): é o intervalo de tempo em segundos entre dois desvanecimentos, será relevante apenas se a velocidade for maior que zero.

O método '*fade*' é responsável por gerar aleatoriamente os coeficientes do novo canal, segundo uma distribuição de Rayleigh ou Rice. Esta distribuição depende do modelo selecionado e nos modelos aqui considerados foram utilizadas distribuições de Rayleigh.

O método '*fade*' fornece como saída uma matriz contendo as respostas impulsionais dos canais obtidos. Além disso, se este método receber como entrada o parâmetro de normalização (*NORM P*), e este for maior que zero, então a energia da resposta impulsional do canal será normalizada, correspondendo ao controle ideal de potência. É importante ressaltar que este método deve ser chamado pelo menos uma vez, antes do canal processar o sinal a ser transmitido.

Em seguida, deve ser chamado o método '*downlink*', uma vez que neste trabalho simulamos o *downlink* do enlace de comunicação. Este método recebe como entrada um vetor contendo os símbolos que constituem o sinal a ser transmitido. Na execução do método '*downlink*' os símbolos são processados para determinar a saída complexa do canal, ou seja, o sinal após a transmissão. Este processamento é realizado por meio de uma convolução circular do símbolo OFDM com a resposta impulsional do canal, seguida de uma filtragem. Os sinais de cada uma das antenas de transmissão são vetores linha. As saídas deste método serão uma matriz das respostas impulsionais dos canais e uma matriz dos sinais processados após a transmissão.

Após os sinais serem processados pelos canais, é adicionado o ruído branco aditivo gaussiano (AWGN). Na função ruído, inicialmente calcula-se a variância do ruído a ser adicionado, a partir da energia média de bit (E_{ab}) e do valor de E_b/N_0 para o laço de simulação em questão. Conhecendo-se então a variância do ruído, é gerada uma matriz de dimensões iguais à matriz dos sinais processados, utilizando-se um gerador de números aleatórios com distribuição gaussiana. Este procedimento é realizado tanto para se obter a parte real, quanto a parte imaginária do ruído. Por fim, este ruído complexo é somado ao sinal processado. Como é possível observar, as entradas da função ruído serão a matriz dos sinais processados, a energia média de bit (E_{ab}) e o valor de E_b/N_0 . Suas saídas serão uma matriz dos sinais processados com ruído e a variância do ruído (N_0). É importante lembrar que na matriz dos sinais processados com ruído (*channel signal awgn*) cada linha corresponde a uma antena diferente.

6.2.6.1 Modelos de canal

Os modelos de canal apresentados caracterizam um ambiente urbano, um ambiente rural e um montanhoso. Estes três modelos foram apresentados pelo 3GPP [ref]. O perfil de cada um destes canais será descrito pelas potências médias e atrasos relativos de cada um dos percursos.

Na figura 6.2, são mostrados os múltiplos percursos existentes nos modelos de canal utilizados,

evidenciando a potência de cada componente e seu respectivo atraso no tempo. Essas ilustrações em formato de histograma têm o objetivo de facilitar a compreensão dos perfis de canal utilizados nas simulações.

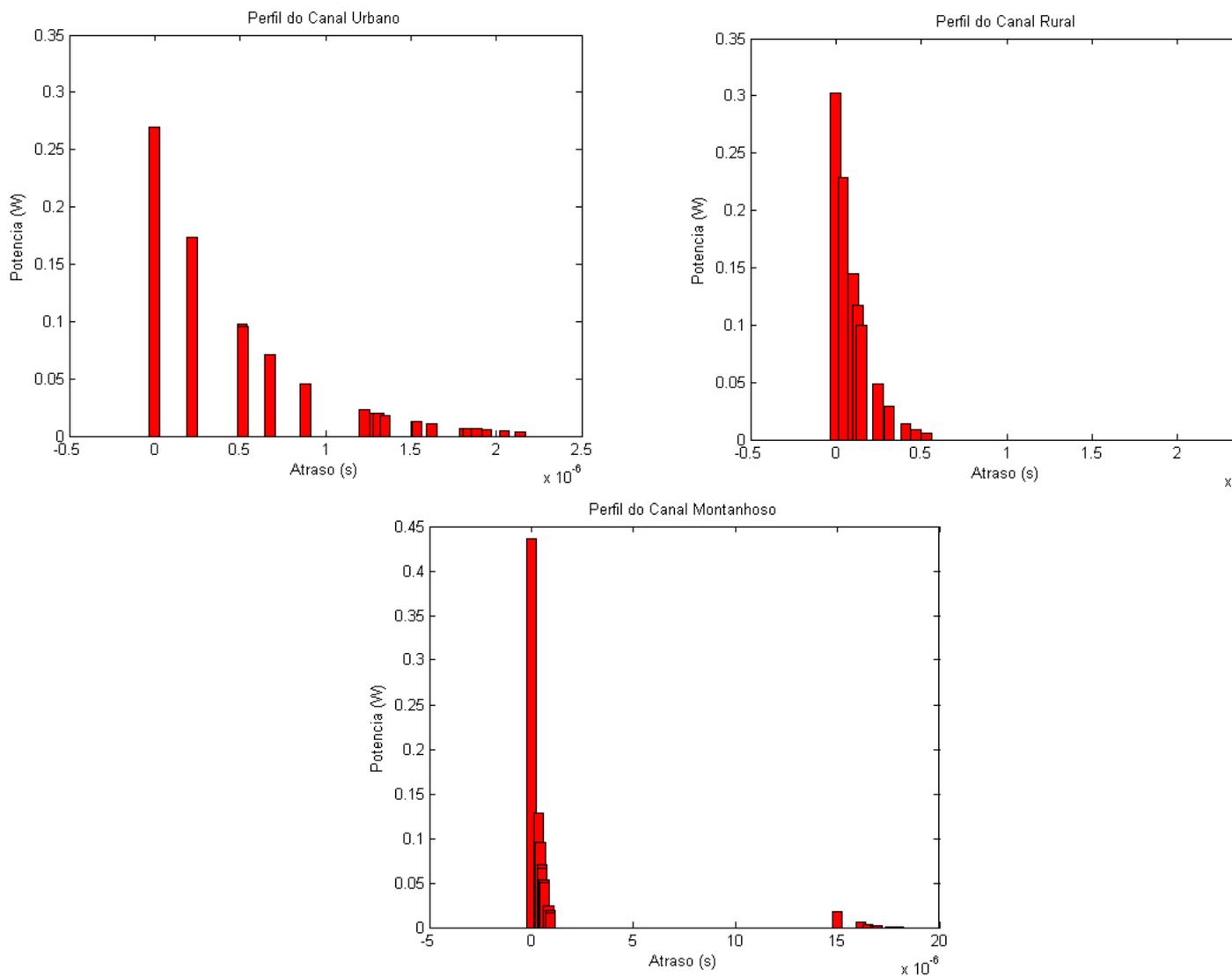


Figura 6.2: Perfil dos Canais Utilizados

6.2.7 Conversor Série/Paralelo

Após passar pelo canal, o sinal deverá deixar a forma serial, retornando à sua configuração em paralelo, para que as operações do receptor OFDM sejam então efetuadas. A função recebe como entrada o sinal serial transmitido através do canal, entregando na saída uma matriz com os símbolos em paralelo. As novas dimensões da matriz de símbolos em paralelo são determinadas convenientemente, de modo que a organização dos símbolos transmitidos seja retomada. Isto é, o número de colunas é determinado pelo número de símbolos OFDM transmitidos, e o número de linhas é determinado pelo tamanho de cada símbolo.

Dentro da função, são feitas algumas considerações quanto ao número de antenas. Tais consi-

derações são necessárias devido à maneira como a implementação utilizada para o canal processa o sinal. Se houver apenas uma antena de recepção, o sinal que chega ao conversor Série/Paralelo é um vetor, contendo o sinal recebido pela antena. Quando há duas antenas de recepção, a saída do canal é uma matriz, com o sinal recebido por cada antena disposto em cada uma das colunas. Nesse caso, a função do Conversor Série/Paralelo separa o sinal de cada antena de recepção e depois organiza duas matrizes com os símbolos de cada antena de recepção organizados na forma paralela.

6.2.8 Receptor OFDM

O Receptor OFDM executa as operações inversas do transmissor. O sinal de entrada dessa função deverá ser uma matriz, com os símbolos no formato paralelo, em que cada coluna corresponde a um símbolo OFDM.

Inicialmente, a extensão cíclica é retirada, pela remoção de uma quantidade de amostras igual àquela adicionada no transmissor. A remoção da extensão cíclica pode ser realizada no início, ou no final do símbolo, ou em ambos, contanto que o total de amostras removidas seja igual ao total de amostras adicionadas. Atualmente, a função implementada permite que a extensão seja retirada apenas do início do símbolo. Porém, a flexibilização dessa característica é uma melhoria do simulador que deverá ser implementada em versões futuras.

Após a remoção da extensão cíclica, utiliza-se a função *fft* do MATLAB, para retornar ao domínio da envoltória complexa. Após aplicar a Transformada Rápida de Fourier, com o mesmo número de pontos daquela aplicada no transmissor, é necessário fazer um mapeamento para recuperar os símbolos transmitidos em cada subportadora. Isso porque, ao aplicar a função *fft* disponível no MATLAB a um vetor, a saída apresenta um novo vetor, com as posições negativas do espectro no final.

A saída da função que implementa o receptor OFDM é uma matriz, com os símbolos transmitidos em cada subportadora, organizados de acordo com a frequência e o símbolo OFDM em que foram transmitidos. Então as dimensões da matriz de saída são determinadas nas colunas pelo número de símbolos OFDM transmitidos e, nas linhas, pelo número de portadoras OFDM de cada símbolo menos a portadora central, que era vazia.

6.2.9 Combinador

O combinador processa os símbolos recebidos de acordo com o esquema de diversidade adotado na transmissão, espaço-frequência ou espaço-temporal. É importante lembrar que ambos os esquemas possíveis, O-STBC e SFBC-OFDM, utilizam as técnicas com múltiplas antenas e OFDM. O esquema espaço-temporal refere-se ao esquema de Alamouti aplicado a símbolos modulados alocados na mesma subportadora, porém em símbolos OFDM adjacentes. O esquema de diversidade espaço-frequência refere-se ao esquema de Alamouti aplicado aos símbolos modulados que serão transmitidos em subportadoras adjacentes de um mesmo símbolo OFDM.

As entradas da função combinador são duas matrizes, $Rx0$ e $Rx1$, contendo os símbolos modula-

dos recebidos pela antena zero e pela antena um, respectivamente. Cada uma destas matrizes possui as dimensões $(numCarr-1) \times numSymbols$. Além disso, também é entrada da função combinador a matriz H , que é dada pela resposta em frequência dos canais entre cada antena de transmissão e cada antena de recepção. A dimensão da matriz H será $(numCarr-1) \times (TxNum * RxNum)$.

Os parâmetros de entrada que devem ser fornecidos à função combinador são a diversidade (*diversity= 'time' or 'frequency'*), o número de antenas de transmissão ($TxNum$), o número de antenas de recepção ($RxNum$), o número de subportadoras em um símbolo OFDM ($numCarr$) e o número de símbolos OFDM transmitidos ($numSymbols$). A saída do combinador irá fornecer um vetor coluna contendo os símbolos estimados transmitidos pela antena zero e pela antena um de transmissão. O comprimento do vetor coluna (*estimated signal*) é determinado pelo número de símbolos modulados transmitidos. É válido ressaltar que estes símbolos estimados ainda não se encontram normalizados, de tal maneira que pudessem garantir a potência média dos símbolos igual a um. Esta normalização será realizada pela função equalizador. Ainda é importante lembrar que o combinador utilizado representa uma das grandes vantagens do emprego dos esquemas ortogonais de diversidade espacial, uma vez que ele apresenta baixa complexidade computacional realizando apenas operações lineares.

6.2.10 Saída Soft

A implementação da saída soft é necessário para o uso da codificação de canal Turbo, que se encontra em andamento. A função implementada nesse simulador recebe na entrada um vetor contendo os símbolos complexos estimados pelo combinador. O sinal na entrada dessa função deve estar equalizado e normalizado. As informações necessárias sobre o tipo de modulação e tamanho da constelação estão contidas no arquivo de parâmetros. Com isso, cada símbolo é analisado, de acordo com o mapeamento previsto para a constelação. O mapeamento na constelação é feito de acordo com a codificação de Gray especificada, e cada bit determina duas regiões na constelação. Por exemplo, nos mapeamentos utilizados para o 3G LTE, o bit mais significativo determina uma região onde a parte real do símbolo é positiva, e outra região onde a parte real do símbolo é negativa.

O cálculo da saída soft é realizado considerando a distância entre o símbolo analisado e as fronteiras dessas regiões definidas pelos bits. Para cada bit do símbolo, a função determina um valor real. Um valor de sinal positivo indica que o bit detectado é zero, enquanto um valor com sinal negativo indica que o bit é um. A magnitude do valor associado ao bit determina a confiabilidade da decisão.

A saída dessa função é um vetor, cujo tamanho é igual ao número de bits que entraram no modulador, contendo um valor real associado a cada bit, conforme descrito acima.

6.2.11 Comparador

Essa função está implementada para tomar a decisão de qual bit foi recebido, analisando os valores fornecidos pela função que calcula a saída soft, descrita anteriormente. O critério de decisão

é o sinal do valor atribuído a cada bit, sendo os valores positivos interpretados como zero, e os valores negativos detectados como um.

A utilização desse comparador deverá ser dispensada quando a implementação da codificação de canal estiver concluída. O Turbo Coding, já em fase de implementação, deverá considerar não apenas o sinal, mas também a magnitude dos valores associados a cada bit na saída soft. Com isso, obtém informações sobre qual o bit detectado e qual a confiança da decisão.

6.2.12 Cálculo da BER

Um conjunto de dados gerado na fonte é retransmitido para uma seqüência de valores de relação sinal-ruído, em um laço interno, resultando em diversos pontos sobre uma curva de BER. Quando esse laço interno cessa, um novo conjunto de dados, correspondente a um frame, é gerado. Por fim, um laço externo define o número de simulações a serem executadas. A figura a seguir mostra a estrutura do arquivo principal do simulador, esclarecendo a lógica de laços utilizada para a obtenção das curvas de probabilidade de erro de bit, em função da relação sinal-ruído.

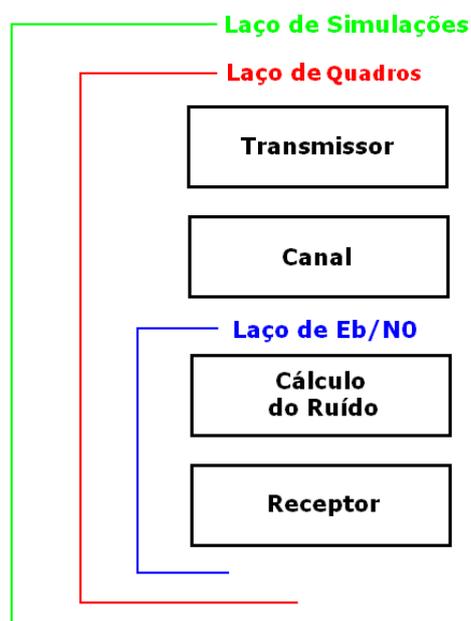


Figura 6.3: Estrutura de Laços do Simulador

6.3 Validação do simulador

Para validar o simulador antes de serem iniciadas as simulações de sistemas mais complexos, foram realizadas simulações com uma única antena de transmissão e uma antena de recepção (SISO). Estas simulações foram feitas para todas as quatro modulações implementadas: BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Além disso, nas simulações em questão foram gerados 1,08 Mbits, utilizando-se 151 subportadoras OFDM, o que resultou em 6 símbolos OFDM por frame. A banda de transmissão era de 2,5 MHz e para cada uma das modulações utilizadas foram realizadas 10 simulações.

Neste caso, não se considerou o canal com desvanecimento, foi utilizado um canal que inseria apenas ruído AWGN no sinal transmitido.

Diante dos parâmetros de simulação ajustados da maneira descrita, esperava-se que o resultado obtido fossem as curvas de BER para as quatro modulações empregadas semelhantes às curvas teóricas previstas na literatura. Como é possível visualizar na figura 6.4, o resultado obtido foi de encontro ao esperado teoricamente. Este resultado permitiu, portanto, a validação do simulador.

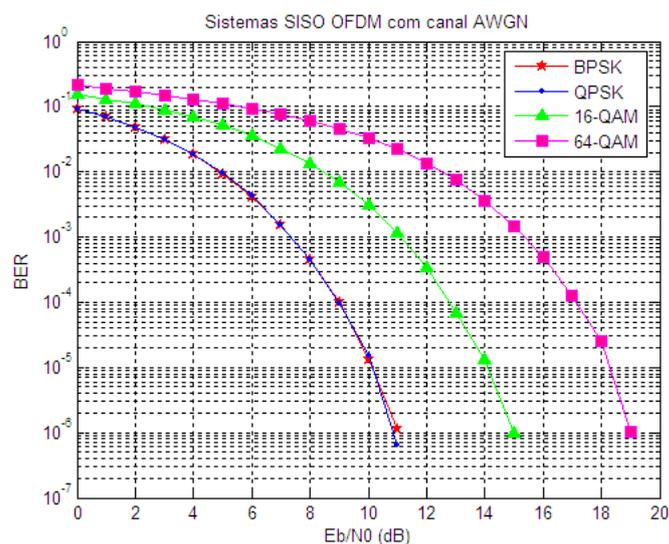


Figura 6.4: Sistemas SISO OFDM com canal AWGN

6.4 Resultados

6.4.1 Análise das Técnicas de Modulação Digital

Nas figuras 6.5 e 6.6, observamos o comportamento do sistema, ao utilizar a OFDM juntamente com técnicas de múltiplas antenas. O esquema de transmissão utilizado foi o SFBC, com sistema OFDM de 151 subportadoras e FFT de tamanho 256. Variamos as modulações disponíveis no simulador, tanto para um esquema MISO, com duas antenas de transmissão e uma de recepção, quanto para um sistema MIMO, com duas antenas de transmissão e duas de recepção.

Com base nos aspectos teóricos, os resultados das simulações apresentadas nas figuras 6.5 e 6.6 estão de acordo com o esperado. O desempenho das modulações QAM é inferior àquele apresentado pelas modulações PSK. As primeiras também são mais afetadas por interferências intersimbólicas causadas por múltiplos percursos, uma vez que apresentam símbolos menores, e mais sensíveis a interferências.

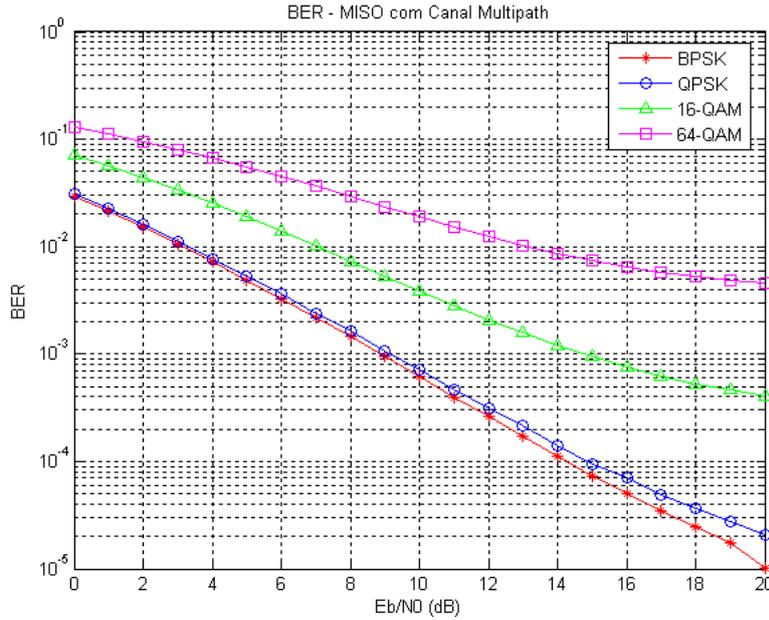


Figura 6.5: BER para sistemas MISO e perfil urbano com múltiplos percursos

6.4.2 Análise da Técnica OFDM

Esta seção apresenta os resultados obtidos ao simular um sistema SISO, em que não são aplicadas técnicas de diversidade espacial. Com isso pode-se observar o desempenho do sistema com a utilização da técnica OFDM, em canais com diferentes perfis, variando a extensão cíclica.

Inicialmente mostramos a comparação de desempenho de um sistema SISO, em canal Rayleigh sem múltiplos percursos, com um sistema SISO OFDM, aplicado em um canal com perfil urbano, com múltiplos percursos. Um canal com multipercursos acrescenta um elemento desfavorável, a interferência intersimbólica. Então a comparação de sistemas com e sem multipercurso poderia apresentar um desempenho consideravelmente melhor no caso da ausência de multipercursos, que simula a existência de um único raio em linha de visada direta. Com a utilização da técnica OFDM, espera-se que os efeitos causados pela existência de mais componentes sejam minimizados, ou mesmo eliminados. As simulações foram realizadas para as modulações digitais BPSK e 16-QAM. Observando a figura 6.7, podemos notar que o desempenho na presença de múltiplos percursos foi praticamente igual àquele obtido no caso de um único raio (LOS), evidenciando que a técnica OFDM se mostra eficiente na transmissão de dados em canais com múltiplos percursos.

Em seguida, simulamos o comportamento do sistema SISO OFDM em canais com diferentes perfis. Na figura 6.8, podemos observar o comportamento do sistema SISO OFDM, com 151 subportadoras, FFT de tamanho 256, em uma banda de 2.5 MHz, utilizando prefixo cíclico curto, de acordo com a tabela 5.1 A modulação digital utilizada foi BPSK.

Na figura 6.8 observa-se uma pequena diferença ente os desempenhos no canal Urbano e no canal Rural, sendo o desempenho do segundo um pouco melhor, o que pode ser explicado pela presença de um menor número de componentes de multipercurso, possíveis causadoras de interferência intersimbólica. O canal com perfil Montanhoso apresenta um desempenho consideravelmente pior

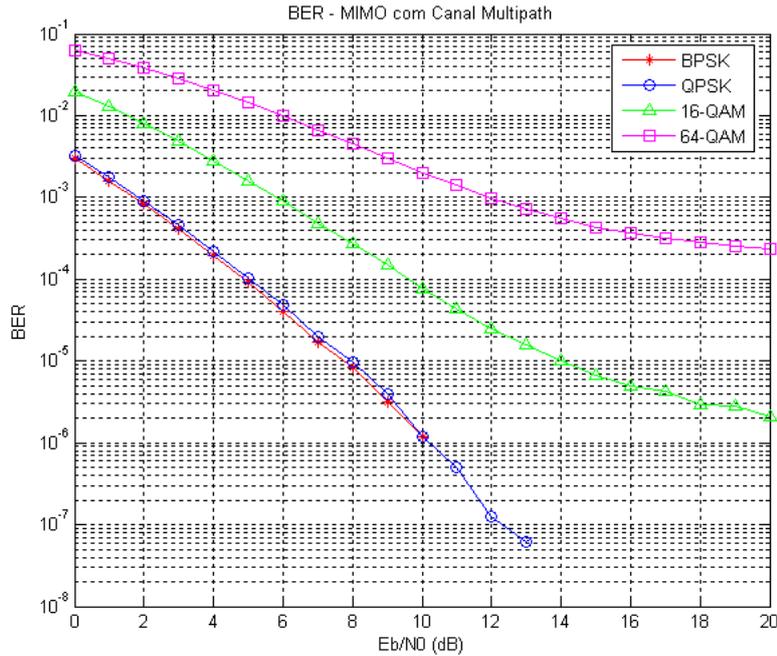


Figura 6.6: BER para sistemas MIMO e perfil urbano com múltiplos percursos

que os outros dois. Conforme os perfis dos canais, apresentados na figura 6.2, o canal de perfil Montanhoso é o único que possui componentes de multipercurso com atraso superior à duração do prefixo cíclico curto, que é de $4,69\mu s$ para a maior parte dos símbolos do quadro. Portanto, a aplicação da técnica OFDM com prefixo cíclico de curta duração foi menos eficiente na remoção da interferência intersimbólica nesse ambiente.

Comparando agora a utilização de prefixo cíclico curto e longo, para duas técnicas de modulação digital, BPSK e 16-QAM. As simulações foram feitas para banda de 2.5 MHz, com 151 subportadoras e FFT de tamanho 256, como na simulação mostrada na figura anterior.

Utilizando o canal com perfil Urbano, observamos na figura 6.9 um desempenho melhor quando a extensão curta é utilizada. Para uma banda de transmissão de 2.5 MHz, o tamanho da extensão sugerido pelo 3GPP é de $4,69\mu s$, que é superior ao maior atraso do canal utilizado, que é de $2,14\mu s$. Seria, portanto, desnecessário utilizar a extensão mais longa, uma vez que a eficiência espectral é comprometida. Para essa mesma simulação, as curvas de BER não apresentam sinais de saturação com o aumento da relação sinal ruído. Podemos inferir, então que, para ambas as técnicas de modulação utilizadas e para ambos os tamanhos de CP, a técnica OFDM está sendo eficiente na remoção da interferência intersimbólica (ISI), dentro da faixa de ruído observada, embora a utilização do CP de curta duração seja mais indicada.

Simulando com o canal de perfil Montanhoso obtivemos um resultado bastante interessante, que mostra a eficácia do uso de extensão cíclica nos símbolos OFDM, como pode ser observado na figura 6.10. Nesse canal, alguns sinais que chegam por diferentes percursos têm atrasos menores que o tamanho do prefixo curto, e outro têm atrasos maiores que o prefixo curto. Nesse caso, as curvas de BER correspondentes à utilização de prefixo mais longo cruzam as curvas correspondentes ao

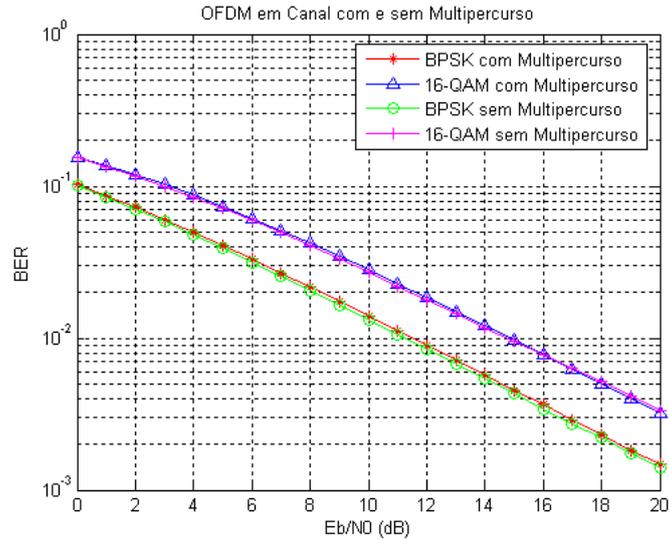


Figura 6.7: Comparação do sistema em canal sem multipercursos e com multipercursos

prefixo curto, eliminando a tendência à saturação devida à interferência intersimbólica em valores mais altos de razão sinal-ruído.

Nesta seção, foi possível observar o comportamento do sistema, ao se utilizar uma antena de transmissão e uma antena de recepção, aplicando a técnica de Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais, OFDM. Destacamos a eficiência da técnica na transmissão de dados em canais com múltiplos percursos e a importância da adequação do prefixo cíclico ao perfil do canal em questão. Os resultados foram bastante interessantes e muitos estudos acerca dessa técnica podem ser realizados futuramente, utilizando o simulador desenvolvido.

6.4.3 Desempenho do OSTBC

O estudo do desempenho do OSTBC em termos de taxa de erro de bit (BER) foi verificado utilizando-se o perfil de canal urbano descrito; além disso, no combinador supôs-se uma estimativa perfeita da resposta em frequência do canal. O sistema OFDM utilizou 151 subportadoras com modulação BPSK e uma taxa de transmissão de $2,265\text{Mbps}$. Com a finalidade, de se comparar o desempenho de um sistema OFDM convencional (SISO) e um sistema OSTBC (MISO e MIMO), a potência do transmissor nos sistemas com mais de uma antena de transmissão foi reduzida pela metade para que a potência média do sinal recebido em cada uma das antenas de recepção fosse a mesma em todos os casos. As curvas de BER para os três casos pode ser vista na figura 6.11. O sistema MISO OSTBC apresenta um ganho de cerca de 8dB quando comparado ao sistema OFDM convencional para uma BER de 10^{-2} . Já no caso MIMO, este ganho de desempenho é ainda maior, aproximando-se de 18dB para uma BER de 10^{-3} , quando comparado ao sistema OFDM tradicional.

Estes resultados podem ser explicados pelos ganhos que a utilização de múltiplas antenas pode prover. Um deles é o ganho de diversidade espacial, uma vez que o desvanecimento é reduzido fornecendo-se ao receptor múltiplas cópias (idealmente independentes) do sinal transmitido. Isso

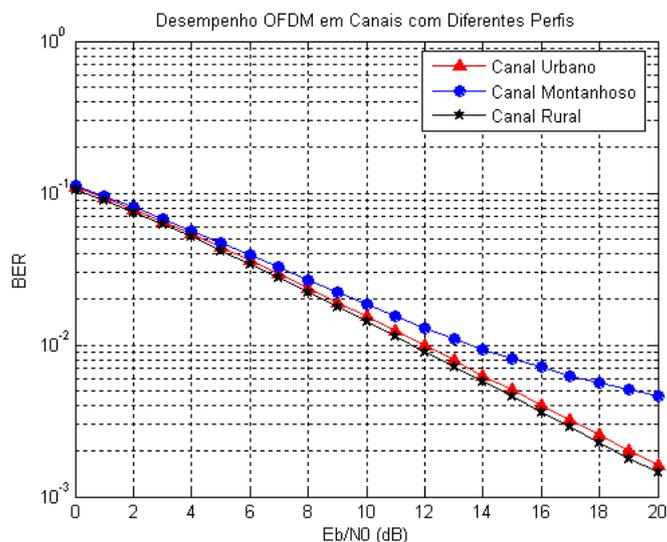


Figura 6.8: BER para sistema SISO OFDM em Canais com Diferentes Perfis

significa que quanto maior a ordem de diversidade do sistema, maior será o ganho de diversidade espacial. No caso do sistema MISO, simulado com duas antenas de transmissão e uma de recepção, a ordem de diversidade é 2. Já no sistema MIMO, com duas antenas de transmissão e duas de recepção, a ordem de diversidade é 4. Este aumento da ordem de diversidade pode ser visualizado no gráfico por meio da melhora de desempenho entre os sistemas. Além disso, o ganho de arranjo melhora a resistência ao ruído, melhorando também o desempenho do sistema em termos de BER.

6.4.4 Desempenho do SFBC-OFDM

Assim como foi feito para o caso do OSTBC, o estudo do desempenho do SFBC-OFDM, em termos de taxa de erro de bit (BER), foi verificado utilizando-se o perfil de canal urbano previamente descrito. Neste caso, também supôs-se um estimativa perfeita da resposta em frequência do canal no combinador. Os sistemas OFDM utilizados possuíam extensão cíclica curta e 151 subportadoras. Além disso, adotou-se modulação BPSK e taxa de transmissão de $2,265\text{Mbps}$. As curvas de BER para o caso OFDM tradicional (SISO), MISO SFBC-OFDM e MIMO SFBC-OFDM são mostradas na figura 6.12. O desempenho observado é muito semelhante ao apresentado para o OSTBC. Neste caso, obteve-se um ganho de cerca de 8dB no sistema MISO SFBC-OFDM quando comparado ao sistema OFDM convencional para uma BER de 10^{-2} . E ainda, este ganho de desempenho é também maior no caso MIMO SFBC-OFDM, aproximando-se de 18dB para uma BER de 10^{-3} , quando comparado ao sistema OFDM tradicional.

Aqui também resultados podem ser explicados pelos ganhos que a utilização de mais de uma antena tanto na transmissão como na recepção podem fornecer. Dentre estes está o ganho de diversidade espacial, reduzindo o desvanecimento uma vez que por meio da diversidade espacial é fornecido ao receptor múltiplas cópias (idealmente independentes) do sinal transmitido. Este fato pode ser justificado, inclusive, pela ordem de diversidade dos sistemas apresentados. No caso do sistema MISO, com duas antenas de transmissão e uma de recepção, a ordem de diversidade é 2.

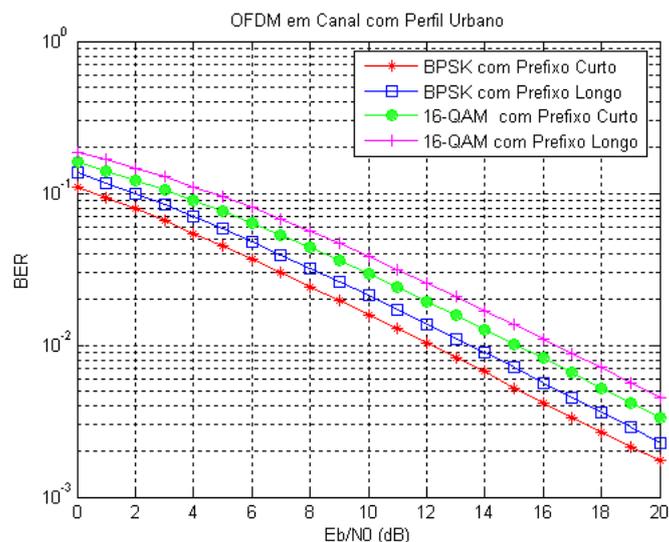


Figura 6.9: Variação da Extensão Cíclica em Canal Urbano

Já no sistema MIMO, com duas antenas de transmissão e duas de recepção, a ordem de diversidade é 4. Este aumento da ordem de diversidade pode novamente ser visualizado no gráfico por meio da melhora de desempenho entre os sistemas. Além disso, o ganho de arranjo melhora a resistência ao ruído, melhorando também o desempenho do sistema em termos de BER, como é possível verificar.

6.4.5 Análise comparativa entre OSTBC e SFBC-OFDM

Considerando-se os mesmos parâmetros de simulação detalhados nos dois casos anteriores, foram obtidas curvas a fim de se comparar os esquemas de diversidade espaço-tempo e espaço-frequência, ambos com OFDM. Estes resultados são mostrados na figura 6.13 e verificam que o desempenho de ambos os esquemas em um ambiente com desvanecimento lento, como o perfil urbano utilizado, são muito semelhantes.

Para sistemas OFDM convencionais, o patamar de erro da BER observado, ou o nível de saturação, é uma função da frequência Doppler normalizada. O patamar de saturação será degradado à medida que a frequência Doppler normalizada aumenta ???. Com a diversidade no transmissor, a variação do canal entre dois símbolos OFDM sucessivos (no caso OSTBC) ou entre duas subportadoras adjacentes (no caso SFBC-OFDM) pode reduzir gradativamente a saturação nestes sistemas que utilizam a diversidade espacial. Nos sistemas OSTBC, a pré-codificação é realizada utilizando dois símbolos OFDM consecutivos, assim sendo, o canal deve ser mantido constante durante o período de dois símbolos OFDM. Por outro lado, nos sistemas SFBC-OFDM deve-se garantir que o canal permaneça constante entre duas subportadoras adjacentes. Desta maneira, qualquer variação significativa no canal entre subportadoras adjacentes irá introduzir um erro no processo de combinação e reduzirá o desempenho em termos de BER no sistema SFBC-OFDM. Apesar de nas simulações se supor que as subportadoras adjacentes são idealmente correlacionadas, ou seja com canais iguais, esta condição não era verificada de fato. Com isso, o SFBC-OFDM apresentou um desempenho um pouco inferior em relação ao OSTBC para esquemas de modulação de mais alto

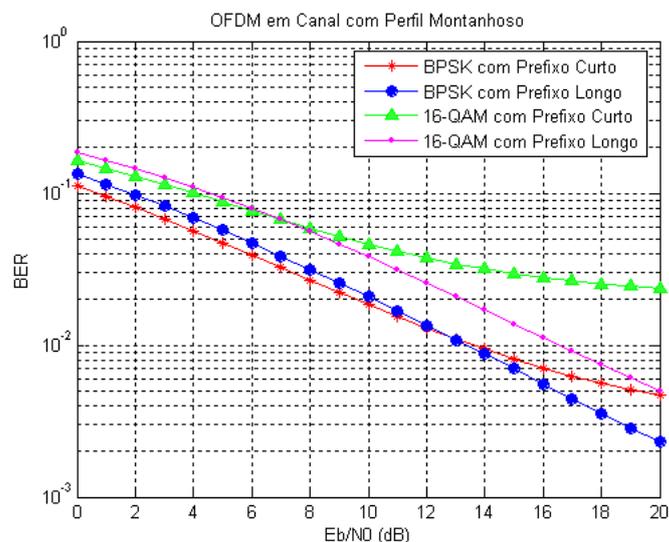


Figura 6.10: Variação da Extensão Cíclica em Canal Montanhoso

nível, como é possível observar no caso da modulação 16-QAM na figura 6.14. Isto ocorre, pois nestas modulações os símbolos modulados são menores, aumentando assim as chances de erro.

A suposição de um canal constante para duas subportadoras adjacentes só será verdadeira para canais sem desvanecimento ou com desvanecimento não seletivo em frequência. Para canais com desvanecimento seletivo em frequência, a variação do canal irá depender, entre outros fatores, do perfil de atraso de potências do mesmo. A variação será mais perceptível, entre as subportadoras adjacentes, para canais com o valor quadrático médio (rms) dos atrasos de potência mais elevado. Este comportamento pode ser observado na figura 6.15. Para estas simulações foram utilizados os perfis de canal urbano e montanhoso, e o esquema de diversidade SFBC-OFDM. Além disso, adotou-se modulação BPSK, 151 subportadoras por símbolo OFDM e uma taxa de transmissão de $2,265\text{Mbps}$. É válido ressaltar que o perfil montanhoso apresenta atrasos de potência mais elevados, resultando em um pior desempenho e, no caso MISO, isto pode ser visto claramente pela saturação mostrada na curva.

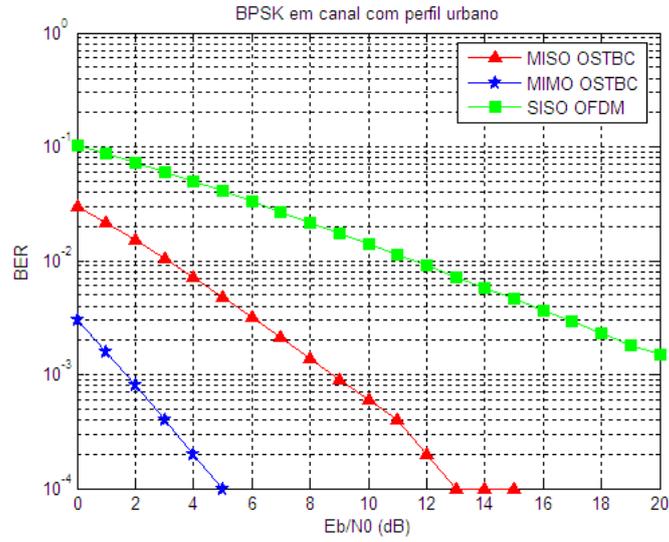


Figura 6.11: BER para sistemas OFDM (SISO) e sistemas OSTBC (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação BPSK.

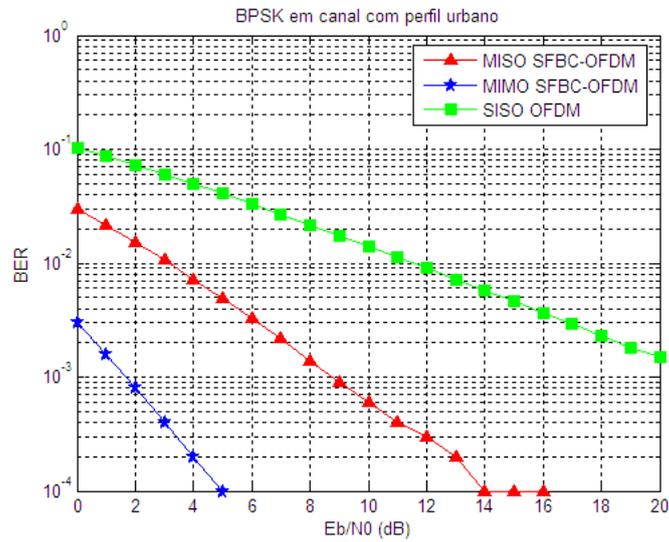


Figura 6.12: BER para sistemas OFDM (SISO) e sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação BPSK.

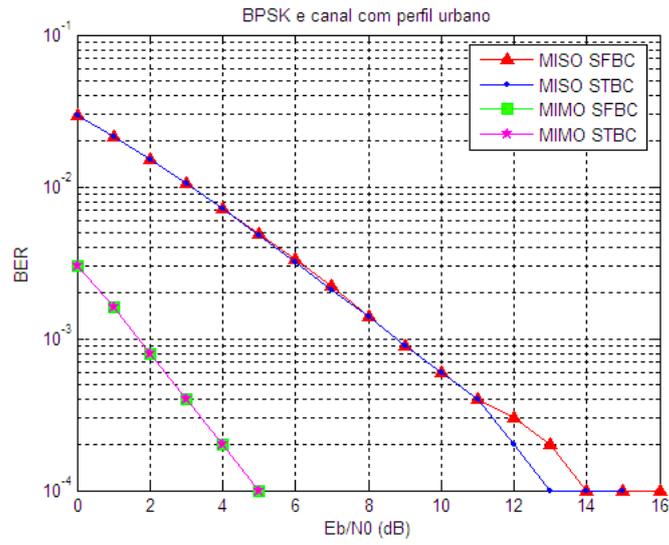


Figura 6.13: BER para sistemas OSTBC (MISO e MIMO) e sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação BPSK.

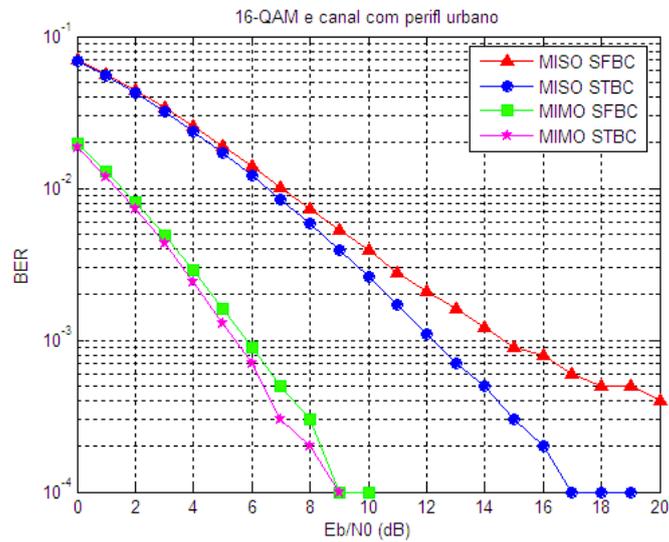


Figura 6.14: BER para sistemas OSTBC (MISO e MIMO) e sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) em canal com perfil urbano e modulação 16-QAM.

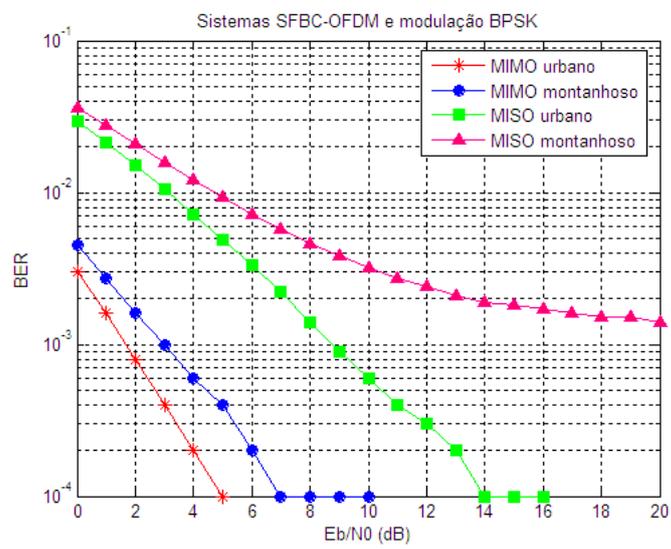


Figura 6.15: BER para sistemas SFBC-OFDM (MISO e MIMO) modulação BPSK em canais com perfil urbano e perfil montanhoso.

Capítulo 7

Conclusões

Ao longo deste trabalho foram estudadas as técnicas envolvendo múltiplas portadoras e múltiplas antenas previstas e especificadas para o 3G-LTE. Para tanto, foi desenvolvida e implementada uma ferramenta computacional, um simulador de enlace de *downlink* para sistemas de comunicações móveis em MATLAB. A partir das simulações realizadas, foi possível então verificar as vantagens envolvidas na utilização das técnicas OFDM, MISO e MIMO no combate aos desvanecimentos de pequena escala devido a múltiplos percursos.

A transmissão de dados em paralelo, utilizando OFDM, se mostra muito eficiente para a redução dos efeitos adversos causados pelos múltiplos percursos. Quando comparado a um sistema de portadora única com equalizador, o sistema OFDM oferece reduzida complexidade, uma vez que sua implementação pode ser feita utilizando técnicas de processamento digital de sinais, tanto no terminal móvel quanto na base. A técnica apresenta ainda uma maior robustez com relação a interferências de banda estreita, porque tais interferências afetam apenas uma parte dos símbolos transmitidos, e uma grande flexibilidade quanto à faixa de espectro a ser alocada para o sistema.

Uma das principais características do OFDM é a possibilidade de adicionar um intervalo de guarda, estendendo os símbolos de maneira cíclica. Quando esse intervalo é superior ao maior atraso sofrido por componentes de multipercurso, a interferência intersimbólica é praticamente eliminada, ao analisar somente a parte não afetada do símbolo na recepção. As simulações realizadas mostraram interessantes resultados para a análise do efeito da extensão cíclica, em diferentes perfis de canal. Foi possível, portanto, corroborar os resultados teóricos sobre a eficiência do OFDM no combate à interferência intersimbólica causada por múltiplos percursos.

O esquema de diversidade no transmissor mostrou-se interessante, uma vez que apresenta ganhos significativos de desempenho quando comparado a sistemas SISO. Além disso, uma das suas grandes vantagens reside na simplicidade computacional do esquema de combinação necessário para a recepção e detecção dos símbolos transmitidos. Este combinador deve realizar apenas operações lineares entre os sinais recebidos e a resposta do canal. Além disso, foram estudados esquemas de diversidade no transmissor que também utilizassem a técnica OFDM. Com isso, é possível aliar as vantagens presentes tanto na utilização do OFDM quanto na utilização de múltiplas antenas.

Dentre os esquemas de diversidade no transmissor com OFDM analisados estão OSTBC e o

SFBC-OFDM. Diante dos resultados obtidos, é possível perceber que para canais com desvanecimento de pequena escala ambos os esquemas apresentam um desempenho bem semelhante em termos de BER. Com isso, a análise de alguns fatores críticos para cada um desses casos deve ser realizada com cuidado ao se escolher um detrimento do outro. No caso do OSTBC, para que seja obtido um bom desempenho deve-se, por exemplo, garantir que o canal permaneça constante durante o período de dois símbolos OFDM consecutivos. Já no caso do SFBC-OFDM, um fator limitante é que o canal deve ser o mesmo para duas subportadoras adjacentes em um mesmo símbolo OFDM. A escolha de um destes esquemas deve depender das características fundamentais da aplicação desejada.

Dessa forma, foi possível verificar algumas vantagens das técnicas estudadas, confirmando as expectativas, visto que as mesmas apresentam-se como maneiras promissoras de atender os requisitos da próxima geração de sistemas de comunicação móveis. Haja vista, os bons resultados obtidos com este trabalho algumas propostas de trabalhos futuros envolveriam o aperfeiçoamento do simulador. No enlace de downlink deverão ser acrescentadas a codificação e a estimação do canal. A implementação do pré-codificador e do combinador deve ser expandida para possibilitar o estudo de técnicas com mais de duas antenas transmissoras. Outras adaptações podem ser feitas para viabilizar a investigação dos efeitos da variação da banda e da taxa de transmissão no desempenho dos sistemas. Um outro aspecto a ser considerado na implementação é uma maior flexibilidade na variação da frequência Doppler no canal, para um estudo comparativo mais aprofundado das deferentes técnicas de codificação por blocos para diversidade no transmissor. Deverá também ser realizada a integração entre os simuladores de enlace para *downlink* e *uplink*, além de dar continuidade ao desenvolvimento do simulador sistêmico.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, v. 16, n. 08, p. 1451–1458, Outubro 1998.
- [2] PRASAD, R. *CDMA for Wireless Personal Communications*. [S.l.]: Norwood, MA, 1996.
- [3] OJANPERA, T.; PRASAD, R. *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*. [S.l.]: Norwood, MA, 1998.
- [4] OHMORI, S.; NAKAJIMA, N. The future generations of mobile communications based on broadband access technologies. *IEEE Commun. Magazine*, v. 38, n. 12, p. 134–142, Dezembro 2000.
- [5] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications - Principle and Practice*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- [6] MARMUTH, H. F. On the transmission of information by orthogonal time functions. *AIEE Trans; (communication and Electronics)*, v. 79, p. 248–255, 1960.
- [7] CHANG, R. W. Synthesis of band limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. Journal*, v. 45, p. 1775–1796, 1966.
- [8] SALTZBERG, B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Transactions on Communications*, COM-15, n. 6, p. 805–813, December 1967.
- [9] SCHULZE, H.; LÜDERS, C. *Theory and Applications of OFDM and CDMA*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.
- [10] WEINSTEIN, S. B.; EBERT, P. M. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, COM-19, p. 628–634, October 1971.
- [11] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. [S.l.]: Prentice Hall, 1989.
- [12] PRASAD, R.; HARA, S. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. [S.l.]: Artech House, 2003.
- [13] PRASAD, R. *OFDM for Wireless Communications Systems*. [S.l.]: Artech House, 2004.

- [14] GOLDSMITH, A.; CONSTANTINIDES, A.; PAULRAJ, A. *MIMO Wireless Communications*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2007.
- [15] LEE, K. F.; WILLIAMS, D. B. A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels. *Proceedings IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, v. 1, p. 149–152, 2000.
- [16] YANG, J.; CHEUN, K. Low complexity implementation of alamouti space-time coded ofdm transmitters. *IEEE Communications Letters*, v. 8, p. 229–231, 2004.
- [17] LEE, K. F.; WILLIAMS, D. B. A space-frequency transmitter diversity technique for ofdm systems. In: *Global Telecommunications Conference*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1473 – 1477.
- [18] NETWORK, T. S. G. R. A. *Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA)*. [S.l.], 2006.
- [19] NETWORK, T. S. G. R. A. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description*. [S.l.], 2007.
- [20] TOSKALA, A. et al. Utran long term evolution in 3gpp. In: *The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'06)*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [21] NETWORK, T. S. G. R. A. *Physical Channels and Modulation*. [S.l.], 2007.
- [22] EKSTRÖM, H. et al. Technical solutions for the 3g long-term evolution. *IEEE Communications Magazine*, v. 3, p. 38–45, 2006.
- [23] DURGIN, G. D. *Space-Time Wireless Channels*. [S.l.]: Pearson Education, 2003.
- [24] JERUCHIM, M. C.; BALABAN, P.; SHANMUGAN, K. S. *Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques (Information Technology: Transmission, Processing and Storage)*. [S.l.]: Plenum Publishers, 2000.
- [25] TAROKH, H. J. V.; CALDERBANK, A. R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 45, p. 1456–1467, 1999.

ANEXOS

I. TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

A Transformada Discreta de Fourier (*DFT*) é uma representação para as seqüências finitas e corresponde a amostras igualmente espaçadas na freqüência da transformada de Fourier do sinal. Além de sua importância teórica para a representação de seqüências, a DFT possui um papel importante na implementação de algoritmos de processamento digital de sinais.

Embora a derivação e a interpretação da DFT possa ser realizada de maneiras diversas, aqui será mostrada a relação entre seqüências periódicas e seqüências finitas. Inicialmente, tomaremos a representação em Séries de Fourier para seqüências periódicas. Estaremos interessados nos resultados da Série de Fourier para representar uma seqüência finita. Para isso, construímos uma seqüência periódica em que um período é igual à seqüência finita que desejamos representar. Veremos que a Representação em Séries de Fourier da seqüência periódica corresponde à DFT da seqüência finita.

Considerando uma seqüência $x'[n]$ periódica de período N tal que $x'[n] = x'[n + rN]$, para quaisquer valores inteiros de r e n . Assim como as funções periódicas contínuas no tempo, essa seqüência pode ser representada por uma Série de Fourier, correspondente a uma soma de exponenciais complexas harmonicamente relacionadas, isto é, exponenciais complexas com freqüências múltiplas de uma freqüência fundamental ($2\pi/N$) associada à seqüência periódica $x'[n]$. Essas exponenciais são da forma mostrada a seguir.

$$e_k[n] = e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = e_k[n + rN] \quad (\text{I.1})$$

onde k é um número inteiro. E a representação em Série de Fourier tem a forma a seguir:

$$x'[n] = \frac{1}{N} \sum_k X'[k] e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (\text{I.2})$$

A representação de sinais contínuos no tempo por Séries de Fourier requer infinitas exponenciais complexas harmonicamente relacionadas, enquanto a representação para um sinal discreto no tempo periódico de período N requer apenas N exponenciais complexas. Isso pode ser observado na expressão I.1, em que as exponenciais $e_k[n]$ são iguais para valores de k separados por N , isto é, $e_0[n] = e_N[n]$; $e_1[n] = e_{N+1}[n]$. Em geral, temos, para l inteiro:

$$e_{k+lN}[n] = e^{j\frac{2\pi}{N}(k+lN)n} = e^{j\frac{2\pi}{N}kn} e^{j2\pi ln} = e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = e_k[n] \quad (\text{I.3})$$

Então, a representação em Séries de Fourier da seqüência periódica $x'[n]$ pode conter apenas N termos exponenciais complexos, assumindo a forma:

$$x'[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X'[k] e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (\text{I.4})$$

Os coeficientes da Série de Fourier são obtidos de $x'[n]$ pela expressão:

$$X'[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x'[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (\text{I.5})$$

Notar que a seqüência $X'[k]$ é periódica de período N , isto é, $X'[k+N] = X'[k]$. A seqüência $X'[k]$ pode ser interpretada como uma seqüência finita, ou como uma seqüência periódica. A segunda representação tem a vantagem de estabelecer uma relação entre o domínio do tempo e da freqüência para a representação em Séries de Fourier da seqüência periódica. As expressões em I.4 e I.5 serão chamadas de representação em Séries Discretas de Fourier (DFS) para uma seqüência periódica.

Seqüências que possuem uma representação por soma de exponenciais complexas possuem Transformada de Fourier, mesmo que não sejam seqüências absolutamente convergentes, nem quadraticamente convergentes, como é o caso de seqüências periódicas. Podemos incorporar a representação em Séries de Fourier no contexto da Transformada de Fourier de sinais periódicos, interpretando a Transformada de Fourier de um sinal periódico como um trem de impulsos no domínio da freqüência com os valores dos impulsos proporcionais aos coeficientes da DFS da seqüência. Se $x'[n]$ é uma seqüência periódica de período N e $X'[k]$ são os coeficientes da sua representação em Série Discreta de Fourier, então a transformada de $x'[n]$ é definida pelo trem de impulsos:

$$X'(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{N} X'[k] \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{N}\right) \quad (\text{I.6})$$

Notar que a transformada tem periodicidade 2π uma vez que $X'[k]$ é periódica de período N e os impulsos são espaçados de múltiplos de $2\pi/N$. Embora a representação pela DFS seja adequada na maior parte dos casos, a representação pela Transformada de Fourier leva a expressões mais simples e a análises simplificadas em alguns casos.

Agora deverá ser estabelecida a relação entre uma seqüência aperiódica com Transformada de Fourier $X'(e^{j\omega})$ e a seqüência periódica cujos coeficientes da DFS correspondem a amostras de $X'(e^{j\omega})$ igualmente espaçadas na freqüência. Considere a seqüência $x[n]$ cuja transformada é $X'(e^{j\omega})$ e assumamos que a seqüência $X'[k]$ é obtida pela amostragem de $X'(e^{j\omega})$ da seguinte forma:

$$X'[k] = X'(e^{j\omega})|_{\omega=(2\pi/N)k} = X\left(e^{j\frac{2\pi}{N}k}\right) \quad (\text{I.7})$$

Observando que a seqüência $X'[k]$ é periódica de período N , esta poderia ser a seqüência de coeficientes da representação em Séries de Fourier de uma seqüência periódica $x'[n]$. Para obter essa seqüência, podemos substituir $X'[k]$ na expressão (27). Sobre a seqüência $x[n]$, nada foi assumido, além da existência da Transformada de Fourier $X(e^{j\omega})$.

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m] e^{-j\omega m} \quad (\text{I.8})$$

Juntado as equações dadas em I.7 e I.8, teremos:

$$X'[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m] \left(e^{j \frac{2\pi}{N} km} \right) \quad (\text{I.9})$$

Agora substituimos $X'[k]$ na expressão I.4 e obtemos:

$$x'[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m] \left(e^{j \frac{2\pi}{N} km} \right) \right] e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (\text{I.10})$$

Invertendo a ordem dos somatórios teremos:

$$x'[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m] \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} k(n-m)} \right] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m] p'[n-m] \quad (\text{I.11})$$

Onde

$$p'[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} k(n-m)} = \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta[n-rN] \quad (\text{I.12})$$

Portanto,

$$x'[n] = x[n] \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta[n-rN] = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x[n-rN] \quad (\text{I.13})$$

Inicialmente, consideramos uma seqüência finita $x[n]$ de comprimento N amostras, tal que $x[n] = 0$ fora do intervalo $[0, N-1]$. Em muitos casos é desejável que a seqüência tenha comprimento N amostras. Se o comprimento for $M < N$ inserimos valores nulos nas outras posições, até que $x[n]$ tenha comprimento N . A uma seqüência finita $x[n]$ é possível associar uma seqüência periódica $x'[n]$ da forma dada na equação I.13 acima, com $x[n] = x'[n]$ no intervalo $[0, N-1]$ e $x[n]$ nulo fora desse intervalo. A seqüência dos coeficientes $X'[k]$ da Série de Fourier Discreta de uma seqüência periódica $x'[n]$ é também uma seqüência periódica de período N . Para manter a dualidade entre os domínios do tempo e da freqüência, os coeficientes associados à seqüência finita serão também definidos como uma seqüência finita correspondente a um período de $X'[k]$. Temos que $x'[n]$ e $X'[k]$ estão relacionadas pelas expressões I.4 e I.5.

Já que os somatórios compreendem apenas o intervalo em que $X[n]=X'[n]$ e $x[n]=x'[n]$, então temos:

$$x[n] = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi}{N} kn} & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

$$X[k] = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Como os somatórios estão dentro do intervalo $[0, N - 1]$, fica implícito que $x[n]$ e $X[k]$ são nulas fora desse intervalo, e podemos representar as equações da Transformada Discreta de Fourier como:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (\text{I.16})$$

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (\text{I.17})$$

O cálculo de N coeficientes da Transformada Discreta de Fourier necessita de N^2 operações complexas (multiplicação + soma complexa), um número bastante elevado quando N é grande. A simetria e a periodicidade da exponencial complexa $e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$ podem ser usadas na implementação de algoritmos eficientes para o cálculo dos coeficientes da DFT, conhecidos como Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*). Os algoritmos da FFT se baseiam na decomposição dos cálculos para uma DFT de N pontos em transformadas com menor quantidade de pontos. A maneira como este princípio é implementado determina uma variedade de algoritmos, entre eles os algoritmos de dizimação no tempo e dizimação na frequência. Para esses dois algoritmos, o número de operações complexas se torna $N \log_2(N)$, um número consideravelmente menor de operações quando N se torna grande.