

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Simulação da estimação de canal para um enlace direto de um sistema LTE usando múltiplas antenas

Daniel Ramos de Moraes

Brasília, março de 2013

UNIVERSIDADE DE BRASILIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASILIA

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Simulação da estimação de canal para um enlace direto de um sistema LTE usando múltiplas antenas

Daniel Ramos de Moraes

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

Banca Examinadora

Prof. André Noll Barreto, UnB/ ENE(Orientador)

Prof. Adoniram Judson de Barros Braga, UnB/ ENE

Me. João Paulo Leite UnB/ ENE

Agradecimentos

Agradeço a todos que me apoiaram desde o início, em especial a minha família.

Daniel Ramos de Moraes

RESUMO

Neste trabalho são apresentados conceitos importantes para o funcionamento de um sistema LTE. Aspectos como OFDM e MIMO são analisados e suas vantagens e desvantagens devidamente ressaltadas, assim como são abordados pontos importantes sobre a camada física do LTE. Todos esses conceitos são levados, por fim, em consideração com a simulação de um enlace direto LTE. O simulador utilizado já possuía diversas funções implementadas, porém foram feitas modificações na estimação de canal para que o sistema pudesse operar usando MIMO. Os resultados obtidos são apresentados e comparados com os resultados esperados e com a teoria.

ABSTRACT

In this work some important concepts to the operation of a LTE system are introduced. Aspects like OFDM and MIMO are analyzed and their advantages and disadvantages are properly highlighted. All this concepts are taken into account at the end with the simulation of a downlink system using LTE. The simulator used already had various functions implemented, but some modifications were made at the channel estimation in order to the system could work with MIMO. The results obtained are presented and compared with the expected results and with theory.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 CENÁRIO ATUAL	1
1.2 HISTÓRICO	1
1.3 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS	6
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO	7
2 OFDM	8
2.1 INTRODUÇÃO	8
2.2 ESPALHAMENTO DE ATRASO (<i>DELAY SPREAD</i>) e BANDA DE COERÊNCIA	8
2.3 DESVIO DOPPLER E INTERVALO DE COERÊNCIA	9
2.4 <i>ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING</i>	10
2.5 ORTOGONALIDADE E DFT	11
2.6 PREFIXO CÍCLICO	12
2.7 EQUALIZAÇÃO	13
2.8 DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA OFDM	13
2.9 <i>PEAK TO AVERAGE POWER RATIO</i>	14
2.10 CONCLUSÃO	15
3 MIMO	16
3.1 SISTEMA MIMO E SUA MODELAGEM	16
3.2 VANTAGENS DO USO DE MÚLTIPAS ANTENAS	16
3.3 DIVERSIDADE ESPACIAL	18
3.4 MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL	24
3.5 CONCLUSÃO	26
4 CAMADA FÍSICA LTE NO ENLACE DIRETO	27
4.1 ASPECTOS GERAIS	27
4.2 ESTRUTURA DO QUADRO	27
4.3 PARÂMETROS DO ENLACE DIRETO	28
4.4 MULTIPLEXAÇÃO DOS DADOS NO ENLACE DIRETO	30
4.5 CANAIS E SINAIS FÍSICOS NO ENLACE DIRETO	31
4.6 ARQUITETURA DE TRANSMISSÃO	32
4.7 CONCLUSÃO	34
5 ESTIMAÇÃO DO CANAL	36
5.1 INTRODUÇÃO	36
5.2 SIMPLIFICAÇÃO DO MODELO DO SINAL	36
5.3 PILOTO	37
5.4 ESTIMAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO	38
5.5 ESTIMAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	38
5.6 CONCLUSÃO	39
6 SIMULAÇÃO	40
6.1 SIMULADOR E SEU FUNCIONAMENTO	40
6.2 PARÂMETROS E OBJETIVOS	42
6.3 RESULTADOS	44
6.4 CONCLUSÃO	50
7 CONCLUSÃO	51
7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS	51
7.2 OPORTUNIDADES FUTURAS	51
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	52

LISTA DE FIGURAS

1.1	Número de usuários ativos de celular, banda larga móvel e Internet no mundo	1
1.2	Taxa de dados no enlace direto do usuário com sistemas do grupo 'MAPS'	3
1.3	Taxa de dados no enlace direto do usuário com sistemas do grupo 'IS-41'	4
1.4	Tendência mundial de crescimento do tráfego para diferentes aplicações nos próximos anos	4
2.1	Subportadoras ortogonais em um sistema OFDM.	11
2.2	Formação de um símbolo com prefixo cíclico	12
2.3	Diagrama de blocos para um sistema OFDM	13
2.4	Resposta de um amplificador de potência típico	14
3.1	Capacidade do canal com relação ao número de antenas do sistema	17
3.2	Diversidade e multiplexação em um sistema MIMO	18
3.3	Minimização dos efeitos dos períodos em que o canal é ruim com a adição de uma antena	19
3.4	Esquemas SC e MRC	20
3.5	Probabilidade de erro de bit média para SC e MRC	21
3.6	Esquema de transmissão MIMO com multiplexação usando detecção ZF ou MMSE	24
3.7	Transmissão MIMO usando SVD	25
4.1	Estrutura do quadro tipo 1	27
4.2	Estrutura do quadro tipo 2	28
4.3	Distribuição das subportadoras ao longo do espectro	29
4.4	Grid de recursos para um sistema OFDM	30
4.5	Distribuição dos sinais de referência ao longo das subportadoras	32
4.6	Arquitetura de transmissão na camada física de LTE	32
4.7	Processamento de codificação do canal	33
5.1	Padrões de transmissão dos símbolos de treinamento	37
6.1	Diagrama de funcionamento do simulador	42
6.2	Densidade espectral de potência de um sinal OFDM	44
6.3	Taxa de erro de métodos de estimação de canal para um sistema usando multiplexação	45
6.4	Perfil de potência de atraso do canal com 3 amostras	46
6.5	Espectro SSB de amplitude do canal com 3 amostras	46
6.6	Perfil de potência de atraso do canal com 15 amostras	47
6.7	Espectro SSB de amplitude do canal com 15 amostras	47
6.8	BER para um sistema MIMO LTE com estimação LS com variação no atraso máximo	48
6.9	BER para um sistema MIMO LTE com estimação MMSE robusta com variação no atraso máximo	49
6.10	Taxa de erro de um sistema MIMO LTE com diferentes velocidades	50

LISTA DE TABELAS

1.1	Releases do 3GPP e os assuntos abordados.....	6
4.1	Possíveis configurações dos subquadros para quadro do tipo 2.....	28
4.2	Parâmetros do LTE.....	29
4.3	Esquemas de modulação para os diversos canais físicos do LTE.....	34
6.1	Parâmetros mantidos fixos durante a simulação	43

LISTA DE ABREVIATURAS

3GPP - Third Generation Partnership Project (Projeto de Parceria para a Terceira Geração)
ACK – Acknowledgement (Reconhecimento)
AMPS - Advanced Mobile Phone System (Sistema Telefônico Móvel Avançado)
ARQ - Automatic Repeat Request (Solicitação de Repetição Automática)
AWGN - Additive White Gaussian Noise (Ruído Branco Gaussiano Aditivo)
BER - Bit Error Rate (Taxa de Erro de Bit)
CDMA - Code Division Multiple Access (Múltiplo Acesso por Divisão de Código)
DFT - Discrete Fourier Transform (Transformada de Fourier Discreta)
DwPTS - Downlink Pilot Time Slot
EDGE - Enhanced Data Rates for GSM Evolution (Taxas de Dados Aprimoradas para a Evolução do GSM)
EPC - Evolved Packet Core (Núcleo de Pacotes Evoluído)
FDMA - Frequency Division Multiple Access (Múltiplo Acesso por Divisão na Frequência)
FEC - Forward Error Correction (Correção de Erro Posterior)
FFT - Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)
GP - Guard Period (Intervalo de Guarda)
GPRS - General Packet Radio Service (Serviço de Rádio de Pacote Genérico)
GSM - Global System for Mobile Communication (Sistema Global para Comunicação Móvel)
HARQ - Hybrid Automatic Repeat Request (Solicitação de Repetição Automática Híbrida)
HSDPA - High-Speed Downlink Packet Access (Acesso de Pacote no Enlace Direto de Alta Velocidade)
HSPA - High Speed Packet Access (Acesso de Pacote de Alta Velocidade)
HSUPA - High-Speed Uplink Packet Access (Acesso de Pacote no Enlace Reverso de Alta Velocidade)
IBO - Input backoff (Recuo de Entrada)
IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform (Transformada de Fourier Discreta Inversa)
IFFT - Inverse Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier Inversa)
IMS - IP Multimedia Service (Serviço Multimídia IP)
IMT - 2000 International Mobile Telecommunication-2000 (Telecomunicações Móveis Internacionais-2000)
ISI - Intersymbol Interference (Interferência Intersimbólica)
ITU - International Telecommunications Union (União Internacional de Telecomunicações)
LS - Least Squares (Quadrados Mínimos)
LTE - Long Term Evolution (Evolução a Longo Prazo)
MAC - Media Access Control (Controle de Acesso de Mídia)
MAP - Mobile Application Part (Parte de Aplicação Móvel)
MBMS - Multimedia Broadcast/ Multicast Services (Transmissão Multimídia/ Serviços Mutitarefa)
MIMO - Multiple Input Multiple Output (Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas)
MMSE - Minimum Mean Square Error (Erro Quadrático Médio Mínimo)
MRC - Maximal Ratio Combining (Combinação de Proporção Máxima)
NACK - Negative- Acknowledgement (Reconhecimento Negativo)
NMT - Nordic Mobile Telephones (Telefones Móveis Nórdicos)
OBO - Output backoff (Recuo de Saída)
OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Multiplexação por Divisão na Frequência Ortogonal)
OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access (Múltiplo Acesso por Divisão na Frequência Ortogonal)

OSTBC - *Orthogonal Space Time Block Code* (Bloco de Código Ortogonal Espaço Tempo)
PAPR - *Peak to Average Power Ratio* (Razão de Potência Pico para Média)
PBCH - *Physical Broadcast Channel* (Canal de Difusão Físico)
PC - *Prefixo cíclico*
PCFICH - *Physical Control Format Indicator Channel* (Canal Indicador do Formato de Controle Físico)
PDC - *Personal Digital Cellular* (Celular Digital Pessoal)
PDP - *Power Delay Profile* (
PDCCH - *Physical Downlink Control Channel* (Canal Físico de Controle do Enlace Direto)
PDSCH - *Physical Downlink Shared Channel* (Canal Físico Compartilhado do Enlace Direto)
PHICH - *Physical Hybrid ARQ Indicator Channel* (Canal Físico Indicador do Híbrido ARQ)
PMCH - *Physical Multicast Channel*
PSCH - *Primary Synchronization Channel* (Canal Primário de Sincronização)
QoS - *Quality of Service* (Nível de Serviço)
RB - *Resources blocks* (Blocos de Recurso)
RE - *Resources element* (Elementos de Recurso)
SC - *Selection Combining* (Combinação Seletiva)
SISO - *Single Input Single Output* (Entrada Única Saída Única)
SNR - *Signal to Noise Ratio* (Razão Sinal Ruído)
SSB - *Single Sided Band* (Banda Unilateral)
SSCH - *Secondary Synchronization Channel* (Canal Secundário de Sincronização)
SVD - *Singular Value Decomposition* (Decomposição de Valor Singular)
TACS - *Total Access Communication System* (Sistema de Comunicação de Total Acesso)
TTI - *Transmission Time Interval* (Período de Tempo de Transmissão)
TDMA - *Time Division Multiple Access* (Múltiplo Acesso por Divisão no Tempo)
TSD - *Transmit Selection Diversity* (Diversidade de Seleção na Transmissão)
UMTS - *Universal Mobile Telecommunication System* (Sistema de Telecomunicação Móvel Universal)
UpPTS - *Uplink Pilot Time Slot*
WSS - *Wide Sense Stationary* (Estacionário no Sentido Amplo)
WSSUS - *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*
ZF - *Zero-Forcing* (Forçar a Zero)

LISTA DE SÍMBOLOS

ε – energia do sinal transmitido
 σ_n - variância do ruído
 τ - atraso
 v - número de amostras do PC
 \otimes - convolução circular
 Δf – espaçamento de frequência entre subportadoras
 γ - razão sinal ruído
 B – banda passante
 B_c – banda de coerência
 C – capacidade do canal
 f – frequência
 f_d – efeito Doppler
 \mathbf{H} – matriz do canal
 $\|\mathbf{H}\|_F$ – norma de Frobenius
 \mathbf{I} – matriz identidade
 n - ruído
 N – número de amostras da IFFT
 \mathbf{N} – matriz do ruído
 N_{symbol}^{DL} – número de símbolos por *slot*
 N_{sc}^{RB} - número de subportadoras por *RB*
 N_r – número de antenas de recepção
 N_t - número de antenas de transmissão
 N_d – ordem de diversidade
 P_{inSat} – potência de saturação
 P_t – potência de transmissão
 T_s – tempo de símbolo
 t – intervalo de tempo
 T_{frame} – duração de um quadro
 T_{slot} - duração de um *slot*
 T_c – tempo de coerência
 \mathbf{X} – matriz do sinal transmitido
 \mathbf{Y} – matriz do sinal recebido

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar o cenário atual das telecomunicações no mundo, bem como mostrar um breve histórico do sistema celular nos últimos 20 anos até os dias atuais. Por fim, definir os objetivos do trabalho e como este está estruturado.

1.1 CENÁRIO ATUAL

Certamente uma das maiores revoluções pela qual a humanidade já passou se deu no campo das telecomunicações. Em pouco mais de um século passamos da utilização do telégrafo para a transmissão de dados a velocidades e distâncias incríveis. Boa parte desse avanço se deu nas últimas duas décadas junto com o surgimento de aparelhos inovadores, como os *smartphones* e os *tablets*.

Nos últimos anos esses aparelhos ficaram mais baratos, o que inseriu milhões de pessoas, em sua maioria de países emergentes como China e Brasil, no grupo de usuários de telefonia móvel, Internet e mais recentemente na banda larga móvel. Também houve uma mudança no padrão de uso de dados, que antes era restrito a voz e mensagens curtas e hoje tem aplicações que necessitam de maior banda, como *streaming* de vídeos em alta definição e vídeo chamada. Estima-se que até 2017, 85% da população mundial terá acesso à Internet e que o tráfego de dados alcançará a marca de mais de 8000 PetaBytes (10^{15} Bytes) [1]. A Figura 1.1 mostra a ampliação do número de usuários com acesso a celular, banda larga móvel e Internet no mundo ao longo da década passada, segundo dados da União Internacional de Telecomunicações (ITU – *International Telecommunications Union*) [2].

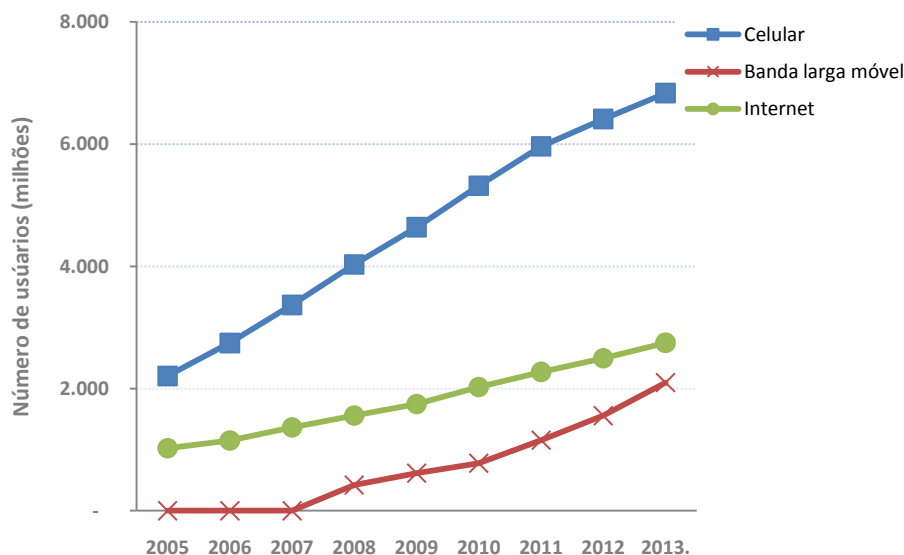


Figura 1.1: Número de usuários ativos de celular, banda larga móvel e Internet no mundo [2].

1.2 HISTÓRICO

Os primeiros sistemas de comunicação móvel usando o conceito de células tornaram-se operacionais na década de 80, como o NMT (*Nordic Mobile Telephones*) e o TACS (*Total Access Communication System*) na Europa e o AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) nos

Estados Unidos, sendo considerados a primeira geração (1G). Todos eram sistemas analógicos utilizando modulação analógica e acesso à rede por FDMA (*Frequency Division Multiple Access*). Permitiam apenas a realização de chamadas de voz, mas devido aos vários padrões adotados, a operação entre diferentes países era muito difícil.

A segunda geração (2G) teve início no começo da década de 90 e uma das principais diferenças em relação à primeira geração era o fato de que a transmissão deixou de ser analógica para ser digital. Em comparação com os sistemas anteriores, apresentava maior eficiência espectral, serviço de *roaming* mais avançado e maior taxa de dados. Vários sistemas foram desenvolvidos, como o IS-136 e o CDMAOne (IS-95) nos Estados Unidos, o PDC (*Personal Digital Cellular*) no Japão e o GSM (*Global System for Mobile Communication*) na Europa, sendo este último o mais difundido mundialmente. Quanto ao método de acesso à rede pelo usuário, apenas o IS-95 usava o CDMA (*Code Division Multiple Access*), enquanto os outros sistemas utilizavam o TDMA (*Time Division Multiple Access*). Com o uso dessas tecnologias era possível atingir taxas de cerca de 10 kbps por usuário, o que tornava viável novos serviços como o envio de mensagens de texto (SMS) e o uso de correio de voz.

Houve um momento de transição entre a segunda e a terceira geração, onde as tecnologias foram denominadas como 2,5G. Isso se deve ao fato de que elas eram mais avançadas que os sistemas da segunda geração, mas não eram boas o suficiente para serem classificadas como terceira geração. A primeira evolução da rede 2G rumo ao 2,5G se deu com o GPRS (*General Packet Radio Service*) com taxas que chegavam a 150 kbps. Posteriormente surgiria o sistema EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM Evolution*) usando métodos de modulação e codificação mais sofisticados que permitiam taxas de 384 kbps. Duas vantagens permitiram o grande crescimento dessas tecnologias: usaram a estrutura da rede existente no GSM, o que facilitou sua implementação e permitiam que fossem enviados pacotes IP, possibilitando o acesso à Internet de terminais móveis.

No começo dos anos 2000, a necessidade por sistemas com maior capacidade, taxas de dados mais altas e melhor qualidade de serviço (QoS) culminou com a evolução dos sistemas celulares para a terceira geração (3G). Também havia a necessidade de resolver o problema de incompatibilidade gerado pelos diversos padrões da segunda geração, principalmente o GSM e o CDMA One. Esse trabalho foi incumbido à União Internacional de Telecomunicações (ITU – *International Telecommunication Union*) e foi denominado IMT-2000 (*International Mobile Telecommunication-2000*). Algumas características que serviram de base para o desenvolvimento do trabalho foram [29]:

- Flexibilidade. Sistemas flexíveis que sejam capazes de suportar uma vasta gama de serviços e aplicações;
- Acessibilidade. Para que os sistemas 3G se popularizassem pelo mundo, seria necessário que eles chegassem ao consumidor por um preço acessível;
- Compatibilidade com sistemas existentes;
- Arquitetura modular. Feita para diminuir os investimentos iniciais e tornar a expansão da rede mais fácil, aumentando o número de usuários, a área de cobertura e os serviços oferecidos.

Assim, entre os padrões definidos, dois merecem destaque: o CDMA2000 e o UMTS. O primeiro é uma evolução do CDMAOne (IS-95) e foi adotado principalmente nos Estados Unidos e na Ásia. O padrão UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) é baseado no WCDMA e é uma evolução do sistema GSM, que pode atingir taxas de 2 Mbps. Para gerenciar o seu desenvolvimento foi criado um grupo de trabalho denominado 3GPP (*Third*

Generation Partnership Project), que também tem por objetivo aprimorar e desenvolver padrões da segunda geração como o GSM e o EDGE.

O sistema UMTS foi aprimorado com a tecnologia HSPA (*High Speed Packet Access*), que introduziu uma nova modulação (16-QAM) e atinge taxas de até 14,4 Mbps no enlace direto (HSDPA) e de 5,7 Mbps no enlace reverso (HSUPA). Esse padrão foi enquadrado como 3,5G. O HSPA+ surgiu como uma evolução do HSPA e apresenta novidades como o uso de múltiplas antenas e modulações de maior ordem (64-QAM).

Assim como o UMTS, o CDMA2000 também sofreu modificações. A primeira foi o CDMA2000 1xEV-DO Revision 0, que introduziu modulações de 8-PSK e 16-QAM permitindo taxas de 2,4 Mbps no enlace direto e 153 Kbps no enlace reverso. O CDMA2000 1xEV-DO Revision A melhorou o QoS da revisão 0 e tornou o sistema mais robusto, permitindo taxas de 3,1 Mbps no enlace direto e 1,8 Mbps no enlace reverso. Depois veio o CDMA2000 1xEV-DO Revision B que usa modulação de 64-QAM

Nesse ponto vale a pena ser mencionado que se podem dividir os principais sistemas celulares em dois grupos: ‘MAP’ (*Mobile Application Part*) e ‘IS-41’ [12], cujas principais diferenças são os protocolos de rede e a maneira como os usuários são identificados e como essa identidade é armazenada na rede e nos terminais. Os padrões pertencentes a cada grupo estão ilustrados nas Figuras 1.2 e 1.3.

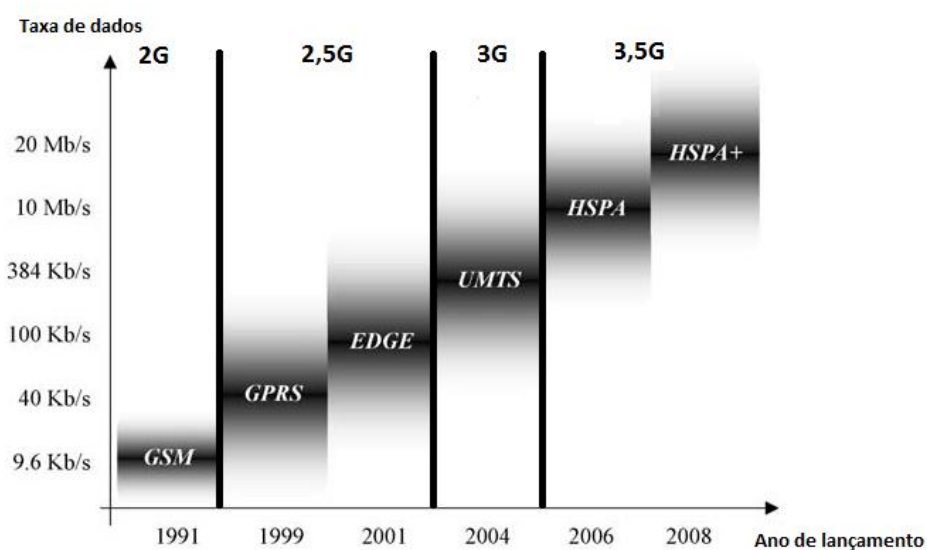


Figura 1.2: Taxa de dados no enlace direto do usuário com sistemas do grupo ‘MAPS’ [12].

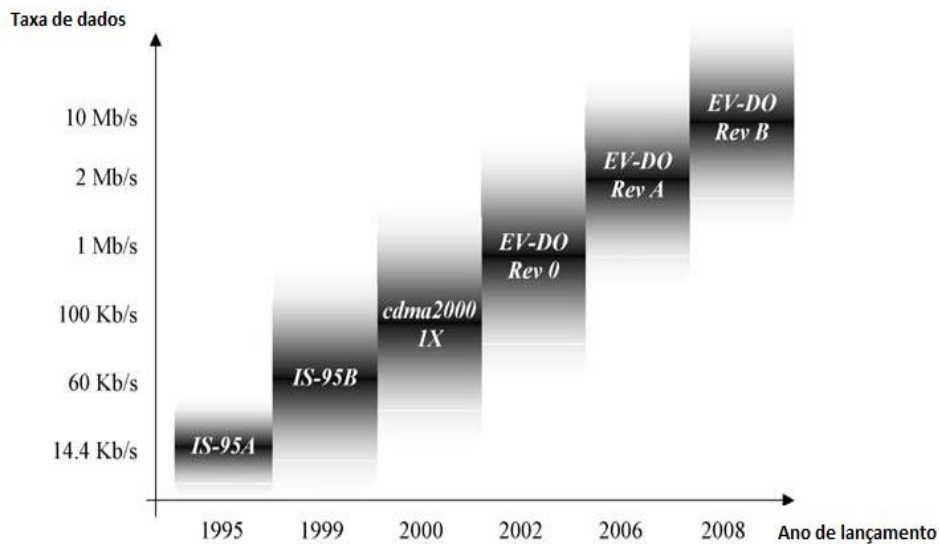


Figura 1.3: Taxa de dados no enlace direto do usuário com sistemas do grupo 'IS-41' [12].

Com a chegada dos sistemas da terceira geração, houve uma mudança no perfil do volume de tráfego total. Antes predominada pelo tráfego de voz, agora a maior parte da rede se dedica ao tráfego de dados. As aplicações da rede passaram de simples ligações, SMS e acesso a email (2G) para videochamadas, acesso amplo à Internet, *download* de vídeos e muitas outras possibilidades com o 3G. Esse fato, aliado ao barateamento de terminais, como *smartphones*, *tablets* e *notebooks*, levou a um crescimento muito grande na quantidade de tráfego que a rede tem que suportar, chegando à ordem dos Petabytes. A Figura 1.4 mostra essa tendência de crescimento juntamente com a mudança na predominância do tipo de tráfego da rede desde 2010 e com um projeção até 2017.

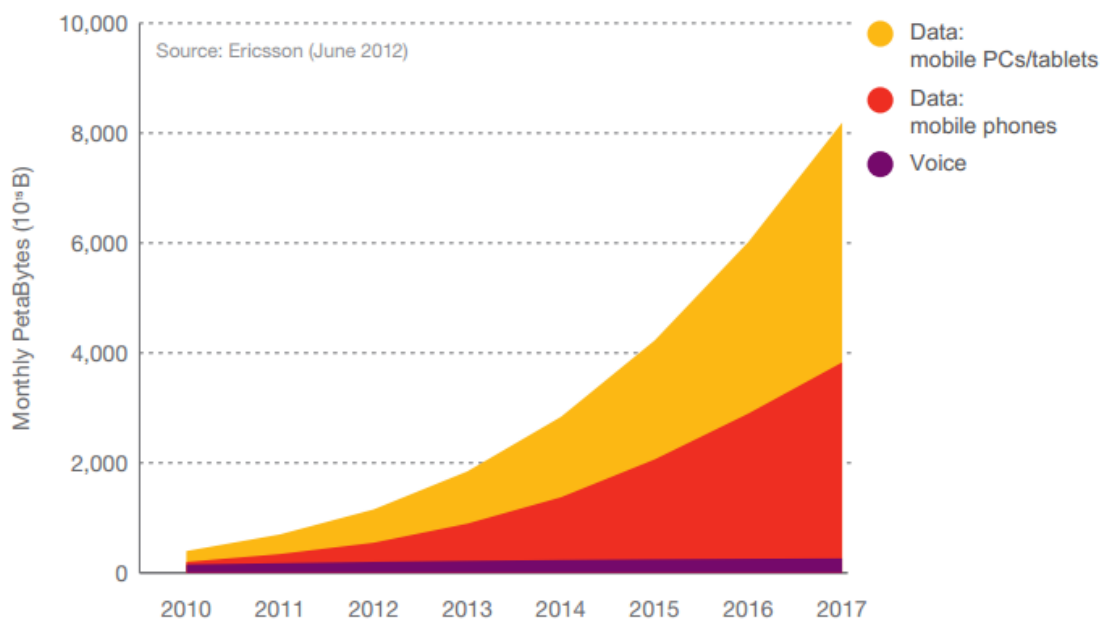


Figura 1.4: Tendência mundial de crescimento do tráfego para diferentes aplicações nos próximos anos [1].

Tendo em vista esse cenário, é bastante provável que a rede 3G estará ultrapassada dentro de alguns anos e, aliado ao grande crescimento das linhas de banda larga fixas, a

comunidade móvel reconheceu a necessidade de criar um sistema de banda larga sem fio que competisse com o DSL [10] e fosse capaz de suportar o rápido crescimento do tráfego IP. Assim, em 2004, o 3GPP iniciou seus trabalhos para o desenvolvimento de um sistema de quarta geração denominado LTE (*Long Term Evolution*). Apesar de a essa altura não haver sequer terminado o desenvolvimento da terceira geração, pois o HSPA e o HSPA+ não haviam sido lançados, havia a necessidade crescente de se começar essa pesquisa para que na próxima década a tecnologia estivesse disponível. Os sistemas desenvolvidos pelo 3GPP seguem padrões por ele elaborados, que são conhecidos como *releases*. A Tabela 1.1 mostra a evolução desses padrões e quais são os principais assuntos tratados em cada um deles.

Para que o LTE pudesse atender a demanda futura, ele foi projetado tendo alguns objetivos como base:

- **Desempenho equiparável à banda larga fixa.** Um dos principais objetivos do LTE era de proporcionar ao usuário uma experiência tão boa ou até melhor que a alcançada com as nos sistemas de banda larga com fio. Os dois parâmetros principais para atingir essa meta são a taxa de dados e a latência do sistema. A taxa de dados no LTE pode chegar a 100 Mbps no enlace direto e 50 Mbps no enlace reverso, sendo que a taxa média de dados é maior que a obtida no HSPA original, de 3-4 vezes para o enlace direto e de 2-3 vezes para o enlace reverso, e a eficiência espectral apresenta uma melhora de 2-4 vezes. A taxa de bits nas bordas das células também é maior mantendo as localizações dos *sites* atuais. Para haver o suporte a aplicações sensíveis ao atraso a latência deve ser mantida baixa. Nos sistemas LTE a latência tem valor menor que 10ms, que é um valor menor que o observado em alguns sistemas DSL.
- **Aumento da mobilidade.** A rede LTE exige um suporte otimizado de alta qualidade dos *handovers* e das conexões para velocidades inferiores a 15 km/h. Para velocidades de até 350 km/h a conexão tem desempenho inferior, mas deve ser estável.
- **Largura de banda flexível.** Por ser um recurso escasso e que tem um uso muito grande das redes 2G e 3G, o espectro disponível para a rede LTE depende de certa forma da migração das operadoras para o 4G. Para tornar essa migração mais atrativa o 3GPP determinou um alto grau de flexibilidade na largura de banda utilizada. O LTE pode operar nas faixas de 700 MHz, 900 MHz, 1,8 GHz e 2,6 GHz usando canais de 1,4; 3; 5; 10; 15 e 20 MHz. Os canais de 1,4 e 5 MHz são otimizados para migração de sistemas GSM e CDMA em lugares onde não estão disponíveis faixas mais largas de espectro.
- **Compatibilidade com sistemas 2G e 3G e com sistemas não desenvolvidos pelo 3GPP.** Como a migração para a rede LTE se dará de forma gradual, houve a preocupação de que o usuário perceba o mínimo possível durante o processo. Outra motivação é a criação de um padrão global que seja atrativo para as diversas operadoras e que seja estendido a sistemas não desenvolvidos pelo 3GPP, como o WiMax e o CDMA.
- **Custo reduzido por Megabyte.** Um dos objetivos chave do 3GPP no desenvolvimento do LTE era reduzir o custo de transmissão por MB. Alguns critérios usados para alcançar isso foram uma alta capacidade com alta eficiência espectral na interface aérea, uso de menos componentes de rede e protocolos, compatibilidade com sistemas com padrões diferentes, a capacidade de implementação da rede no espectro existente, o reuso de células e equipamentos de transmissão locais e estações base com menor necessidade de potência e espaço.

Tabela 1.1: Releases do 3GPP e os assuntos abordados [10].

RELEASE	ANO	PRINCIPAIS ASSUNTOS ABORDADOS
99	2000	Especificação da rede 3G UMTS usando W-CDMA
4	2001	Adicionou suporte a mensagem multimídia e avançou no sentido do uso de transporte IP na rede central.
5	2002	Especificação do HSDPA com picos de 1,8 Mbps no enlace direto. Introdução da arquitetura IMS (IP Multimedia Service)
6	2004	Especificação do HUSPA com picos de 2 Mbps no enlace reverso. <i>Multimedia Broadcast/ Multicast Services</i> (MBMS). Adição de especificações de recepção avançadas como push-to-talk para celular, melhoramentos na arquitetura IMS, opções de interoperabilidade WLAN e capacidade VoIP.
7	2007	Especificação do HSPA+ com modulações de maior ordem (64 QAM no enlace direto e 16 QAM no enlace reverso) e suporte MIMO no enlace direto oferecendo taxas de até 28 Mbps no enlace direto e 11,5 Mbps no enlace reverso. Latência reduzida e maior QoS para VoIP.
8	2009	Evolução do HSPA+ com o uso combinado de 64QAM e MIMO, portadora dupla com 64QAM. Especificação da interface LTE com acesso via OFDMA e da nova arquitetura plana toda IP com EPC (<i>Evolved Packet Core</i>).
9	2009	Melhoramentos do HSPA e do LTE
10	2011	Evolução do LTE
11	2013	Introdução de novas bandas de frequência, receptores mais avançados, transmissão e recepção multiponto coordenadas

Além de ser um sistema com maior capacidade de tráfego e que proporciona uma conexão mais rápida e estável, o 4G apresenta outra vantagem importante. Por ser um sistema baseado todo em IP, há uma plataforma comum a todas as tecnologias já desenvolvidas, o que proporciona uma harmonia maior entre os serviços utilizados pelos usuários. Duas grandes evoluções dos sistemas de terceira geração para os de quarta geração foram o uso de modulação OFDM e o uso de múltiplas antenas.

1.3 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

A quarta geração dos sistemas celulares será preponderante nos sistemas de comunicação móvel pela próxima década, pelo menos, tendo no LTE seu principal expoente. E dentro do padrão LTE uma das principais inovações em relação à terceira geração é o uso de múltiplas antenas tanto na transmissão quanto na recepção. Algumas vantagens desse esquema são:

- Aumentar a confiabilidade do sistema (diminui a taxa de erro por bit ou por pacote);
- Aumento na área de cobertura;
- Aumento na taxa de dados e, portanto, na capacidade do sistema;
- Redução na potência de transmissão necessária.

Porém possui alguns pontos desfavoráveis também como:

- Aumento dos custos dos equipamentos;
- Aumento da complexidade do sistema.

Apesar disso, os benefícios advindos do uso de um esquema MIMO são muito maiores que os malefícios, tornando essa técnica bastante atraente e utilizada nos sistemas atuais.

Esse trabalho tem por objetivo explicar de uma forma geral o funcionamento de um sistema OFDM, a configuração da camada física do LTE e mostrar alguns aspectos da técnica de múltiplas antenas. Ao final é feita uma simulação em *Matlab* usando um simulador previamente desenvolvido. Este simulador atua no enlace direto e utiliza a tecnologia LTE. Foram feitas alterações na construção do frame, com relação aos sinais de referência, e nos métodos de estimação de canal para que fosse possível simular um caso envolvendo MIMO. Assim são utilizados os conceitos vistos ao longo do trabalho e é feita a comparação entre os métodos teóricos com os obtidos na prática.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em 7 capítulos, cada um dividido em seções e subseções. O segundo capítulo mostra uma visão geral da técnica de modulação OFDM e seus principais aspectos e vantagens junto com uma breve introdução sobre o múltiplo acesso usando OFDMA. O Capítulo 3 aborda alguns conceitos relevantes do MIMO e seu funcionamento em diversas situações.

No Capítulo 4 é abordada a estrutura da camada física do LTE de acordo com os *Releases* do 3GPP

O Capítulo 5 trata da estimação de canal. No Capítulo 6 é analisado o simulador e os resultados das simulações usando *Matlab*. O Capítulo 7 trata das conclusões e dos possíveis trabalhos futuros.

2 OFDM

Este capítulo tem por finalidade explicar de uma maneira geral o funcionamento do esquema de modulação OFDM e mostrar suas vantagens e desvantagens.

2.1 INTRODUÇÃO

O esquema de transmissão usando diversas portadoras ortogonais não é algo relativamente novo. Na realidade, os conceitos do OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) são estudados desde a década de 1960 quando Robert W. Chang publicou o primeiro trabalho sobre o assunto [8]. Porém, com os recursos computacionais disponíveis ficava bastante complicado separar os modems de cada subcanal e, além disso, para os sistemas analógicos da época, era extremamente difícil manter a ortogonalidade quando o número de portadoras se tornava alto. Assim, alguns anos foram necessários para que houvesse o desenvolvimento de softwares e de componentes eletrônicos que fossem capazes de realizar as operações necessárias.

Hoje em dia, o OFDM aparece em várias tecnologias amplamente usadas no mundo inteiro como no WiFi, no Wimax, no 3GPP-LTE e nos padrões de televisão digital europeu, brasileiro e japonês.

Para levar a um entendimento sobre a importância do OFDM e o seu uso em sistemas de banda larga sem fio, este capítulo:

- Explica alguns conceitos importantes para a transmissão sem fio, como espalhamento de atraso, banda de coerência e desvanecimento;
- Mostra o funcionamento de um esquema de modulação usando múltiplas portadoras;
- Aborda alguns pontos essenciais para o OFDM, como prefixo cíclico, ortogonalidade, PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) e IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*).

2.2 ESPALHAMENTO DE ATRASO (*DELAY SPREAD*) e BANDA DE COERÊNCIA

Um dos principais aspectos que devem ser levados em conta nos sistemas sem fio é o desvanecimento, que é derivado da recepção de várias versões do mesmo sinal. Essas versões múltiplas são causadas por reflexões sofridas no ambiente, os multipercursos, podendo, assim, chegar quase simultaneamente ou espaçadas por intervalos de tempo mais longos. Com isso as diferenças de fase entre as versões do sinal recebido podem gerar interferências construtivas ou destrutivas, mesmo em pequenas distâncias, o que prejudica a interpretação do sinal enviado.

A resposta do canal pelo qual o sinal é enviado tem duas dimensões: a do tempo e a do atraso e como essa resposta tem uma variação não conhecida, o canal é modelado como aleatório usando a seguinte função de autocorrelação de duas dimensões:

$$R(\Delta\tau, \Delta t) = E[h(\tau_1, t_1)h^*(\tau_2, t_2)], \quad (2.1)$$

em que Δt representa o tempo e $\Delta\tau$ representa o atraso.

Considerando que a resposta do canal é estacionária no sentido amplo (*WSS-Wide Sense Stationary*), ou seja, depende apenas de $\Delta t = t_1 - t_2$, temos que:

$$R(\Delta\tau, \Delta t) = E[h(\tau_1, t)h^*(\tau_2, t + \Delta t)]. \quad (2.2)$$

Considerando ainda que a resposta do canal para diferentes atrasos não está correlacionada temos que:

$$R(\Delta\tau, \Delta t) = E[h(\tau, t)h^*(\tau + \Delta\tau, t + \Delta t)]. \quad (2.3)$$

A Equação (2.3) representa um canal estacionário no sentido amplo com desvanecimento descorrelatado (*WSSUS - Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), sendo o modelo mais comum para canais de banda larga com desvanecimento.

Uma forma de simplificar a forma da autocorrelação do canal é transformando-a em duas autocorrelações de uma dimensão cada. Fazendo $\Delta\tau$ e Δt iguais a zero, temos, respectivamente, $R_t(\Delta t)$ e $R_\tau(\Delta\tau)$, sendo este último conhecido como perfil de *potência de atraso*. Assim, o espalhamento de atraso médio e o seu valor *rms* são dados por [6]:

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^\infty \Delta\tau A_\tau(\Delta\tau)d(\Delta\tau)}{\int_0^\infty A_\tau(\Delta\tau)d(\Delta\tau)}, \quad (2.4)$$

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\Delta\tau - \mu_\tau)^2 R_\tau(\Delta\tau)d(\Delta\tau)}{\int_0^\infty A_\tau(\Delta\tau)d(\Delta\tau)}}, \quad (2.5)$$

O maior valor de $R_\tau(\Delta\tau)$ não desprezível é chamado de máximo espalhamento de atraso (τ_{max}) e é da ordem de $\tau_{max} = 5\tau_{rms}$. Esse é um aspecto importante, pois especifica o número de coeficientes necessários para a representação discreta da resposta impulsionar do canal, que é dado por [3]:

$$L = \frac{\tau_{max}}{T_s}, \quad (2.6)$$

em que T_s é o tempo de amostragem.

Outro importante conceito é o de banda de coerência (B_c), que é definido como a faixa de frequências na qual o canal atua de maneira quase uniforme nos sinais através dele enviados. Ou seja, para duas frequências f_1 e f_2 situadas dentro da banda de coerência, a correlação entre elas é grande, o que significa que o canal atua de forma bem parecida em ambas, tanto no ganho quanto na fase.

A banda de coerência e o espalhamento de atraso estão relacionados por [3]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \approx \frac{1}{\tau_{max}}. \quad (2.7)$$

2.3 DESVIO DOPPLER E INTERVALO DE COERÊNCIA

A análise do efeito Doppler é de grande importância em sistemas de comunicação móveis, pois leva em consideração a velocidade relativa entre o transmissor e o receptor. O

espectro de potência Doppler fornece a distribuição da potência do canal pela frequência para o sinal transmitido. O desvio Doppler máximo é dado por:

$$f_D = \frac{f_c \alpha}{c}, \quad (2.8)$$

em que f_c é a frequência da portadora, α é a velocidade relativa entre o transmissor e o receptor e c é a velocidade da luz.

O intervalo de coerência (T_C) representa o dual da banda de coerência no tempo e é definido como o período de tempo no qual o canal tem uma correlação alta. A relação entre o efeito Doppler e o intervalo de coerência é dada por:

$$T_C \approx \frac{1}{f_D}, \quad (2.9)$$

2.4 ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

Tanto o espalhamento por atraso quanto a banda de coerência são parâmetros importantes nas comunicações digitais e para que um sistema seja eficiente deseja-se que o primeiro fator ($\tau_{máx}$) seja bem menor que o tempo de símbolo (T_s) para evitar a interferência inter-simbólica (ISI- *Intersymbol Interference*). Por outro lado, o segundo parâmetro (B_c) deve ser bem maior que a banda do sinal transmitido (B) para que o desvanecimento seja considerado plano, ou seja, se o sinal estiver dentro da banda de coerência as frequências transmitidas são afetadas de maneira parecida pela resposta do canal. Caso isso não aconteça, ocorre o chamado desvanecimento seletivo em frequência, que, como o próprio nome diz, afeta algumas frequências dentro da banda transmitida de maneira muito mais acentuada que outras, causando a degradação do sinal nessa faixa.

Um problema que afeta os sistemas de comunicação de banda larga é que eles têm uma alta taxa de símbolos transmitidos por segundo, o que leva a $\tau \gg T_s$ causando ISI e tornando a transmissão ineficiente.

Para contornar esse obstáculo, o OFDM divide o sinal a ser transmitido em N subportadoras com taxas menores, fazendo com que o tempo de símbolo cresça e fique maior que o espalhamento por atraso, diminuindo os efeitos da ISI. Posteriormente neste capítulo será detalhado o uso do prefixo cíclico, que elimina a ISI. O aumento do tempo de símbolo é dado por [10]:

$$N \cdot T_s \gg \tau. \quad (2.10)$$

Essa divisão do sinal principal em N sinais paralelos também tem consequências no domínio da frequência, uma vez que a banda total do sinal original é dividida em N bandas menores. Se o número de subportadoras for grande o suficiente, temos que [10]:

$$\frac{B}{N} \ll B_c. \quad (2.11)$$

Como a banda de cada um dos subcanais é menor que a banda de coerência, os sinais sofrem de desvanecimento plano, que facilita a equalização em comparação com o desvanecimento seletivo em frequência.

Assim a divisão de um sinal em várias subportadoras ortogonais tem efeitos positivos tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. Porém um problema que surge é a necessidade de se ter N unidades independentes de rádio frequência para a implementação do sistema. A próxima seção mostra como esse desafio é superado usando a DFT e explica a importância da ortogonalidade entre as subportadoras.

2.5 ORTOGONALIDADE E DFT

O espectro de frequência é considerado um recurso escasso e extremamente caro, por isso o seu uso deve se dar da maneira mais eficiente possível. Uma das vantagens da modulação OFDM é justamente aumentar essa eficiência e isso se dá graças ao uso de subportadoras ortogonais entre si. É possível demonstrar que qualquer m e n inteiros, têm-se que $\sin mx$, $\cos mx$, $\sin nx$ e $\cos nx$ são todos ortogonais entre si para um intervalo de símbolo T_s . Assim de uma maneira genérica, as subportadoras moduladas podem ser descritas por:

$$S_n(t) = A_n e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad (2.12)$$

em que S_n representa o n -ésima subportadora modulada, A_n é a amplitude complexa do sinal modulado e Δf é a frequência que separa uma subportadora da outra e é dada por:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N}, \quad (2.13)$$

em que f_s é a frequência de amostragem do sinal. A Figura 2.1 representa as subportadoras ortogonais separadas por Δf .

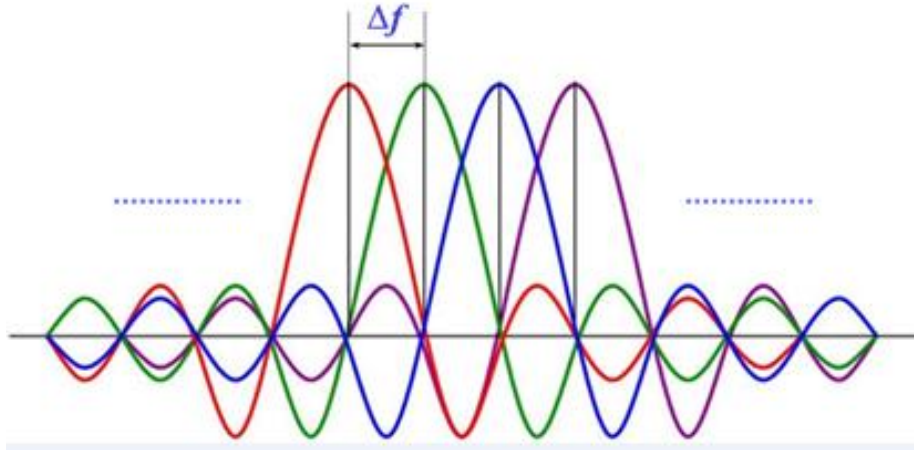


Figura 2.1: Subportadoras ortogonais em um sistema OFDM.

Assim após o sinal ser dividido em sinais paralelos e estes serem modulados por portadoras ortogonais, tem-se um conjunto de sinais independentes para transmitir. Para não haver a necessidade de N equipamentos separados, é aplicado um recurso matemático conhecido por DFT (*Discrete Fourier Transform*) ou Transformada Discreta de Fourier. Para o cálculo da DFT é aplicado um algoritmo conhecido como FFT/IFFT (*Fast Fourier Transform/ Inverse Fast Fourier Transform*) que permite avaliar a DFT com menor esforço computacional. As equações da DFT e da IDFT podem ser escritas como:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)}, \quad (2.14)$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)}. \quad (2.15)$$

Essas duas equações formam o par FFT/IFFT que tornam possível a criação de um sinal com múltiplas subportadoras usando apenas um equipamento de rádio frequência.

2.6 PREFIXO CÍCLICO

Como foi dito anteriormente, a divisão de um sinal em N subportadoras ortogonais faz com que o tempo de símbolo aumente, diminuindo os efeitos da ISI. Para acabar com essa interferência é usado um prefixo cíclico (PC), que consiste em repetir as últimas amostras do sinal no começo dele. A Figura 2.2 ilustra esse procedimento para um símbolo OFDM. Esse PC é adicionado ao sinal depois da IFFT e removido na recepção antes da FFT. O tamanho do prefixo cíclico deve ser escolhido com cuidado, uma vez que se for muito pequeno pode não eliminar totalmente a ISI e se for muito grande diminui a eficiência do sistema, visto que ele implica em uma penalidade na taxa transmitida e na potência de:

$$\text{Perda de taxa} = \text{Perda de potência} = \frac{N}{N+v}, \quad (2.16)$$

em que v representa o número de amostras do PC e N é o número de subportadoras. Apesar de ser possível fazer com que essas perdas se tornem arbitrariamente pequenas com o aumento do número de subportadoras, nem sempre isso é vantajoso, pois alguns sacrifícios em outros aspectos têm que ser feitos para que N seja elevado, como o aumento da complexidade da FFT.

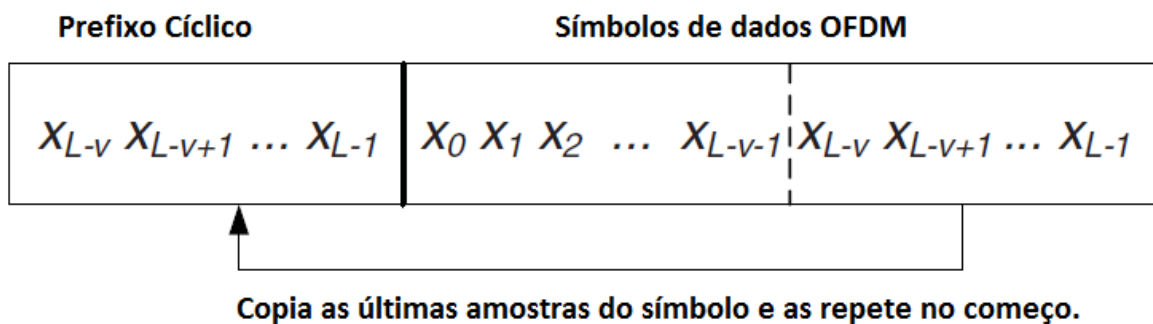


Figura. 2.2: Formação de um símbolo com prefixo cíclico [3].

Mesmo com esse ponto negativo, o uso do prefixo cíclico é essencial no OFDM, pois além de eliminar a ISI, o PC faz com que uma convolução circular entre o sinal enviado e o canal apareça. Antes da adição do PC tinha-se o seguinte cenário: uma convolução linear resultado de um sinal transmitido através de um canal linear.

$$y[n] = x[n] * h[n], \quad (2.17)$$

em que $y[n]$ é a n -ésima amostra do sinal recebido, $x[n]$ é a n -ésima amostra do sinal enviado e $h[n]$ é a n -ésima amostra do canal. Porém a DFT possui uma propriedade singular,

$$Y[k] = DFT\{y[n]\} = DFT\{h[n] \circledast x[n]\}, \quad (2.18)$$

em que o símbolo \circledast representa a convolução circular. No domínio da frequência, a Equação (2.18) é igual a [3]:

$$Y[k] = X[k]H[k]. \quad (2.19)$$

Assim, com o prefixo cíclico a convolução linear da Equação (2.17) é transformada na convolução circular da Equação (2.19). Com isso é possível fazer uma equalização na frequência de forma simples, já que o equalizador só precisa corrigir a amplitude e a fase de cada subportadora baseado na resposta do canal. É importante notar que essa estimativa não é

exata devido a outros fatores que não foram levados em consideração como imprecisão na estimativa do canal e ruído aditivo.

2.7 EQUALIZAÇÃO

Uma das vantagens dos sistemas OFDM é a possibilidade de realizar-se a equalização no domínio da frequência. Com a equalização é possível estimar os símbolos recebidos depois de realizada a FFT, desde que o ganho complexo do canal para cada subportadora seja conhecido. Os símbolos estimados pelo equalizador no domínio da frequência são dados por [3]:

$$\hat{X}_l = \frac{Y_l}{H_l}, \quad (2.20)$$

em que o índice l indica a l -ésima subportadora, Y_l e H_l são o sinal recebido e a resposta complexa do canal. Apesar de ocorrer a inversão do canal, nesse caso não há problema com relação à amplificação do ruído (*noise enhancement*), uma vez que tanto o canal quanto o ruído vão ter suas potências multiplicadas pelo inverso do canal estimado.

2.8 DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA OFDM

Um sistema OFDM pode ser resumido com o diagrama de blocos mostrado na Figura 2.3 usando os elementos até aqui apresentados:

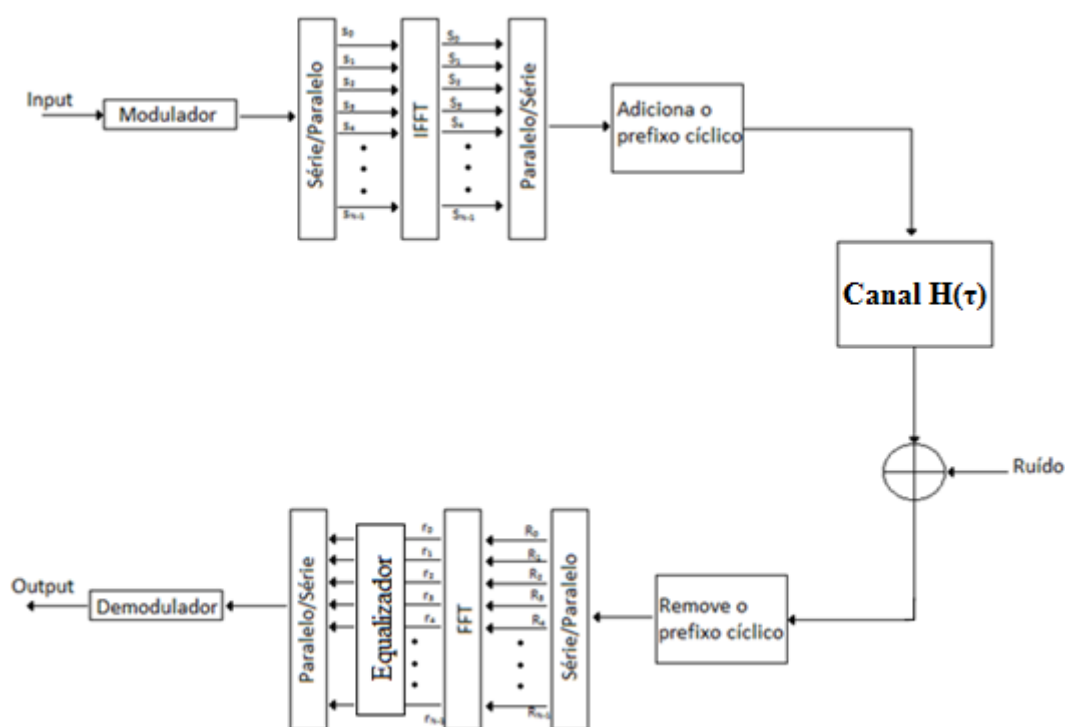


Figura 2.3: Diagrama de blocos para um sistema OFDM.

Os seguintes passos são realizados na transmissão e recepção do sinal com múltiplas portadoras: τ

1. O sinal modulado com banda B é dividido em N subportadoras ortogonais com banda de B/N cada. Isso mantém a taxa de dados original e faz com que cada subportadora

seja afetada por desvanecimento plano, em vez do desvanecimento seletivo na frequência, diminuindo os efeitos da ISI.

2. A IFFT é feita sobre o sinal, que passa de paralelo para série.
3. O prefixo cíclico é adicionado, evitando os efeitos da ISI entre símbolos OFDM.
4. O sinal é transmitido por $H(\tau)$, que são as amostras do canal para um atraso τ . O ruído é adicionado.
5. Na recepção é feito o inverso da transmissão. O PC é removido, a FFT é realizada, ocorre a equalização, o sinal passa de paralelo para série e, por fim, é demodulado.

Logicamente esse é um modelo bem simplificado, já que não envolve diversos outros aspectos da transmissão OFDM. Porém serve como um modelo genérico para explicar aspectos importantes do sistema.

Um ponto importante decorrente da multiplexação com várias subportadoras é a razão entre a potência máxima e a potência média de um sinal OFDM. Tal razão é chamada *PAPR* (*Peak to Average Ratio*) e será abordada na próxima seção.

2.9 PEAK TO AVERAGE POWER RATIO

O uso de subportadoras ortogonais para a transmissão de um sinal tem consequências diferentes nos domínios da frequência e do tempo. Enquanto na frequência as subportadoras são ortogonais e, por isso, não têm influência alguma uma sobre as outras, no tempo o sinal resultante é a soma de vários sinais com banda menor modulados por frequências diferentes. Isso tem como efeito uma variação muito grande da amplitude do sinal ao longo do tempo, fazendo com que a potência de pico atinja valores bem maiores que a potência média. Assim o PAPR de um sinal analógico transmitido é matematicamente definido como:

$$PAPR = \frac{\max_t |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \quad (2.21)$$

Para que um sistema OFDM funcione de maneira eficiente é desejável que ele opere dentro da região linear do amplificador de potência, pois a operação fora dessa faixa leva a distorções dentro da banda e ao aumento da taxa de erro de bits.

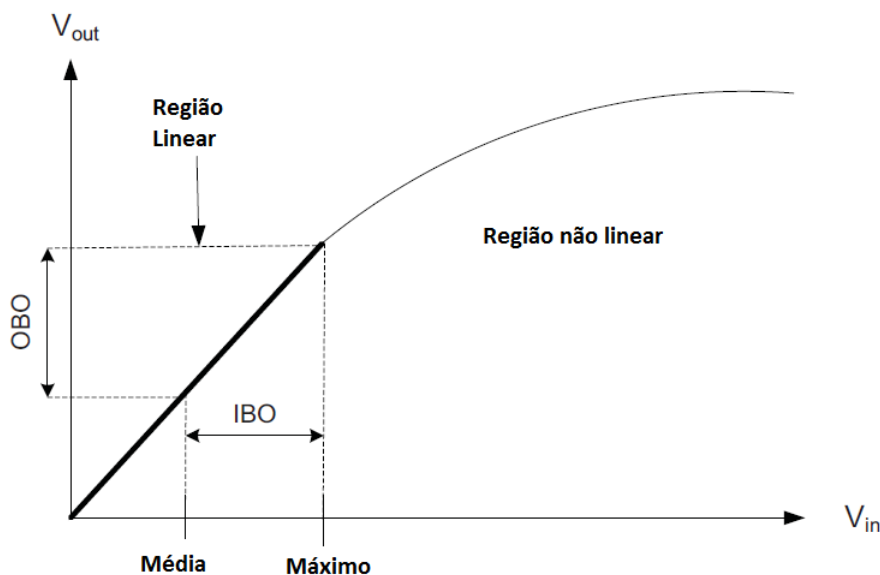


Figura 2.4: Resposta de um amplificador de potência típico [3].

Algumas maneiras de se evitar isso são:

- Introduzir um limite no sinal antes de enviá-lo, causando certa distorção, mas reduzindo o PAPR;
- Usar um amplificador com maior potência de saturação, porém com custo mais alto;
- Reduzir a potência do sinal para que o alcance dinâmico esteja dentro da região linear.

Esta última solução é chamada de *backoff* (no caso, o aumento dele), que é a um recuo na potência, para que a operação ocorra na região desejada. Um aumento no *backoff* de entrada (*IBO-Input backoff*) implica em um aumento proporcional no *backoff* de saída (*OBO-Output backoff*), como mostrado na Figura 2.4. O *IBO* é definido por:

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{inSat}}{P_{avIn}}, \quad (2.22)$$

em que P_{inSat} é a potência de saturação e P_{avIn} é a potência média de entrada.

Um *backoff* muito grande não é vantajoso, já que reduz a eficiência do amplificador e pode diminuir a duração da bateria, o que é prejudicial para o uso de dispositivos móveis. Sendo assim, o ideal é que a potência de pico seja o mais próximo da potência média.

O problema do PAPR é um dos maiores desafios na implementação de um sistema OFDM no terminal móvel já que reduz a eficiência e aumenta os custos dos amplificadores de potência de RF, que são alguns dos componentes mais caros do sistema. Para o enlace reverso o PAPR tem seus efeitos minimizados.

2.10 CONCLUSÃO

A técnica de modulação OFDM é muito importante para as comunicações digitais móveis de banda larga atuais. Neste capítulo foram explicados alguns conceitos importantes relacionados a essa técnica e apresentados vantagens e desvantagens que estão listadas a seguir:

Desvantagens

- Perda de taxa de dados e de potência com o uso do prefixo cíclico;
- Sensibilidade ao desvio Doppler;
- Alto PAPR, obrigando o sistema a operar na região linear do amplificador, perdendo eficiência.

Vantagens

- Eficiência espectral superior a de outros esquemas de multiplexação, como o FDM;
- Implementação eficiente com o uso da FFT;
- Robusto com relação aos efeitos do desvanecimento e da ISI;

3 MIMO

Nesta parte do trabalho serão apresentados os conceitos básicos do uso de múltiplas antenas na recepção e transmissão de sinais digitais, seus diversos usos e as vantagens que justificam sua importância nas comunicações modernas.

3.1 SISTEMA MIMO E SUA MODELAGEM

Um sistema MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) é definido como tendo múltiplas antenas na transmissão (N_t) e na recepção (N_r). O seu uso em sistemas modernos de comunicação sem fio é indispensável, pois traz vantagens como o aumento da taxa de dados, da cobertura e da confiabilidade de uma maneira única.

Uma grande diferença que os sistemas MIMO apresentam é com relação à sua modelagem matemática. A relação entre o sinal enviado e o sinal recebido pode ser escrita como:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N}, \quad (3.1)$$

em que \mathbf{Y} é o sinal recebido, \mathbf{X} é o sinal enviado, \mathbf{H} é o canal e \mathbf{N} é o ruído. Todos os termos de (3.1) são matrizes sendo que \mathbf{Y} tem dimensões $N_r \times 1$, \mathbf{X} é $N_t \times 1$, \mathbf{N} é $N_r \times 1$ e o canal é descrito como:

$$\begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \cdots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

em que h_{ij} representa o ganho do canal entre a j -ésima antena de transmissão e a i -ésima antena de recepção.

Nas próximas seções são apresentadas as vantagens de um sistema MIMO e as técnicas usadas para melhorar ao máximo o desempenho da comunicação.

3.2 VANTAGENS DO USO DE MÚLTIPAS ANTENAS

Uma informação importante para a análise de um sistema de transmissão é a sua capacidade de transmissão. Esse valor teórico máximo sem erro para um canal com ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) foi definido por Claude Shannon [11] e é conhecido como limite de Shannon. Para sistemas com uma única antena na transmissão e uma na recepção (*SISO-Single Input Single Output*) é dado em banda passante e normalizado com relação à largura de banda, por:

$$C = \log_2(1 + SNR), \quad (3.3)$$

em que C é a capacidade máxima do canal, dada em b/s/Hz, e SNR é a razão sinal ruído, dada em dB.

É importante notar que a capacidade aumenta logarithmicamente com o aumento da *SNR*. Assim para um canal com *SNR* de 10dB, a sua capacidade seria de:

$$C = \log_2(1 + 10) = 3,46 \text{ b/s/Hz}. \quad (3.4)$$

Para que essa capacidade seja dobrada, por exemplo, a potência do sinal transmitido tem que ser aumentada doze vezes. Para tornar o valor de *C* três vezes mais alto, a potência tem que ser, aproximadamente, 130 vezes maior. Logo é possível perceber que para sistemas *SISO* o aumento da capacidade vem associado a um aumento muito maior na potência transmitida. Como um dos objetivos dos sistemas de comunicação atuais é o uma alta taxa de transmissão em dispositivos portáteis que consumam menos bateria possível, o uso de apenas uma antena nesses casos não é efetivo.

A técnica do uso de múltiplas antenas vem para resolver esse problema, pois faz com que esse crescimento da capacidade com relação ao número de antenas passe de logarithmico para linear. A capacidade máxima de um canal MIMO é dada por:

$$C = \max_{\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}} \log \det \left\{ \mathbf{I}_N + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} \mathbf{H}^H \right\}, \quad (3.5)$$

em que $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$ é a matriz de covariância do sinal, \mathbf{I}_N é a matriz identidade $N_r \times N_r$ (n° antenas de recepção), σ_n^2 é a variância do ruído, \mathbf{H} é a matriz de resposta do canal e \mathbf{H}^H representa a transposição hermitiana da matriz \mathbf{H} .

Dois pontos devem ser ressaltados aqui. O primeiro é que em um sistema MIMO as antenas devem ficar suficientemente separadas para que os canais sejam decorrelatos. O segundo é que para que não haja um aumento da potência com o aumento de antenas, cada um dos transmissores utiliza uma potência igual a P_T/N_t , em que P_T é a potência total e N_t é o número de antenas transmissoras, fazendo assim com que a potência usada seja mantida igual a de um sistema *SISO*.

A comparação da capacidade dos sistemas *SISO* e *MIMO* é mostrada na Figura 3.1.

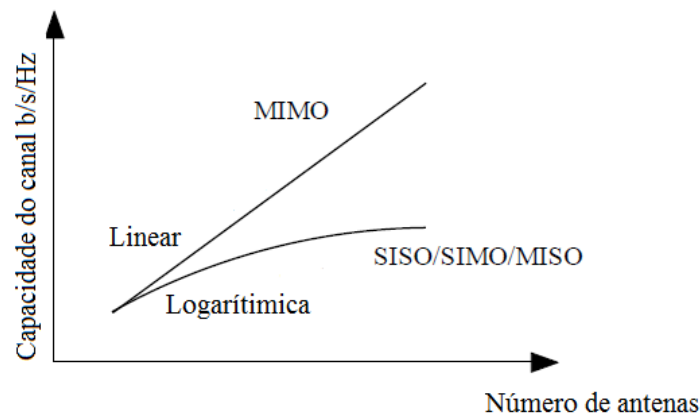


Figura 3.1: Capacidade do canal com relação ao número de antenas do sistema [5].

Os sistemas MIMO apresentam dois tipos diferentes de técnicas que proporcionam ganhos: diversidade e multiplexação. No primeiro, os mesmos dados são transmitidos por diferentes canais (desde que as antenas estejam suficientemente espaçadas, como dito anteriormente) aumentando a confiabilidade do sistema. No caso da multiplexação, os dados são divididos para cada antena e transmitidos separadamente, fazendo com que a taxa de dados do sistema aumente. A Figura 3.2 ilustra essas duas possibilidades.

Embora o custo com equipamentos e a complexidade dos sistemas aumentem, o uso de múltiplas antenas traz benefícios que superam estes fatores. Nas próximas seções serão abordados alguns pontos importantes e que demonstram a superioridade de sistemas MIMO em comparação com os sistemas SISO.

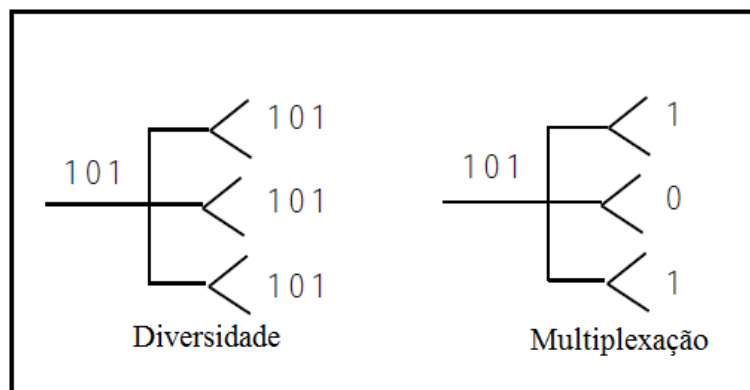


Figura 3.2: Diversidade e multiplexação em um sistema MIMO [5].

3.3 DIVERSIDADE ESPACIAL

Várias técnicas de diversidade são usadas para tentar diminuir os efeitos dos desvanecimentos de pequena e larga escala, sombreamento e perda de percurso. Algumas dessas técnicas são as diversidades no tempo, na frequência e na polarização. A diversidade explorada nos sistemas MIMO é chamada de diversidade espacial e sua grande vantagem em relação aos outros tipos de diversidade é que não é necessário um aumento na potência e nem na largura de banda para se obter os benefícios. Como dito anteriormente, há o aumento do número de equipamentos e na complexidade dos sistemas, mas de tal maneira que os pontos positivos superam os negativos. A diversidade espacial em sistemas MIMO pode ser dividida em diversidade na transmissão e na recepção, sendo ambas tratadas separadamente a seguir.

3.3.1 DIVERSIDADE NA RECEPÇÃO

Há duas formas de ganho associado ao uso de múltiplas antenas na recepção: ganho de diversidade e ganho de arranjo.

Em sistemas sem fio o sinal enviado pode ser refletido por múltiplos percursos sofrendo desvanecimento e piorando o desempenho da recepção. O ganho de diversidade parte do princípio de que ao serem criados novos canais, pelos quais o sinal será enviado, a chance de o sinal ser dramaticamente afetado por um canal ruim diminui. A Figura 3.3 ilustra como a adição de apenas uma antena suficientemente afastada já minimiza os efeitos de algumas partes em que o canal é ruim. Para um canal em desvanecimento a probabilidade de erro de bit é dada por [3]:

$$P_b \approx c_1 \gamma^{-1}, \quad (3.6)$$

em que c_1 é uma constante que depende do tipo de modulação e γ é SNR média. Com diversidade a probabilidade de erro de bit é:

$$P_b \approx c_2 \gamma^{-N_d}, \quad (3.7)$$

em que N_d é a ordem de diversidade e corresponde à quantidade de canais não correlatados entre o transmissor e o receptor ($N_d = N_t N_r$). Comparando as Equações (3.6) e (3.7), pode-se notar que com diversidade o decaimento da curva da probabilidade de erro é bem maior.

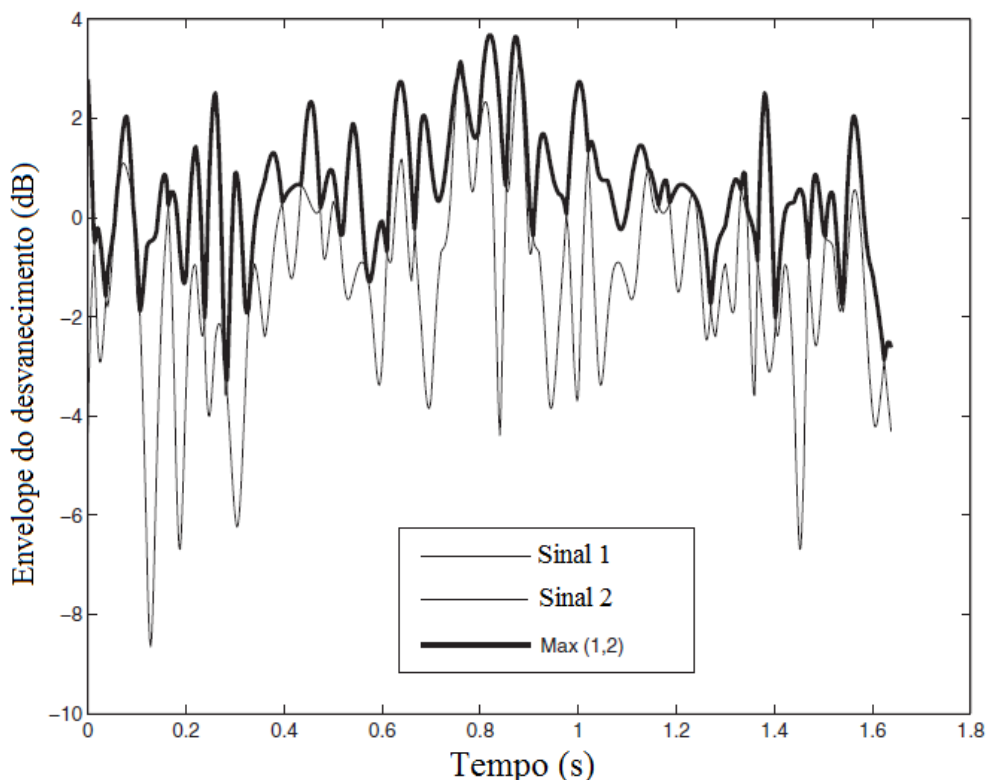


Figura 3.3: Minimização dos efeitos dos períodos em que o canal é ruim com a adição de uma antena [3].

Além do ganho de diversidade, com o uso de várias antenas na recepção há o ganho de arranjo, que é proporcionado pela combinação da energia do sinal recebido pelas antenas. Diferentemente do ganho de diversidade, o ganho de arranjo existe mesmo se os canais tiverem uma correlação alta, como em um sistema com linha de visada. Para um sistema com N_t antenas de transmissão e N_r antenas de recepção, o ganho de arranjo é igual a N_r . Assim em um sistema em que há apenas o ganho de arranjo (as antenas não são suficientemente espaçadas), a SNR, assumindo que não há correlação entre os ruídos dos diferentes ramos, fica:

$$\gamma = \frac{N_r |h|^2}{\sigma^2}. \quad (3.8)$$

Em sistemas com diversidade na recepção há a necessidade de um receptor que consiga tratar da maneira adequada os sinais que nele chegam. Dois algoritmos muito usados para isso são a Combinação Seletiva (*Selection Combining – SC*) e a Combinação de Proporção Máxima (*Maximal Ratio Combining – MRC*).

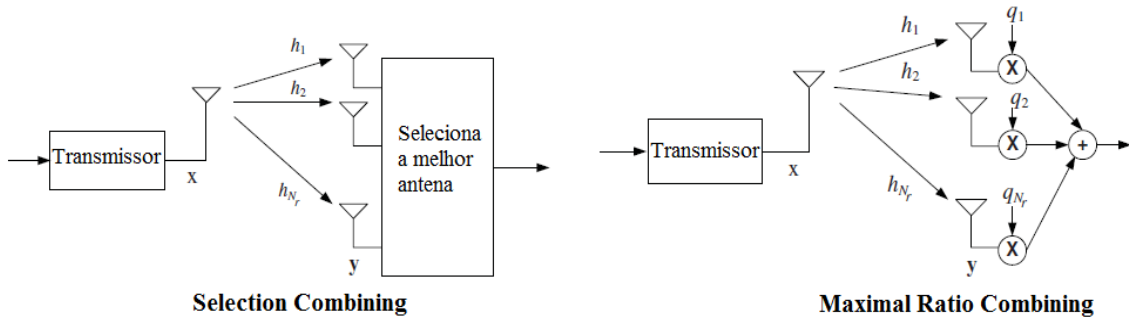


Figura 3.4: Esquemas SC e MRC [10].

O esquema SC é o mais simples e apenas estima a potência dos sinais recebidos pelas N_r antenas, seleciona o mais forte e descarta os outros. Sendo assim, não tem uma eficiência muito alta, já que não há ganho de arranjo e apenas um fluxo de dados é aproveitado, porém por ser simples e de fácil implementação é adotado em alguns casos.

Matematicamente, se houver um limiar γ_0 que limita a SNR mínima para o qual o sistema tem o desempenho esperado, a probabilidade de o sinal chegar com uma SNR $\gamma < \gamma_0$ é de p para uma antena na recepção. Para N_r antenas na recepção, a probabilidade de interrupção do sinal (P_0), é de [6]:

$$\begin{aligned}
 P_0 &= P[\gamma_1 < \gamma_0, \gamma_2 < \gamma_0 \dots \gamma_{N_r} < \gamma_0], \\
 P_0 &= P[\gamma_1 < \gamma_0] P[\gamma_2 < \gamma_0] \dots P[\gamma_{N_r} < \gamma_0], \\
 &= p^{N_r}.
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Com isso é possível perceber que com um número razoável de antenas, a chance de o sinal sofrer perturbações graves é bem menor. Para um canal sofrendo desvanecimento do tipo Rayleigh, por exemplo, a probabilidade de interrupção é [6]:

$$P_0 = (1 - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}})^{N_r}, \tag{3.7}$$

em que $\bar{\gamma}$ é a SNR média recebida.

Já o esquema MRC combina todos os fluxos recebidos para maximizar a SNR e diminuir a taxa de erro de bits. No MRC o sinal recebido por cada antena é multiplicado por um fator complexo diferente $q_i = |q_i|e^{j\Phi_i}$ e em sequência todos os fluxos são somados. Para encontrar o valor de q_i que maximiza essa soma considera-se o desvanecimento como plano e o canal dado por $h_i = |h_i|e^{j\theta_i}$. O sinal $y(t)$ combinado é, então, dado por [10]:

$$y(t) = x(t) \sum_{i=1}^{N_r} |q_i| |h_i| \exp\{j(\Phi_i + \theta_i)\}. \tag{3.8}$$

Fazendo $\Phi_i = -\theta_i$ para todos os fluxos, a SNR do sinal recebido $y(t)$ é:

$$\gamma_{MRC} = \frac{\varepsilon_x (\sum_{i=1}^{N_r} |q_i| |h_i|)^2}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{N_r} |q_i|^2}, \tag{3.9}$$

em que ε_x é a energia do sinal transmitido. O valor complexo que maximiza essa razão é igual a [10]:

$$q_i = h_i^*. \quad (3.10)$$

Esse resultado mostra que o algoritmo MRC simplesmente multiplica cada ramo pelo conjugado do canal, aumentando o peso dos melhores canais e minimizando os efeitos dos canais piores. O sinal recebido $y(t)$ passa a ser:

$$\mathcal{Y}_{MRC} = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2}{\sigma^2} = \sum_{i=1}^{N_r} \mathcal{Y}_i. \quad (3.11)$$

A partir de (4.9) percebe-se que o esquema MRC soma as respectivas SNR's dos sinais recebidos após multiplicar cada um dos fluxos pelo seu respectivo peso. É importante ressaltar que não foram consideradas possíveis interferências, que podem comprometer a qualidade da transmissão, nos cálculos do MRC.

Com relação ao desvanecimento, o cenário ideal seria aquele em que ele não existisse, havendo apenas o ruído, sendo esse tipo de canal conhecido como AWGN. Porém esse cenário é bastante improvável para comunicações sem fio. Os canais com desvanecimento (de Rayleigh, por exemplo) apresentam uma BER muito maior e, portanto, uma capacidade menor, mesmo com valores de SNR elevados. Ao se usar diversidade de transmissão, o desempenho do sistema em um canal com desvanecimento melhora e fica bastante próximo do canal AWGN para valores de SNR menores. A Figura 3.5 mostra como o acréscimo de antenas na recepção e os algoritmos SC e MRC ajudam a diminuir os efeitos do desvanecimento e também como o uso do MRC traz melhores resultados que o do SC. Além disso, as primeiras antenas adicionadas têm um efeito maior em comparação com as que são adicionadas depois. A mudança de um sistema sem diversidade para um com $N_r=2$ é bem maior que a diferença entre um sistema com $N_r=2$ e com $N_r=3$, por exemplo.

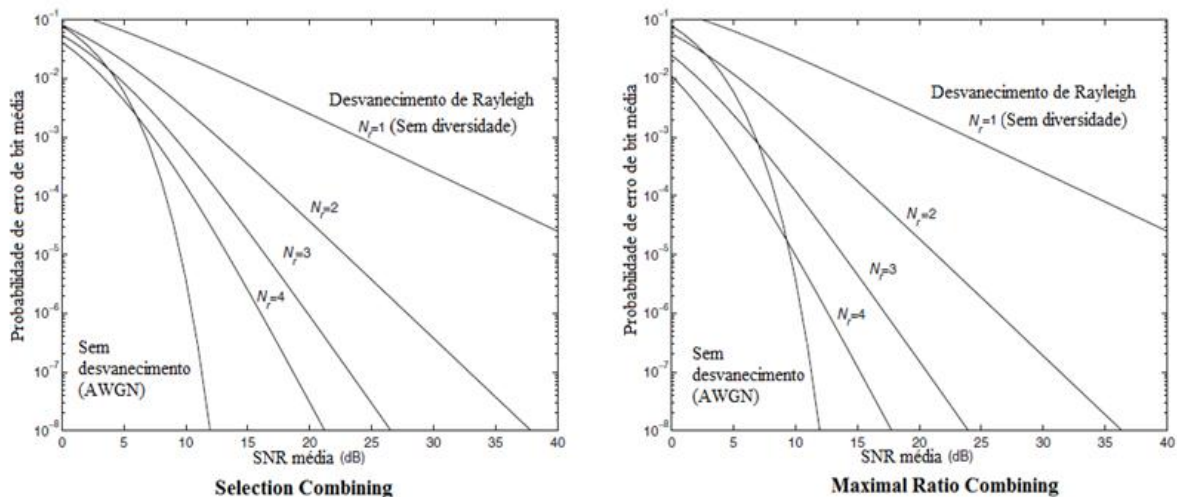


Figura 3.5: Probabilidade de erro de bit média para SC e MRC [3].

3.3.2 DIVERSIDADE NA TRANSMISSÃO

A diversidade na transmissão é uma técnica mais nova em comparação com a diversidade de recepção. A transmissão usando várias antenas gera interferência entre os fluxos transmitidos e com isso é necessário que o transmissor e o receptor sejam capazes de minimizar os efeitos da interferência. A diversidade de transmissão pode ser agrupada em: *open loop* e *closed loop*.

Open loop refere-se a sistemas que não necessitam de informação sobre o canal no transmissor. O esquema mais popular de diversidade de transmissão *open loop* é a codificação espaço/tempo, cujo esquema usando códigos ortogonais é conhecido como OSTBCs (*Orthogonal Space Time Block Code*), que possui uma versão mais específica denominada código de Alamouti [30]. A versão mais simples corresponde a duas antenas de transmissão e uma de recepção e consiste em enviar símbolos em diferentes instantes de tempo de maneira que eles possam ser recuperados na recepção eliminando a interferência. Sejam os símbolos a serem enviados s_1 e s_2 nos instantes t e no instante posterior $t+T$:

	Antena 1	Antena 2
Tempo t	s_1	s_2
Tempo $t+T$	$-s_2^*$	s_1^*

Supondo que o canal sofra de desvanecimento plano e que seja constante ao longo do período de dois símbolos, ou seja, $h_1(t) = h_1(t+T) = h_1$, o sinal recebido é escrito por:

$$\begin{aligned} r(t) &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n(t), \\ r(t+T) &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n(t+T), \end{aligned} \quad (3.12)$$

em que $n(t)$ e $n(t+T)$ representam os ruídos Gaussianos branco nos respectivos instantes. Supondo que o canal é conhecido no receptor, o seguinte esquema pode ser usado para separar os símbolos:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1^* r(t) + h_2 r^*(t+T), \\ y_2 &= h_2^* r(t) - h_1 r^*(t+T). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Com isso os símbolos recebidos y_1 e y_2 ficam:

$$\begin{aligned} y_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n(t) + h_2 n^*(t+T), \\ y_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 + h_2^* n(t) - h_1 n^*(t+T). \end{aligned} \quad (3.14)$$

Assim, no receptor os símbolos são separados e cada um é multiplicado pelos ganhos dos canais e somado com componentes do ruído. A razão sinal ruído resultante é:

$$\gamma = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2}{2\sigma^2}. \quad (3.15)$$

Essa SNR é exatamente a metade obtida utilizando o esquema MRC na diversidade de recepção. Isso ocorre porque para que a potência utilizada não seja aumentada com o número de antenas, a potência em cada uma das antenas transmissoras é ε_x/N_t . No caso de um esquema 2x1, a potência de cada uma é metade da potência original. Tanto o esquema Alamouti quanto o MRC possuem a mesma ordem de diversidade e a mesma taxa de transmissão, porém o Alamouti tem uma perda de 3dB.

Os STBCs podem ser usados com um número maior de antenas (2x2, 4x2), que apesar de não serem abordados nesse trabalho possuem o mesmo princípio de enviar símbolos e através de uma codificação no receptor separá-los evitando, assim, interferência entre os sinais enviados. De uma maneira geral a SNR de sistemas *open loop* usando STBC [3] é:

$$\gamma_{STBC} = \frac{\|\mathbf{H}\|_F^2 \varepsilon_x}{N_t \sigma^2}, \quad (3.16)$$

em que $\|\mathbf{H}\|_F$ é a norma de Frobenius e dada por:

$$\|\mathbf{H}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j=1}^{N_r} h_{ij}^2}, \quad (3.17)$$

Diferentemente do esquema *open loop*, os sistemas de diversidade de transmissão *closed loop* têm conhecimento do canal no transmissor. Isso pode ser feito usando o mesmo canal para o enlace reverso e para o enlace direto ou usando um canal de retorno do receptor para o transmissor. Por haver uma rápida variação do canal em sistemas móveis, o esquema de transmissão *closed loop* tem mais aplicações em sistemas fixos ou de pouca mobilidade. Apesar disso, uma rápida abordagem pelo tópico é importante, pois algumas expressões são bastante semelhantes às encontradas na multiplexação espacial discutida no próximo tópico.

A Diversidade de Transmissão Seletiva (*TSD – Transmit Selection Diversity*) é o método mais simples e de fácil implementação no esquema *closed loop* e consiste em analisar os canais pelos quais cada antena vai transmitir e, a partir dessa informação, selecionar quais antenas serão utilizadas para transmissão e quais não serão. As vantagens desse sistema são a redução da interferência, já que nem todas as antenas estarão transmitindo ao mesmo tempo, e a ordem da diversidade, que é mantida igual à $N_t N_r$. A desvantagem é que há perda no ganho de arranjo.

Outra técnica importante quando se trata de sistemas MIMO é a pré-codificação linear. Esse método simples pode aumentar a confiabilidade do sistema ou a taxa de dados, dependendo se o sistema utiliza multiplexação ou diversidade. O caso analisado aqui é chamado de pré-codificação linear de diversidade, onde a taxa de dados é mantida constante e a confiabilidade do link é aumentada. A pré-codificação linear consiste em usar uma matriz de pré-codificação no transmissor, uma matriz de pós-codificação no receptor e com o conhecimento do canal fazer com que todas as antenas transmitam e a interferência entre elas seja a mínima possível. Matematicamente é escrito da seguinte forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}(\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{N}), \quad (3.18)$$

em que o sinal recebido \mathbf{y} é $M \times 1$, a matriz de pós-codificação \mathbf{G} é $M \times N_r$, o canal \mathbf{H} é $N_r \times N_t$, a matriz de pré-codificação \mathbf{F} é $N_t \times M$, o sinal enviado \mathbf{x} é $M \times 1$ e o ruído \mathbf{N} é $N_r \times 1$, sendo $M = \min(N_r, N_t)$.

Em comparação com um esquema *open loop* STBC, a técnica de pré-codificação linear é mais vantajosa e apresenta um ganho na razão sinal ruído por um fator igual a N_t . Usando $M=1$, a razão sinal ruído não é determinística, mas pode ser limitada por [3]:

$$\frac{\|\mathbf{H}\|_F^2 \varepsilon_x}{N_t \sigma^2} < \gamma < \frac{\|\mathbf{H}\|_F^2 \varepsilon_x}{\sigma^2}, \quad (3.19)$$

Assim, comparando as Equações (3.16) e (3.19), pode-se perceber que a técnica de pré-codificação linear apresenta valores de SNR maiores que do esquema *open loop* STBC por um fator N_t .

A pré-codificação linear será analisada na próxima seção, mas sob a perspectiva da multiplexação juntamente com outras técnicas para aumentar a taxa de transmissão do sistema.

3.4 MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL

Com a multiplexação o objetivo a ser alcançado é o aumento da taxa de dados, que é feito separando os dados entre as antenas e transmitindo-os separadamente. E assim como no caso da diversidade, na multiplexação espacial o sistema pode utilizar ou não o canal de retorno.

Para sistemas *open loop* supõe-se novamente que o transmissor não tem informações sobre o canal, porém no receptor ele é conhecido, seja por símbolos piloto ou por outras técnicas de estimação de canal que serão abordadas no Capítulo 5. Serão apresentadas a seguir duas técnicas muito usadas em receptores de sistemas MIMO com multiplexação.

O decodificador ótimo é conhecido como decodificador de máxima verossimilhança. Porém a complexidade computacional desse decodificador torna seu uso inviável mesmo com poucas antenas sendo usadas. O método mais simples para resolver isso é o uso de decodificadores mais fáceis de serem implementados e com desempenho satisfatório como os decodificadores lineares. Dois esquemas de decodificação linear serão estudados: o detector *Zero-Forcing* (ZF) e o detector *Minimum Mean Square Error* (MMSE).

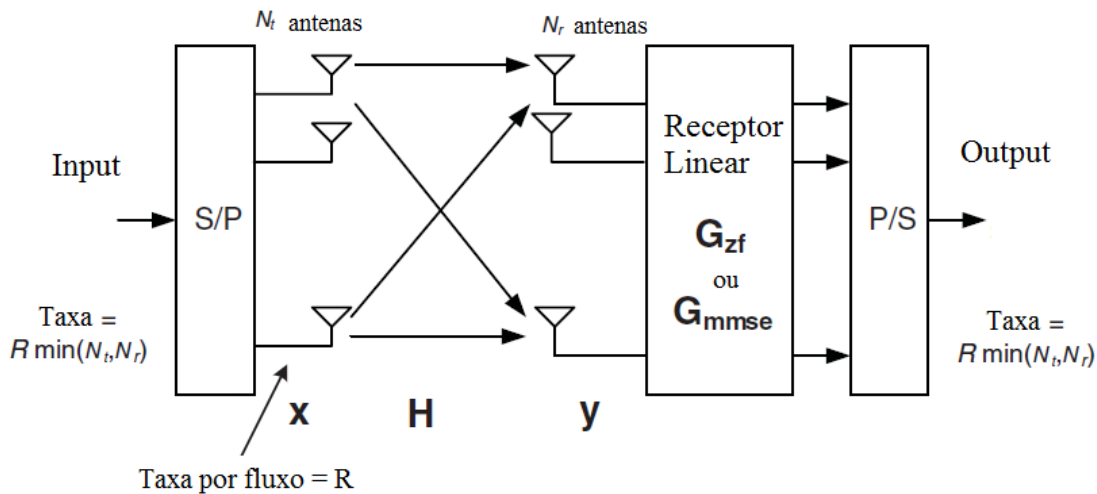


Figura 3.6: Esquema de transmissão MIMO com multiplexação usando detecção ZF ou MMSE [10].

O detector linear mais simples é o ZF que faz com que o receptor seja uma cópia invertida do canal, ou seja:

$$\mathbf{G}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (3.20)$$

em que \mathbf{G}_{ZF} é o receptor linear ZF, \mathbf{H} é o canal e o índice H representa o Hermitiano (conjugado e transposto) da matriz.

Assim, usando o modelo de canal para um sistema MIMO $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{N}$, o sinal recebido estimado pode ser escrito como:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{G}_{ZF}\mathbf{y} = \mathbf{G}_{ZF}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{G}_{ZF}\mathbf{N} = \mathbf{x} + (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{N}, \quad (3.21)$$

Dessa equação pode-se perceber o grande problema do detector ZF. Para canais ruins há a amplificação do ruído na recepção, o que compromete a qualidade da estimação dos sinais recebidos. Isso torna o uso do esquema ZF difícil quando existem canais com ganhos baixos na transmissão.

Uma alternativa ao ZF é o detector MMSE, que minimiza os efeitos da interferência e da amplificação do ruído de uma forma equilibrada. Como o próprio nome diz, o esquema MMSE utiliza a média mínima dos quadrados da diferença entre os símbolos estimados e os enviados.

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \arg \min E \|\mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2. \quad (3.22)$$

Isso é equivalente a [10]:

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\sigma^2}{P_t} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (3.23)$$

em que σ^2 é a variância do ruído, P_t é a potência de transmissão e \mathbf{I} é a matriz identidade. A vantagem do método MMSE com relação ao ZF é que para canais com ganhos baixos, o detector MMSE faz com que a estimação do símbolo recebido seja o melhor possível sem que o ruído seja incrementado. E à medida que a razão sinal ruído aumenta, o esquema MMSE torna-se cada vez mais parecido com o esquema ZF.

Para o caso de sistemas MIMO com multiplexação tendo um canal de retorno, *closed loop*, novamente é abordado o esquema de pré-codificação linear apresentado na seção anterior. A grande vantagem em se usar um pré-codificador e um pós-codificador linear é a possibilidade de decompor o sistema em subcanais paralelos independentes, mitigando a interferência entre os sinais transmitidos. Além disso, com essa separação dos canais pode haver um remanejamento da potência fazendo com que os canais com maior ganho tenham mais potência e os com menor ganho fiquem mais fracos, efeito conhecido como *waterfilling*. Muitos tipos de matrizes de pré e pós codificação podem ser usadas, mas uma, em específico, é bastante conhecida, que é a SVD (*Singular Value Decomposition*- Decomposição Singular de valores). Nela o canal é decomposto em R_H canais paralelos, sendo este número o posto da matriz do canal (n° de linhas ou colunas linearmente independentes) e tendo como valor $R_H \leq \min(N_r, N_t)$. Usando SVD o canal é escrito como:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H, \quad (3.24)$$

em que \mathbf{U} e \mathbf{V} são matrizes unitárias (uma matriz unitária é definida como aquela em que o produto dela mesma pelo seu transposto conjugado, conhecido como Hermitiano, é igual a matriz identidade) de dimensões $N_r \times N_r$ e $N_t \times N_t$, respectivamente. $\mathbf{\Sigma}$ é uma matriz diagonal de valores singulares σ_n (desvio padrão do ruído) e tem dimensões $N_r \times N_t$. O sistema usando as matrizes de pré-codificação e pós-codificação do SVD é mostrado na Figura 3.7:

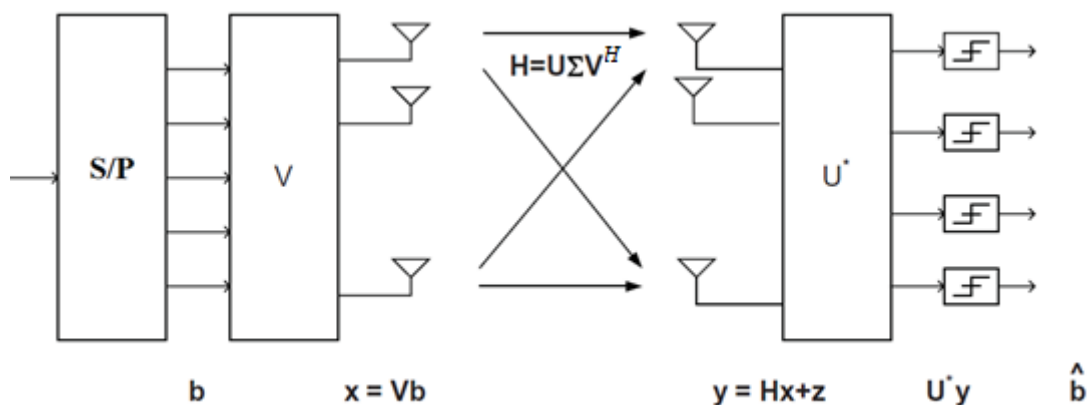


Figura 3.7: Transmissão MIMO usando SVD [3].

A técnica SVD reduz a interferência e não incrementa o ruído como o a técnica *open loop* ZF. Apesar disso, seu uso não é muito prático já que a complexidade para encontrar a matriz SVD é muito alta e da ordem $O(N_r N_t^2)$. Por outro lado, esse método demonstra a superioridade de um sistema *closed loop* sobre um *open loop*, uma vez que o detector SVD tem um desempenho melhor e uma complexidade menor que o melhor decodificador *open loop*, que é o decodificador de máxima verossimilhança.

3.5 CONCLUSÃO

As técnicas para o uso de múltiplas antenas já são estudadas há algum tempo, porém foi apenas com o desenvolvimento dos sistemas de quarta geração que elas ganharam força. Nos sistemas modernos de comunicação sem fio são indispensáveis já que aumentam a capacidade do canal, a eficiência espectral e confiabilidade do link.

Ao longo deste capítulo foi mostrado como a diversidade espacial proporciona um aumento na confiabilidade do sistema e como esse ganho é distribuído em esquemas com múltiplas antenas de recepção, de transmissão ou uma combinação dos dois.

Também foi abordado o esquema de multiplexação espacial e seus ganhos na taxa de dados. Para isso foram analisados algoritmos de processamento de sinais que permitem que o sinal recebido não seja distorcido pelas interferências.

Assim o MIMO oferece ao sistema LTE muitas possibilidades de melhora do desempenho a um custo totalmente favorável.

4 CAMADA FÍSICA LTE NO ENLACE DIRETO

Neste capítulo serão analisados os principais aspectos da camada física de um sistema LTE e serão apresentados valores usados nos diversos parâmetros.

4.1 ASPECTOS GERAIS

Com relação aos sistemas de terceira geração, o LTE apresenta grandes diferenças na camada física. O uso das técnicas de modulação (OFDM) e múltiplo acesso (OFDMA) com portadoras ortogonais permite uma flexibilidade maior e traz vantagens significativas já explicitadas anteriormente, como maiores taxas de dados, menor latência, maior capacidade e maior cobertura e maior flexibilidade na alocação do espectro.

No LTE são possíveis os modos de operação TDD e FDD para aumentar a versatilidade da operação. Porém, para ambos os modos a maioria dos parâmetros são os mesmos (como a banda de transmissão, o espaçamento entre as subportadoras, a frequência de amostragem, o número de amostras na FFT), o que ajuda a reduzir a complexidade do terminal do usuário.

Neste capítulo serão apresentados aspectos tanto do enlace reverso quanto do enlace direto, porém o foco será neste último, sendo o enlace reverso abordado apenas de maneira superficial.

4.2 ESTRUTURA DO QUADRO

A estrutura dos quadros no LTE foi especificada no release 8 do 3GPP e está dividida em dois tipos. Em ambos, cada quadro possui duração de 10 ms e é dividido em 20 slots numerado de 0 a 19 com duração de 0,5 ms cada. O intervalo composto por dois slots é conhecido como subquadro ou TTI (*Transmission Time Interval*) e tem duração de 1 ms. Em cada *slot* há um número de símbolos OFDM, que pode ser igual a 6, caso o prefixo cíclico seja estendido, ou igual a 7 caso o prefixo cíclico seja normal.

No primeiro tipo, usado no modo FDD, os 20 slots podem ser usados tanto no enlace direto quanto no reverso e está ilustrado na Figura 4.1.

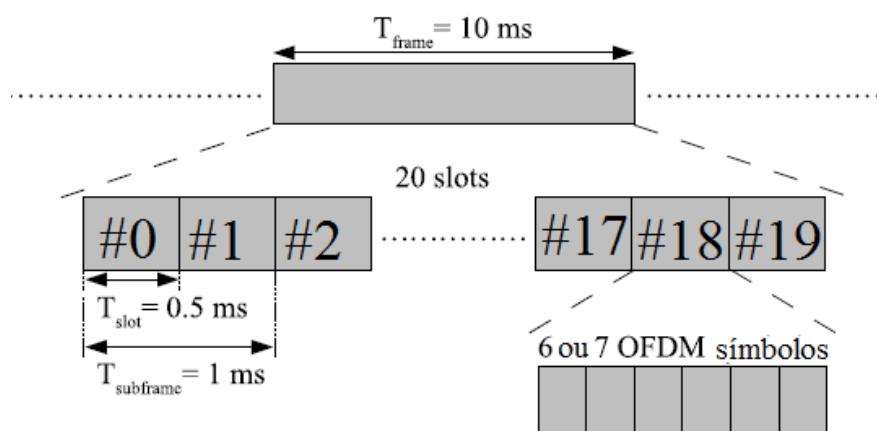


Figura 4.1: Estrutura do quadro tipo 1

O segundo tipo é usado no modo TDD. Cada quadro é dividido em dois quadros de 5ms cada. Dentro de cada uma dessas metades de quadro há a divisão em 5 subquadros com 1 ms cada. Os subquadros podem ser usados no enlace direto, no reverso ou para um subquadro especial, que tem por objetivo fornecer um intervalo de guarda suficientemente grande para que o equipamento alterne entre transmissão e recepção [10]. Nele está definido uma parte para a transmissão no enlace direto (DwPTS - *Downlink Pilot Time Slot*), uma no enlace reverso (UpPTS - *Uplink Pilot Time Slot*) e uma como intervalo de guarda (GP - *Guard Period*). Essa divisão do quadro do tipo 2 é mostrada na Figura 4.2.

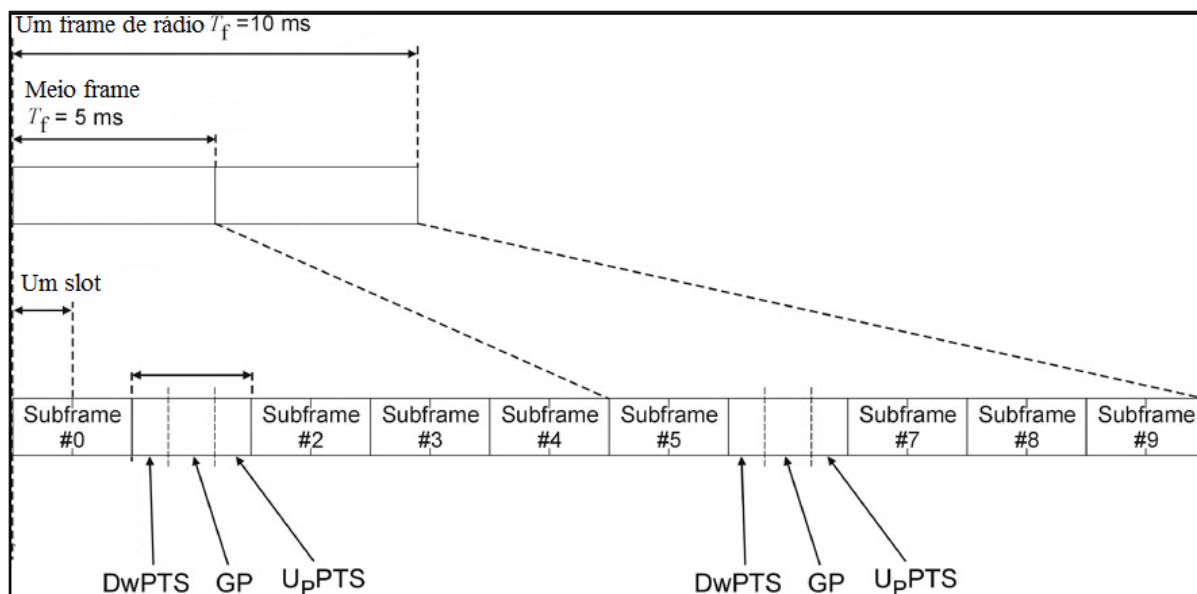


Figura 4.2: Estrutura do quadro tipo 2 [10].

Os subquadros 0, 5 e DwPTS são sempre usados no enlace direto, enquanto o UpPTS e os subquadros seguintes aos subquadros especiais são sempre usados no enlace reverso. A Tabela 4.1 mostra as possíveis alocações dos subquadros nos enlaces direto(D), reverso (U) ou no caso especial (S).

Tabela 4.1: Possíveis configurações dos subquadros para quadro do tipo 2 [10].

Configuração enlace reverso-enlace direto	Período de troca do enlace direto para o enlace reverso	Número do subquadro									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

4.3 PARÂMETROS DO ENLACE DIRETO

Como foi explicado no Capítulo 2, na modulação OFDM há um aproveitamento melhor do espectro com a minimização da distância entre as portadoras, o que é possível graças à ortogonalidade. Essa frequência de espaçamento entre as portadoras pode ser de $\Delta f = 7,5$ KHz ou $\Delta f = 15$ KHz e é sempre constante.

Os *resources blocks* (RBs) representam a menor fração possível para alocação de recursos para o usuário e correspondem a 180 KHz. Para um mesmo usuário podem ser alocados um ou múltiplos RBs, que é um parâmetro importante e cuja quantidade disponível varia de acordo com a largura de banda usada.

Assim como os RBs, o número de subportadoras varia de acordo com a largura de banda usada. São utilizadas cerca de 2/3 das subportadoras e estas estão distribuídas em torno da frequência zero, sendo metade no espectro positivo e metade no espectro negativo. As subportadoras que são utilizadas são mapeadas da seguinte forma: as que estão no espectro negativo de $\{1, \dots, N_n\}$ e as do espectro positivo de $\{N_n+1, \dots, N_{BW}\}$, onde N_{BW} é igual ao número de subportadoras total (ou número de amostras da FFT) menos a subportadora DC e N_n é esse número dividido por 2. As subportadoras não utilizadas são posicionadas nas extremidades do espectro, de tal maneira que a banda utilizada é menor que a banda disponível.

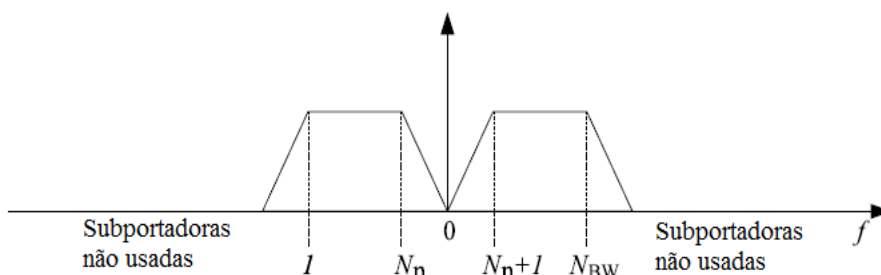


Figura 4.3: Distribuição das subportadoras ao longo do espectro.

Outro parâmetro importante é o prefixo cíclico que pode ser estendido ou normal. O PC estendido é mais usado em locais que usem difusão para várias células (MBMS - *Multi Cell Broadcast*) e com células grandes, como ambientes rurais ou locais que exijam pouca taxa de dados, já que há uma perda na eficiência espectral com esse tipo de PC. Nesse caso todos os símbolos possuem tamanho igual. Para o caso do PC normal, o primeiro símbolo possui um comprimento maior e os restantes são menores e iguais, mantendo o período constante. Esse caso acomoda menos espalhamento de atraso, o que faz com que tenha uma aplicação melhor em cenários urbanos e que necessitam de altas taxas de dados.

A Tabela 4.2 apresenta os valores dos principais parâmetros de um sistema LTE:

Tabela 4.2: Parâmetros do LTE [9].

Banda de transmissão		1,4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Duração do subquadro		0,5 ms					
Espaçamento entre subportadoras		15 KHz					
Frequência de amostragem		1,92 MHz	3,84 MHz	7,68 MHz	15,36 MHz	23,04 MHz	30,72 MHz
Amostras na FFT		128	256	512	1024	1536	2048
Quantidade de subportadoras ocupadas		72	180	300	600	900	1200
Quantidade de RBs disponíveis por slot		6	15	25	50	75	100
Quantidade de símbolos OFDM disponíveis por subquadro (PC normal/estendido)		7/6					
Tamanho do PC (μ s / amostras)	Normal	$(4,69/6) \times 6$ $(5,21/7) \times 1$	$(4,69/18) \times 6$ $(5,21/20) \times 1$	$(4,69/36) \times 6$ $(5,21/40) \times 1$	$(4,69/72) \times 6$ $(5,21/80) \times 1$	$(4,69/108) \times 6$ $(5,21/120) \times 1$	$(4,69/144) \times 6$ $(5,21/160) \times 1$
	Estendido	(16,67/32)	(16,67/128)	(16,67/128)	(16,67/256)	(16,67/384)	(16,67/512)

4.4 MULTIPLEXAÇÃO DOS DADOS NO ENLACE DIRETO

As divisões do sinal transmitido podem ser observadas tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. No tempo, o sinal é dividido em quadros de 10 ms com 20 slots de 0,5 ms cada, nos quais estão 6 ou 7 símbolos, dependendo se o prefixo cíclico é estendido ou normal. No domínio da frequência a divisão é feita pelo número de subportadoras. O RB é a menor unidade na qual o usuário pode ser alocado e corresponde aos símbolos de um slot em um intervalo de 12 subportadoras caso a frequência de separação entre as subportadoras seja 15 KHz, ou 24 subportadoras caso essa frequência seja de 7,5 KHz. Em ambos os caso, um RB ocupa uma banda de 180 KHz (12 x15 KHz ou 24 x 7,5 KHz). O *resource element* (RE) é definido como a menor fração de um RB. Assim em um RB há $N_{\text{symp}}^{\text{DL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ REs, onde $N_{\text{symp}}^{\text{DL}}$ é o número de símbolos por slot e $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ é o número de subportadoras por RB.

A Figura 4.4 ilustra esse esquema de divisão para um *slot*.

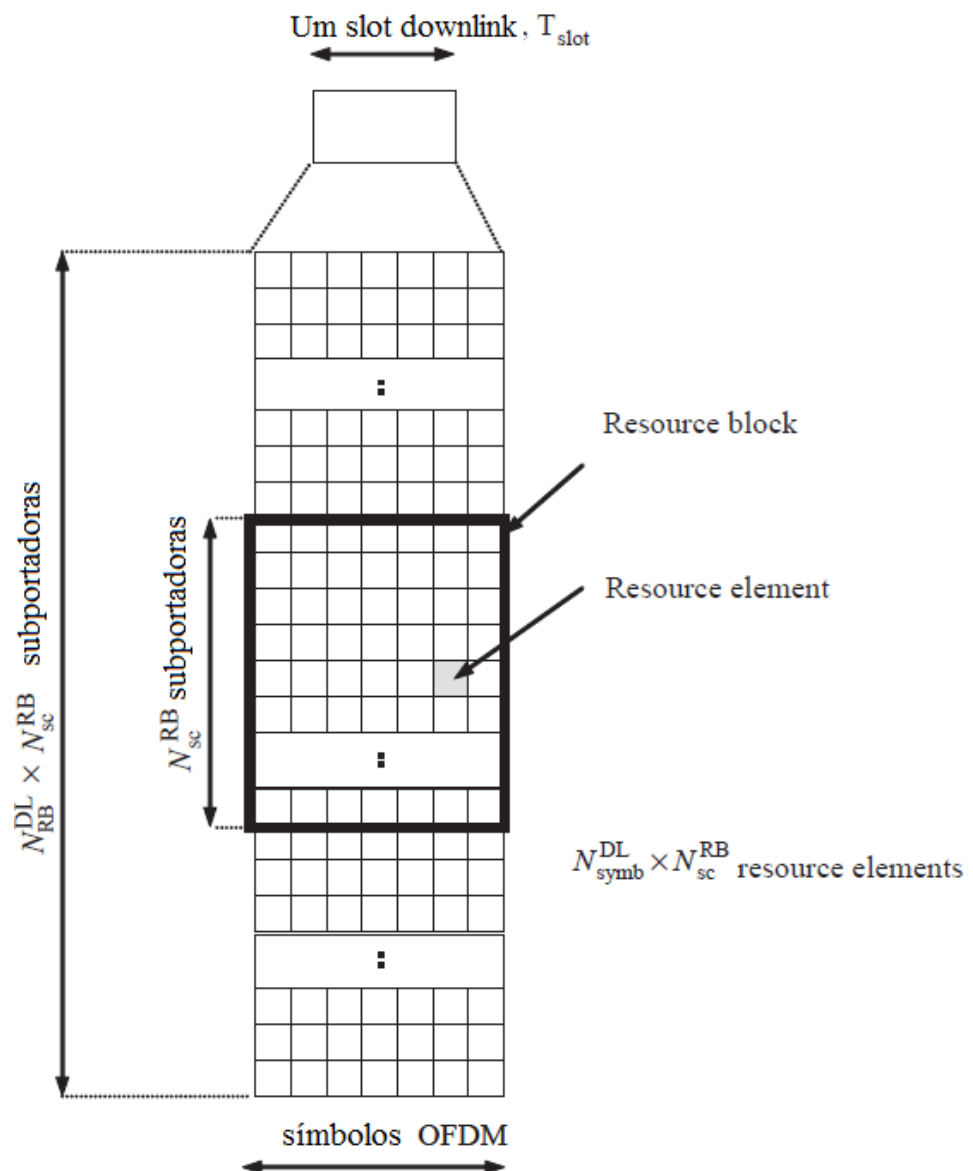


Figura 4.4: Grid de recursos para um sistema OFDM [12].

Essa divisão proporciona ao esquema LTE uma grande versatilidade com relação ao acesso dos usuários, pois permite que sejam alocados mais RBs para um usuário que necessite

de uma taxa maior, por exemplo. Essa decisão é feita no transmissor usando os canais físicos que serão apresentados na próxima seção.

4.5 CANAIS E SINAIS FÍSICOS NO ENLACE DIRETO

Para que a informação seja transportada através da interface de rádio LTE são usados diversos canais físicos que servem para discriminar os diferentes tipos de dados e permitem a comunicação pela rede de uma maneira ordenada. Efetivamente, o que esses canais fazem é o transporte de informações originadas de camadas mais altas na rede. Para o enlace direto do LTE, os seguintes canais físicos são utilizados:

- *Physical Downlink Shared Channel*: PDSCH. É utilizado basicamente para dados e tem um esquema de alocação dinâmico melhorando a eficiência.;
- *Physical Downlink Control Channel*: PDCCH. Esse canal é usado para levar informações de controle até o equipamento do usuário.

Os seguintes canais físicos são considerados canais de transporte, pois servem de pontos de acesso de serviço para as camadas mais altas:

- *Physical Broadcast Channel*: PBCH. Esse canal transporta informações para que o equipamento do usuário acesse a rede;
- *Physical Multicast Channel*: PMCH. Transporta o MCH, que possibilita a transmissão *multicast*;
- *Physical Control Format Indicator Channel*: PCFICH. Informa o equipamento do usuário sobre o formato do sinal recebido. Indica o número de símbolos OFDM usados para PDCCHs;

Os sinais físicos no enlace direto usam REs atribuídos a eles e diferentemente dos canais físicos, não transportam informações de ou para camadas mais altas, atuando somente na camada física. Os sinais físicos definidos na arquitetura do LTE são:

- Sinal de sincronização. Um canal de sincronização primário (PSCH-*Primary Synchronization Channel*) e um secundário (SSCH-*Secondary Synchronization Channel*) são utilizados pelo equipamento do usuário para identificar informações como o tempo do quadro, a frequência, a identificação da célula, a configuração das antenas e o tamanho do prefixo cíclico. Ambos possuem uma estrutura pré-definida e são transmitidos nas 72 subportadoras, independente da largura de banda utilizada, centradas ao redor da subportadora DC no primeiro e no décimo primeiro slots. O PSCH é mapeado para o penúltimo símbolo OFDM e o SSCH para o antepenúltimo.
- Sinal de referência. Esses sinais são importantes para se estimar o canal a partir de sua resposta impulsional. São gerados como o produto entre uma sequência ortogonal (três sequências diferentes pré definidas) e uma sequência pseudo-aleatória (170 sequências diferentes pré definidas), gerando assim 510 possibilidades diferentes. Os sinais de referência são distribuídos no primeiro e no quinto símbolos de cada slot para o caso em que uma ou duas antenas são usadas na transmissão. A Figura 4.5 ilustra a distribuição dos sinais de referência pelo RB de acordo com o Release 11 do 3GPP. No caso de duas antenas é importante notar que, para manter a ortogonalidade, quando uma antena transmite um símbolo de referência, a outra não transmite nada naquele instante. Isso elimina a interferência entre antenas e faz com que a estimação do canal seja feita de maneira mais eficiente.

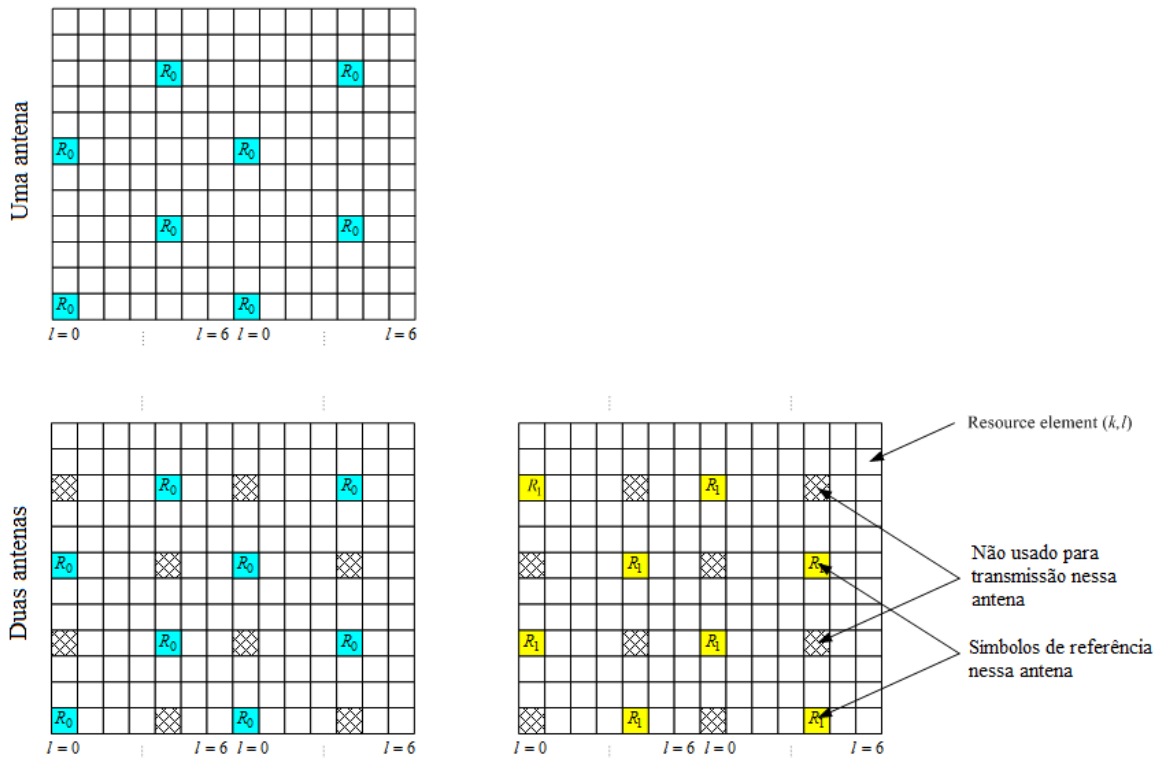


Figura 4.5: Distribuição dos sinais de referência ao longo das subportadoras [12].

4.6 ARQUITETURA DE TRANSMISSÃO

A arquitetura da camada física de transmissão é composta por dois processamentos principais: o de codificação do canal e o de modulação. A parte de codificação do canal envolve o mapeamento dos blocos de transporte oriundos da camada MAC (*Media Access Control*) em diferentes palavras-código. Já o processo de modulação envolve a geração dos símbolos OFDM complexos e sua posterior conversão para a frequência de transmissão. A Figura 4.6 mostra os principais passos desses processos e que serão detalhados ao longo da seção.

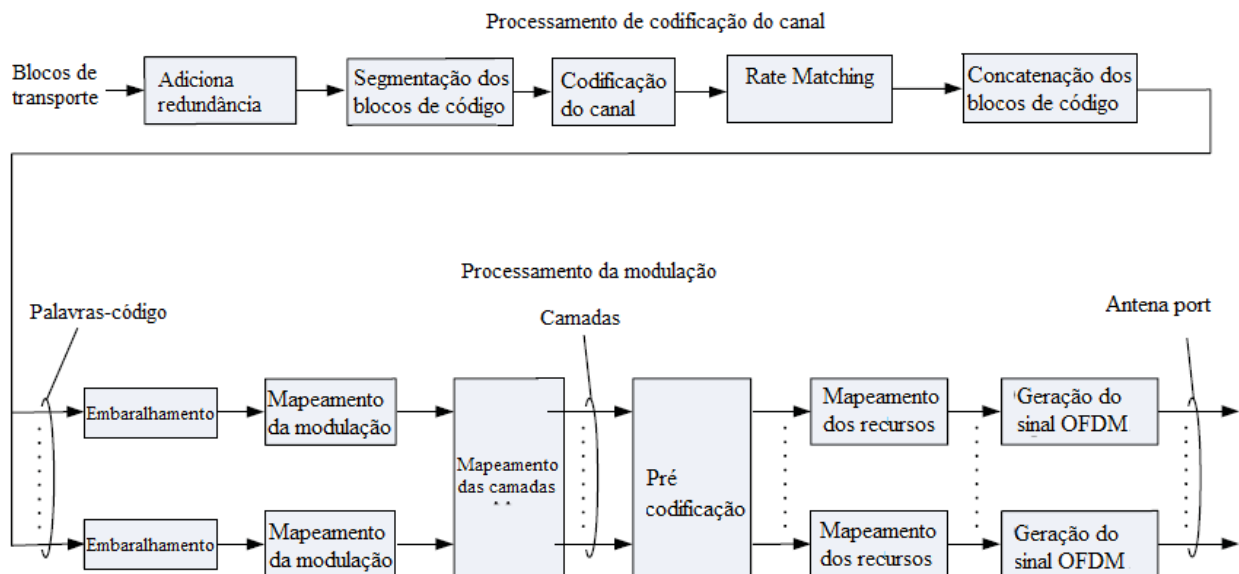


Figura 4.6: Arquitetura de transmissão na camada física de LTE [10].

O processo de codificação do canal para o enlace direto pode ser visto como uma combinação entre detecção e correção de erros, sincronização das taxas, intercalação dos blocos e transporte da informação do canal e de controle para canais físicos. Em alguns canais o controle do erro pode ser feito juntamente com um protocolo HARQ que permite a retransmissão da informação quando necessário, deixando o sistema mais confiável. A Figura 4.7 ilustra os passos desse processo.

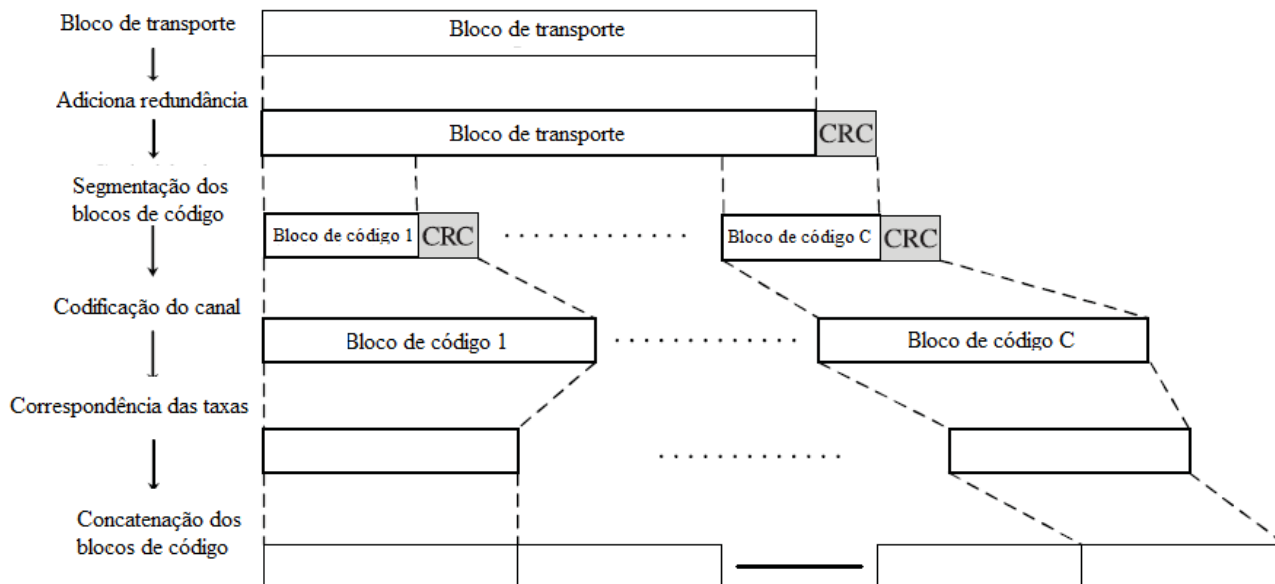


Figura 4.7: Processamento de codificação do canal [10].

Os cinco blocos que compõem a codificação do canal são:

- Adição da redundância. Nesta parte são gerados bits de paridade por um gerador cíclico polinomial e adicionados ao final do bloco de transporte para gerar redundância e ajudar na detecção de erros. Pode haver 8, 16 ou 24 bits de paridade.
- Segmentação do bloco de código. Caso após a adição de redundância o número de bits na sequência seja maior que o tamanho máximo de bloco do codificador, há a quebra do bloco grande em blocos menores. A cada um desses blocos, então, é adicionado um número de bits de paridade para redundância, sendo cada um desses novos blocos menores codificado separadamente depois. Essa quebra é feita para evitar excesso de complexidade e requisitos de memória no decodificador no receptor.
- Codificação do canal. É feita a codificação propriamente dita. São aplicados dois tipos de códigos: convolucional turbo e convolucional tail-biting, ambos com taxa de codificação igual a $1/3$.
- *Rate Matching*. Esta etapa serve para fazer com que o bloco de transporte se encaixe no tamanho definido pelo esquema de modulação e pelo número de RBs definidos para o bloco de transporte. É realizada em três partes que são a intercalação dos sub blocos, a coleta e a seleção dos bits.
- Concatenação dos blocos de código. Consiste em sequenciar os diferentes blocos de códigos originários da etapa anterior. Assim, é formada a palavra código que será usada no processamento de modulação a seguir.

Feito o processamento de codificação do canal, tem-se uma ou duas, caso seja usado multiplexação espacial, palavras código. É feito, então, o processamento da modulação, que converte a palavra código para um sinal complexo OFDM em banda base. As etapas desse processo são descritas a seguir.

- Embaralhamento. Um algoritmo pseudo randômico faz com que a sequência de bits a ser transmitida seja embaralhada e tem por objetivo evitar que haja uma longa sequência de zeros ou de uns no sinal transmitido.
- Mapeamento da modulação. É feita a modulação dos bits embaralhados para gerar símbolos complexos modulados. Os esquemas de modulação variam de acordo com o tipo de canal físico usado e estão resumidos na Tabela 4.3.

Canal físico	Esquema de modulação
PDSCH	QPSK, 16QAM, 64QAM
PMCH	QPSK, 16QAM, 64QAM
PBCH	QPSK
PCFICH	QPSK
PDCCH	QPSK
PHICH	BPSK

Tabela 4.3: Esquemas de modulação para os diversos canais físicos do LTE [10].

- Mapeamento das camadas. As palavras código moduladas são mapeadas entre as camadas. Caso seja utilizada apenas uma antena, cada palavra código é mapeada para uma única camada. No caso de serem usadas duas ou quatro antenas e diversidade de transmissão, cada palavra código é mapeada para duas ou quatro camadas. Porém se for usado o esquema de multiplexação espacial as N_c palavras código são mapeadas nas ε camadas, sendo $\varepsilon \geq N_c$.
- Pré-codificação. As ε camadas mapeadas na etapa anterior são mapeadas em P *antennas ports*, que são entidades lógicas diferenciadas pela sequência de seus sinais de referência. Através de uma antena física podem ser transmitidos vários sinais *antennas ports*, assim como um mesmo sinal *antennas ports* pode ser transmitido espalhado por diversas antenas físicas [10].
- Mapeamento dos recursos. Nesta etapa acontece o mapeamento dos blocos de símbolos complexos das *antennas ports* utilizadas nos RB alocados para transmissão.
- Geração do sinal OFDM. Na última etapa é utilizada a IFFT para a geração do sinal OFDM a ser transmitido. Também é adicionado o prefixo cíclico nesta etapa.

Após o processamento da modulação o sinal OFDM é modulado em banda passante e transmitido. No receptor, as etapas realizadas para a transmissão são realizadas na ordem inversa e o sinal é obtido.

4.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi explanada de uma forma geral a arquitetura da camada física e os seus parâmetros e como eles colaboram para que alguns objetivos do LTE sejam atingidos, como:

- Altas taxas de dados. O uso de técnicas como MIMO e OFDMA permite que taxas altas, chegando a 100 Mbps no enlace direto, sejam alcançadas. Além disso, os parâmetros variáveis, a codificação e a modulação adaptativa contribuem para aumentar a taxa;
- Baixa latência com o uso de subquadros de 1ms;
- Eficiência espectral com a técnica OFDM;
- Alto desempenho na borda das células com o uso da alocação dinâmica de banda e a arquitetura dos sinais de referência e dos canais de controle que fazem com que o

sistema seja menos afetado por meios com mais desvanecimento, perda de percurso e interferências.

5 ESTIMAÇÃO DO CANAL

Neste capítulo serão mostradas algumas técnicas de estimação de canal, sua importância e aplicação a sistemas LTE.

5.1 INTRODUÇÃO

A estimação de canal é essencial para qualquer sistema com detecção coerente. Em um sistema MIMO também serve para a amenização da interferência espacial e é importante para que haja informações do canal no transmissor para esquemas *closed loop* MIMO, explicados no Capítulo 3.

Os processos de estimar o canal são realizados no receptor, por isso não são especificados no padrão LTE, embora as sequências dos sinais de referência o sejam. Assim serão discutidos métodos de estimação de canal no domínio do tempo e no domínio da frequência para o enlace direto.

5.2 SIMPLIFICAÇÃO DO MODELO DO SINAL

Um sistema de transmissão OFDM pode ser modelado por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{n}, \quad (5.1)$$

em que \mathbf{y} é o símbolo OFDM recebido de dimensões $N \times 1$, \mathbf{X} é uma matriz diagonal com dados, símbolos de referência ou zeros de dimensões $N \times N$, \mathbf{F} é a Transformada de Fourier de dimensões $N \times N$, \mathbf{n} é o ruído gaussiano branco de dimensões $N \times 1$ e \mathbf{h} é a matriz do canal de dimensões $N \times 1$.

A estimação do canal é feita no receptor, o que no caso do enlace direto significa o equipamento do usuário. Assim a estimação deve ser o mais simples possível, já que esse equipamento tem processamento e bateria limitados. Assim, duas considerações são feitas para simplificar o modelo do sinal [28]:

- Como os sinais de referência usados na estimação estão dispersos pelo sinal, apenas as subportadoras correspondentes as posições desses sinais precisam ser consideradas na matriz \mathbf{X} . A estimação para as outras subportadoras é feita usando métodos de interpolação.
- Para um atraso máximo $L-1$ do canal \mathbf{h} , apenas os L primeiros elementos de \mathbf{F} (o que corresponde as L primeiras colunas) precisam ser levados em consideração, já que os restantes são multiplicados por zero.

Assim, o novo modelo do sistema é:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}'\mathbf{F}'\mathbf{h}' + \mathbf{n}', \quad (5.2)$$

em que \mathbf{X}' é a matriz $\text{diag}(x_{\text{ref}}(1) \dots x_{\text{ref}}(N_{\text{ref}}))$, em que N_{ref} representa o número do símbolo de referência para um símbolo OFDM e $x_{\text{ref}}(i)$ representa o i -ésimo símbolo de referência da matriz \mathbf{X} com $i=1 \dots N_{\text{ref}}$. A nova matriz do canal \mathbf{h}' tem dimensões $L \times 1$ e \mathbf{n}' representa o ruído gaussiano truncado de dimensões $N_{\text{ref}} \times 1$. A matriz \mathbf{F}' tem a seguinte configuração:

$$\mathbf{F}' = \begin{bmatrix} f_{t_{\text{ref}}(1),1} & \cdots & f_{t_{\text{ref}}(1),L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{t_{\text{ref}}(N_{\text{ref}}),1} & \cdots & f_{t_{\text{ref}}(N_{\text{ref}}),L} \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

em que $f_{i,j}$ é o valor da Transformada de Fourier e $t_{ref}(k)$ é um índice que indica a subportadora onde se encontra o símbolo de referência.

5.3 PILOTO

A estimação de canal pode ser realizada baseada em símbolos conhecidos (símbolos de treinamento) que são transmitidos e com isso auxiliam os algoritmos de estimação do receptor. Também pode ser realizada às cegas, onde o receptor deve estimar o canal sem a ajuda desses símbolos conhecidos. O segundo método, apesar de possuir uma maior eficiência espectral, possui seu desempenho comprometido pela velocidade de estimação e pela precisão da estimativa. Sendo assim, será tratada aqui a estimação feita baseada na transmissão de símbolos conhecidos.

Os símbolos de treinamento são transmitidos com os pilotos, que são símbolos conhecidos inseridos entre as subportadoras seguindo o padrão apresentado no Capítulo 4 para os símbolos de referência.

Para que a estimação do canal seja feita de forma correta, não deve haver interferência entre os símbolos de treinamento transmitidos. Três padrões permitem que a transmissão seja feita sem que haja interferência: padrão de independência, de dispersão e de ortogonalidade.

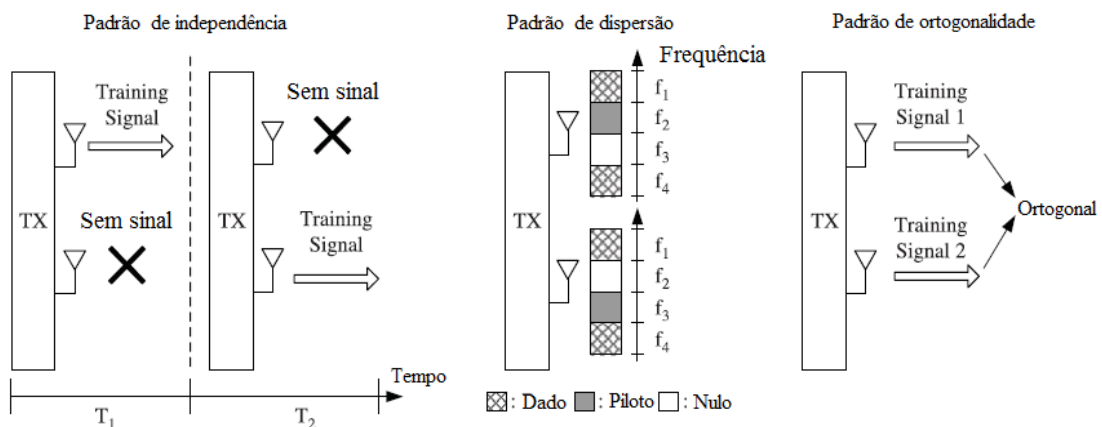


Figura 5.1: Padrões de transmissão dos símbolos de treinamento [3].

- No padrão de independência no instante em que uma antena transmite o sinal de referência as outras não transmitem nada, garantindo a ortogonalidade.
- No padrão de dispersão os sinais de referência são espalhados através das subportadoras evitando superposição entre eles.
- No padrão de ortogonalidade os sinais de referência são matematicamente ortogonais entre si, evitando problemas de interferência.

Para realizar a estimação do canal são utilizados os sinais de referência, que estão dispersos pelas subportadoras. Assim, é preciso ser feita uma interpolação para obter o canal estimado para as subportadoras com dados. Essa interpolação pode ser feita em apenas uma dimensão (tempo ou frequência) ou nas duas (tempo e frequência).

A estimação do canal pode ser feita tanto no domínio do tempo, onde o sinal recebido é diretamente usado para estimar a resposta impusional do canal, quanto no da frequência, onde a estimação é feita depois do processamento do sinal recebido pela FFT. No simulador que será analisado no capítulo 6 a interpolação utilizada é a *spline* cúbica. Nas próximas seções são mostradas as estimções do canal em ambos os domínios utilizando as técnicas LS e MMSE.

5.4 ESTIMAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO

O método mais simples de estimação de canal é o LS (*Least Square*) que usa o mesmo princípio da recepção ZF abordada na Seção 4.3. A Equação (5.1) do modelo do sinal transmitido pode ser escrita como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{Z}\mathbf{h}' + \mathbf{n}, \quad (5.4)$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{F}'^H \mathbf{X}' \mathbf{F}'. \quad (5.5)$$

em que o índice H indica o Hermitiano da matriz. A resposta impusional do canal no método LS é dada por:

$$\mathbf{h}_{LS} = (\mathbf{Z}^H \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^H \mathbf{y}. \quad (5.6)$$

Substituindo (5.6) em (5.7) temos:

$$\mathbf{h}_{LS} = (\mathbf{F}' \mathbf{X}'^H \mathbf{X}' \mathbf{F}')^{-1} \mathbf{F}'^H \mathbf{X}'^H \mathbf{F}' \mathbf{y}. \quad (5.7)$$

A estimação LS é simples de um ponto de vista computacional uma vez que a matriz $(\mathbf{F}' \mathbf{X}'^H \mathbf{X}' \mathbf{F}')^{-1} \mathbf{F}'^H \mathbf{X}'^H$ é uma constante [28]. Este método de inversão de matrizes pode ser usado independente das variações do canal, porém não é muito robusto e sua aplicação em ambientes com alta interferência ou com altos níveis de ruído pode comprometer a eficácia do sistema.

5.5 ESTIMAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Sendo os símbolos de referência transmitidos conhecidos, a estimação no domínio da frequência usando o método LS é a mais simples possível. A função de transferência do canal é dada por:

$$\mathbf{H}_{LS} = \left[\frac{y_{ref}(1)}{x_{ref}(1)}, \frac{y_{ref}(2)}{x_{ref}(2)}, \dots, \frac{y_{ref}(N_{ref})}{x_{ref}(N_{ref})} \right], \quad (5.8)$$

onde as estimativas do canal são feitas apenas nas subportadoras que contêm símbolos de referência, sendo feita a interpolação para obter o resultado da estimação nas subportadoras com dados.

O outro método de estimação de canal é o MMSE, cujo objetivo é minimizar a média do quadrado da diferença entre o canal ideal \mathbf{h}' e o canal estimado \mathbf{H}_{MMSE} .

O canal estimado MMSE no domínio da frequência é dado por [28]:

$$\mathbf{H}_{MMSE} = \mathbf{S}\mathbf{Y}, \quad (5.9)$$

em que \mathbf{S} é igual a:

$$\mathbf{S} = \mathbf{R}_H (\mathbf{R}_H + \sigma^2 (\mathbf{X}'^H \mathbf{X}')^{-1})^{-1} \mathbf{X}'^{-1}, \quad (5.10)$$

em que $\mathbf{R}_H = \mathbf{E}[\mathbf{H}\mathbf{H}^H]$ é a matriz de correlação do canal. Os efeitos do ruído e da interferência entre as subportadoras são considerados sem nenhuma correlação e têm variância de σ_n^2 . As equações (5.10) e (5.11) podem ser combinadas e reescritas da seguinte forma [27]:

$$\mathbf{H}_{MMSE} = \mathbf{A}\mathbf{H}_{LS}, \quad (5.11)$$

em que \mathbf{A} é a matriz que representa o esquema MMSE e é dado por:

$$\mathbf{A} = \mathbf{R}_H (\mathbf{R}_H + \sigma_n^2 (\mathbf{X}'^H \mathbf{X}')^{-1})^{-1}. \quad (5.12)$$

Um ponto importante a ser notado é que caso σ_n^2 seja igual a zero, ou seja se o ruído for desprezado, o método MMSE fica igual ao método LS.

Uma das principais limitações do método MMSE é a necessidade da matriz de autocorrelação do canal. A matriz \mathbf{A} pode ser escrita em função do perfil de potência de atraso (PDP – *Power Delay Profile*) do canal [26], o que leva a necessidade do conhecimento prévio da matriz de autocorrelação do canal \mathbf{R}_H ou, equivalentemente, do PDP. Como esse perfil varia de acordo com o ambiente no qual o sistema opera, não há informações que possibilitem o conhecimento prévio sobre ele. Para que o estimador independa dessa informação, entra em cena o estimador MMSE robusto. Neste esquema é fixado um valor uniforme para a PDP e com isso a matriz de autocorrelação \mathbf{R}_H é conhecida e constante. Em [25] é apresentado o problema da estimação MMSE com PDP desconhecido e demonstrado que fixando o PDP em um valor uniforme é obtido um desempenho MSE idêntico para diferentes PDPs com o mesmo atraso máximo, tornando o sistema robusto.

5.6 CONCLUSÃO

Este capítulo abordou a importância da estimação de canal e apresentou alguns métodos bastante utilizados e suas eficácias.

No capítulo 6 é apresentado um simulador de um enlace direto LTE e nele são analisados diversos itens abordados até este ponto do trabalho. A eficiência dos métodos de estimação descritos neste capítulo (LS, MMSE e MMSE robusto) é comparada com o cenário ideal com o uso de múltiplas antenas, corroborando o que foi visto aqui.

6 SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados o simulador usado, o seu funcionamento e as mudanças feitas para que a simulação funcionasse da maneira desejada. Também são mostrados os resultados obtidos e as conclusões sobre a simulação.

6.1 SIMULADOR E SEU FUNCIONAMENTO

Nos capítulos anteriores foi realizado o estudo teórico da técnica de modulação OFDM, das técnicas de transmissão e recepção usando MIMO e da camada física do LTE para o enlace direto. Neste capítulo será realizada a parte de simulação, que tem por objetivo obter um entendimento do enlace com a tecnologia LTE e, a partir disso, avaliar novas configurações para melhorar o seu desempenho na camada física. O simulador utilizado é fruto da parceria entre o Instituto Nokia de Tecnologia e a Universidade de Brasília. A simulação é baseada na plataforma MATLAB e retrata os elementos básicos de um sistema de comunicação digital, com ênfase na modelagem das funcionalidades da camada física dos sistemas LTE.

Para este trabalho foi modificada a inserção dos sinais de referência para um sistema MIMO 2x2 adaptando ao padrão do 3GPP e foram implementadas as funções de estimação de canal usando MIMO 2x2 (estavam implementadas apenas para sistemas SISO). Assim foram simulados sinais MIMO usando as diversas técnicas de estimação de canal no enlace direto e foram analisados os efeitos da variação da velocidade e do atraso na estimação.

Para uma explicação mais clara, será feita a divisão em três partes. A primeira é a inicialização dos parâmetros da simulação, a segunda é a definição das configurações da camada física do LTE e a terceira é a simulação em si. Todas as funções implementadas e os valores usados estão dentro das normas estabelecidas pelos *releases* do 3GPP. Na primeira etapa os seguintes parâmetros são escolhidos e configurados:

- Número de quadros a serem utilizados, a razão sinal ruído do sinal e o número de laços da simulação. Esses parâmetros ficam a critério do usuário, sendo seus limites impostos pelas características da simulação desejadas e pelo poder de processamento disponível. Após isso são escolhidos os tamanhos dos vetores que inicializarão as sequências aleatórias para a geração do canal e dos bits a serem transmitidos;
- Codificador. Pode usar a técnica de correção antecipada de erros (*FEC-Forward Error Correction*) com um código convolucional turbo de taxa $R=1/3$. Parâmetros do codificador podem ser modificados como a taxa de codificação, o número de bits de cauda, *feedback*, tamanho máximo do bloco suportado, entre outros;
- Número de antenas na transmissão com os esquemas de diversidade ou multiplexação;
- Número de antenas na recepção e o esquema de recepção. Os esquemas de recepção disponíveis para o caso da diversidade são o MRC, o IRC (*Interference Rejection Combining*) e um esquema que utiliza os STBCs ortogonais (Alamouti). Para a multiplexação é possível escolher entre os esquemas de recepção ZF ou MMSE. Caso seja usada apenas uma antena na transmissão não é necessário nenhum esquema de recepção;
- Estimação do canal. Pode ser LS, MMSE, MMSE robusto ou ideal, sendo que neste último supõe-se que o receptor conhece exatamente o canal. Assim utiliza-se os coeficientes da estimação iguais à resposta do canal na frequência;
- A modulação dos símbolos transmitidos. Pode ser QPSK, 16QAM ou 64QAM;

- Largura de banda a ser utilizada. As opções 1,4; 3; 5; 10; 15 ou 20 MHz estão disponíveis;
- Espaçamento entre as subportadoras do esquema OFDM, que tem como opções 7,5 ou 15 KHz;
- Prefixo cíclico normal ou estendido;
- Para o canal pode ser utilizado o modelo Winner [31] com adição de ruído gaussiano branco. Nesse modelo são possíveis três cenários: urbano micro, urbano macro e suburbano macro. A velocidade do dispositivo móvel, a frequência central de transmissão e o número de coeficientes utilizado na modelagem do canal podem ser escolhidos;
- Imperfeições dos equipamentos de rádio frequência, como o desbalanceamento das componentes em fase e em quadratura;
- Amplificadores não lineares. Os modelos disponíveis são Rapp, Saleh ou Hard Limiter. Configurações desses modelos como *backoff* de entrada, potência máxima de saturação e os parâmetros dos modelos Rapp e Saleh podem ser ajustadas;

Na segunda parte são ajustados os valores dos parâmetros da camada física LTE de acordo com as normas do 3GPP. Os seguintes parâmetros são inseridos:

- A duração de cada símbolo e o número de subportadoras em cada RB , que dependem do espaçamento entre as subportadoras OFDM;
- O número de subportadoras utilizadas e a frequência de amostragem, que variam com a largura de banda escolhida (vide Tabela 3.2);
- O intervalo de amostragem, o número de amostras na IFFT e o número de RBs em cada quadro;
- É feita o mapeamento das subportadoras, sendo as subportadoras não usadas posicionadas nas extremidades do espectro;
- São definidos a quantidades de amostras do prefixo cíclico. No caso do PC estendido o número de amostras é igual para todos os símbolos. Para o PC normal, o primeiro símbolo tem mais amostras;
- Parâmetros do quadro como o número de símbolos por slot e o número de sinais pilotos por slot;
- Duração do PC, do slot (0,5 ms) e do quadro (10 ms). A quantidade de slots por quadro também é inserida (20);
- O número de bits dos canais físicos PDCH, PSCH, CCPH e SSCH e o número total de pilotos em um quadro. Assim a quantidade total de bits disponível é igual ao número total de bits menos os bits dos canais físicos e dos pilotos.
- A quantidade de bits gerada é ajustada de acordo com o número de antenas utilizadas e é igual ao número total de bits vezes a taxa de codificação. Caso o esquema de transmissão seja multiplexação, esse número é multiplicado por $\min(N_t, N_r)$;
- Por fim é ajustado o número de camadas de transmissão de acordo com o número de antenas utilizadas.

Assim, definidos os parâmetros da simulação e da camada física do LTE, o simulador começa a funcionar. É importante mencionar que a simulação acontece quadro a quadro, passando por todos os valores da razão sinal ruído em cada loop. Primeiramente são gerados vetores que darão origem às sequências aleatórias de bits e ao canal. Os bits que serão transmitidos são gerados de forma aleatória através desse vetor. Após isso, eles são modulados usando um dos esquemas mencionados e tornam-se símbolos complexos. Em seguida é feito o mapeamento do sinal modulado nas camadas e a pré-codificação para sistema MIMO e, após isso, o quadro LTE é montado. Os esquemas MIMO que estão implementados e funcionando são 2x2 com diversidade usando o código de Alamouti e 2x2 com multiplexação com receptor MMSE ou ZF.

Nessa montagem os símbolos de dados são inseridos no formato do quadro LTE e são inseridos os símbolos de referência seguindo o padrão definido pelo 3GPP e que pode ser observado na Figura 3.5. Também são inseridos os canais físicos PDCCH, PSCH, SSCH, CCPCH. No transmissor é realizada a IFFT e adicionado o PC e o quadro é, então, transmitido usando um esquema OFDM. As imperfeições originárias dos equipamentos de RF são adicionadas ao sistema, como o desbalanceamento das componentes em fase e em quadratura e o uso de amplificadores não lineares na transmissão.

A seguir, ocorre a geração aleatória do canal a partir do vetor criado no começo da simulação. O sinal é transmitido através desse canal com multipercursos, é adicionado o ruído branco e chega ao receptor. No receptor é feito um balanceamento I/Q (*In phase/Quadrature*) das componentes na amplitude e na fase. As operações realizadas no transmissor OFDM são feitas de maneira inversa no receptor. Assim, o prefixo cíclico é removido e a FFT é realizada.

Os coeficientes do canal são estimados a partir dos sinais de referência usando uma das técnicas mencionadas anteriormente. É feita a estimação dos símbolos na sequência, onde os símbolos são combinados e equalizados segundo as técnicas de recepção citadas anteriormente.

A última etapa consiste em decodificar os bits recebidos usando um decodificador turbo. Os bits decodificados são então comparados com os bits transmitidos para se obter o valor da taxa de erro de bits, que é dada pelo total de bits recebidos dividido pelo total de bits errados. A Figura 6.1 ilustra os processos realizados pelo simulador. Este ciclo é repetido para cada frame para todos os valores de E_b/N_0 até se completarem todos os laços.

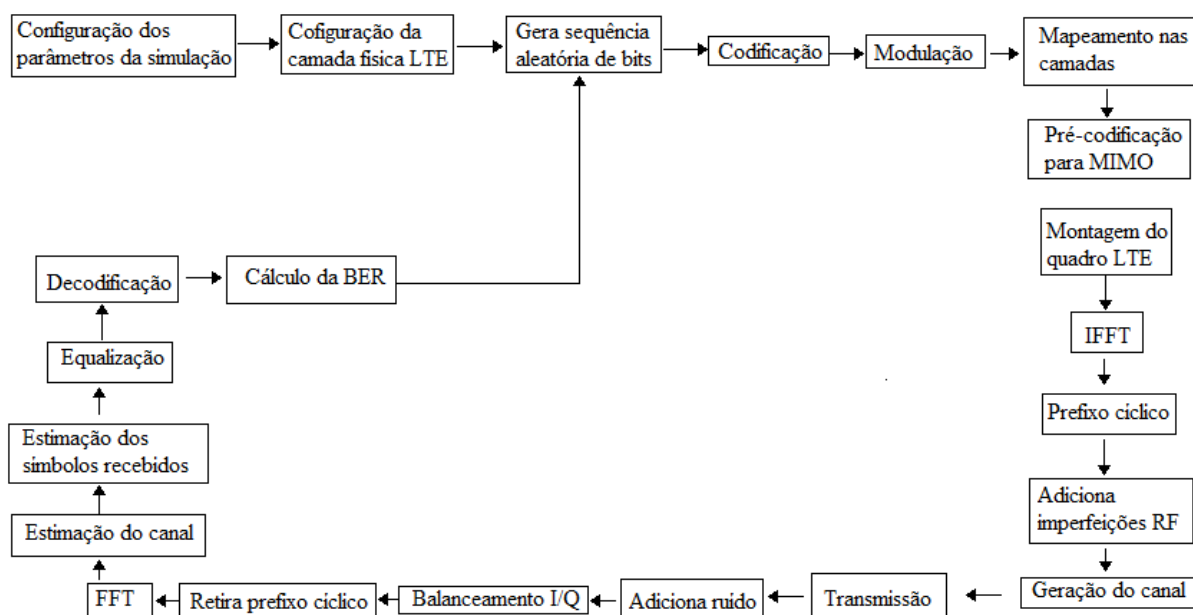


Figura 6.1: Diagrama de funcionamento do simulador

6.2 PARÂMETROS E OBJETIVOS

Como o simulador possui muitos parâmetros e o objetivo deste trabalho é analisar os efeitos das diferentes técnicas de estimação de canal e não os parâmetros, a simulação foi realizada mantendo-se alguns parâmetros sem alteração, listados na Tabela 6.1, para todos os resultados:

Tabela 6.1: Parâmetros mantidos fixos durante a simulação.

Parâmetro	Valor
Modulação	64QAM
Largura de banda	1,4MHz
Espaçamento entre subportadoras	15 KHz
Prefixo cíclico	normal
Modelo de canal	Winner urbano micro
Frequência central	2 GHz
Modelo do amplificador não linear	Saleh
Potência de saturação do amp.	1 dB
Backoff de entrada	9 dB
Taxa de codificação	1/3
Tamanho máximo do bloco suportado pelo codificador (bits)	6144
Amostras da IFFT	128
Subportadoras usadas	72
Subportadoras por RBs	12
Frequência de amostragem	1,92 MHz
Quadros simulados	30
Laços simulados	15

Foi escolhida a modulação 64QAM, pois é obtida uma maior taxa de dados apesar de apresentar maior BER. Alguns parâmetros foram determinados como os de uso mais comum, como o espaçamento entre subportadoras de 15 KHz, prefixo cíclico normal, taxa de codificação de 1/3 e canal *Winner* urbano micro. A frequência central de 2GHz aproxima-se dos valores usados em vários países. A largura de banda de 1,4MHz foi escolhida aqui para facilitar o processamento dos dados e tornar a simulação mais rápida. Há também parâmetros listados na Tabela 6.1 que estão atrelados a outros como os valores das amostras da IFFT, das subportadoras usadas e a frequência de amostragem dependem do valor da largura de banda e o número de subportadoras por RB depende do tipo de PC. Para todas as simulações foram usados 30 quadros e 15 laços para diversos valores de E_b/N_0 .

O objetivo final deste trabalho é a simulação do enlace direto usando diversas técnicas de estimação de canal com MIMO, que anteriormente não estavam funcionando da maneira correta.

O primeiro passo foi a correção da inserção dos símbolos de referência no frame. Na nova configuração, os símbolos de referência são dispostos de acordo com o padrão do *Release 11* do 3GPP, ilustrado na Figura 4.5. Além disso, foi inserida uma função no simulador para que quando uma antena transmitir um símbolo de referência, a outra não transmita nada, evitando a interferência entre elas.

Em seguida foram feitas as mudanças no código que realiza a estimação de canal. Esta função apresenta 4 opções: ideal, LS, MMSE e MMSE robusto. Foi feita a correção para o funcionamento de um sistema com até duas antenas na transmissão e até duas na recepção. O

simulador não funciona corretamente quando um número de antenas maior que esse é utilizado. Os resultados da simulação são apresentados na Seção 6.3.

6.3 RESULTADOS

Além dos parâmetros da Tabela 6.1, todos os resultados mostrados nesta seção foram obtidos usando multiplexação na transmissão e com um esquema de recepção MMSE. Serão apresentados os resultados da simulação com as diversas técnicas de estimação de canal e outros resultados que corroboram alguns pontos abordados ao longo do trabalho.

Primeiramente é apresentada a distribuição espectral de potência do sinal, mostrada na Figura 6.2. Como ela depende apenas da largura de banda do sinal, o seu valor é o mesmo para todas as simulações a seguir. Com essa PSD é possível identificar a portadora DC na frequência zero e observar que as portadoras utilizadas estão localizadas ao redor da frequência central, sendo metade no espectro positivo e metade no espectro negativo, como foi abordado na Seção 4.4 e ilustrado na Figura 4.3. Como um sinal limitado no tempo não é limitado na frequência a largura de banda nunca é completamente respeitada. A Figura 6.2 ilustra este fato para a largura de banda de 1,4 MHz. Porém o espectro que está fora da faixa apresenta uma potência muito baixa, a ponto de não exercer influência significativa. Nesse ponto também é importante ressaltar a eficiência espectral proporcionada pela técnica OFDM, já que seria necessária uma faixa de espectro bem maior para abrigar esse mesmo número de subportadoras com outras técnicas de transmissão, como o FDM, por exemplo.

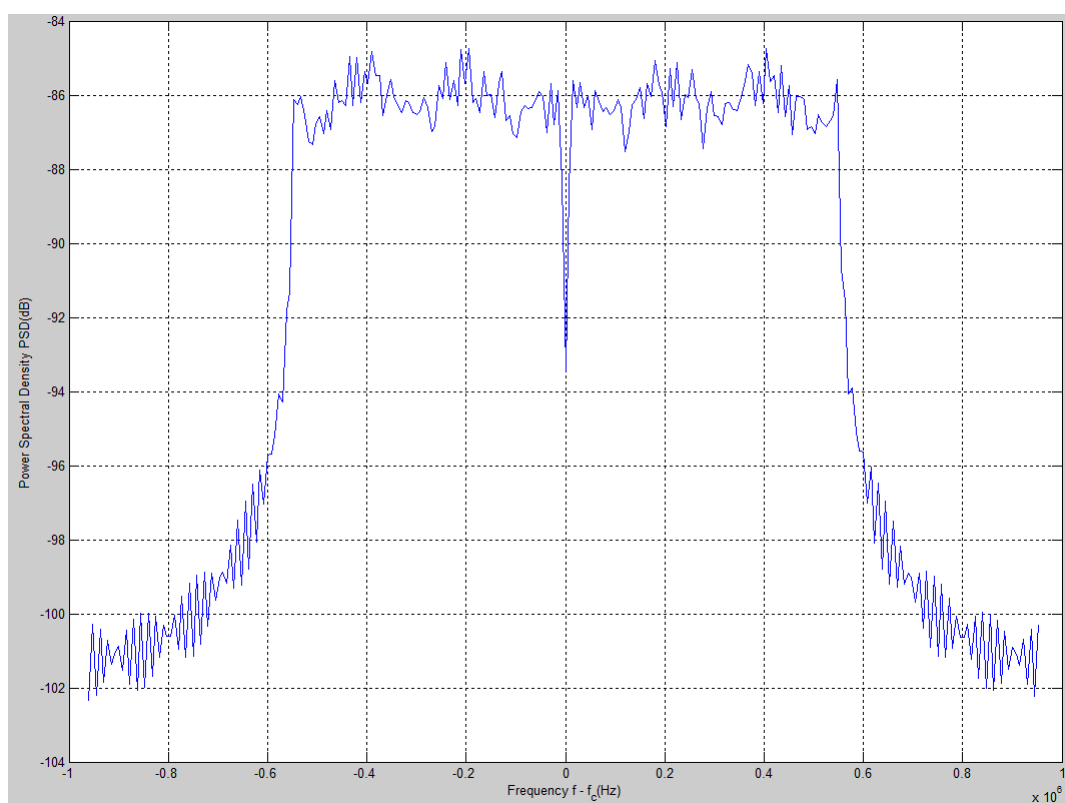


Figura 6.2: Densidade espectral de potência de um sinal OFDM.

A primeira simulação foi feita com o objetivo de comparar a eficácia das estimativas de canal para sistemas MIMO. O caso da estimação de canal ideal com apenas uma antena na transmissão e uma na recepção foi inserido apenas para ilustrar a perda que se tem da taxa de erro quando se adiciona mais uma antena tanto na recepção quanto na transmissão.

Os resultados obtidos foram os esperados, pois como foi abordado no Capítulo 5, o método LS apresenta uma maior sensibilidade ao ruído, por isso seu desempenho é inferior ao

MMSE. A técnica MMSE robusto é a que apresenta os resultados mais parecidos com o método ideal, que simplesmente iguala os coeficientes do canal à resposta na frequência. Pela Figura 6.3 pode-se perceber que, apesar da maior complexidade dos métodos MMSE e MMSE robusto, o seu uso se torna justificável já que a taxa de erro é bem menor que a do método LS, principalmente para altos valores de E_b/N_0 . Assim, o melhor cenário possível seria aquele em que a resposta na frequência do canal fosse conhecida, porém como isso foge à realidade e é necessário fazer a estimação de canal, dentre os métodos apresentados, o que apresenta os melhores resultados é o MMSE robusto.

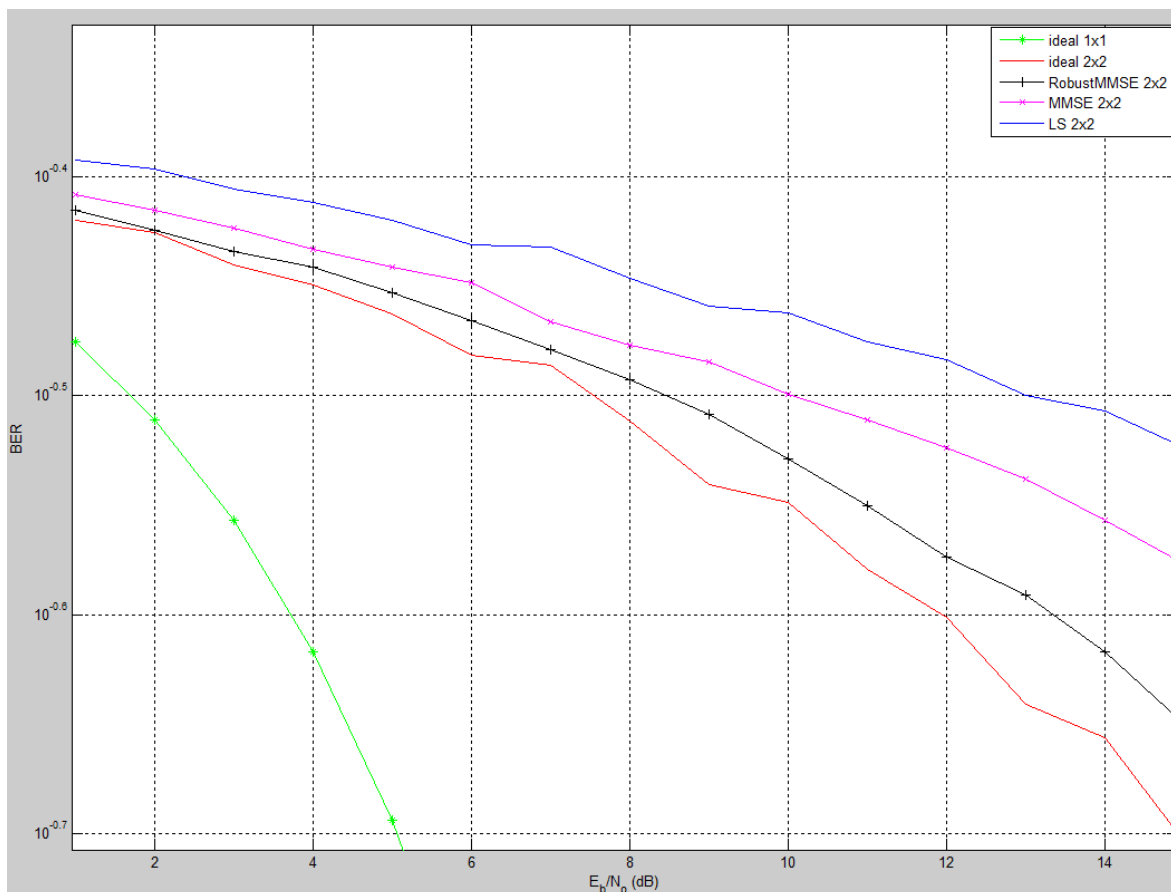


Figura 6.3: Taxa de erro de métodos de estimação de canal para um sistema usando multiplexação.

O atraso máximo do canal é um fator que deve ser levado em consideração na estimação do canal. Quanto maior for seu valor, ocorre a variação da resposta impusional ao longo de um tempo mais longo, aumentando o número de coeficientes da resposta impusional. No domínio da frequência isto é visto como a redução da banda de coerência correspondente, fazendo com que o canal permaneça com uma autocorrelação alta por um intervalo de frequência menor. As Figuras 6.4 e 6.6 mostram o perfil de potência de atraso do canal com 3 e 15 amostras respectivamente e as figuras 6.5 e 6.7 ilustram o espectro SSB (*Single Sided Band*) de amplitude do canal com 3 e 15 amostras de atraso, respectivamente. Para o caso com 3 amostras, o canal varia mais devagar na frequência (B_C maior) e para o caso com 15 amostras, o canal varia mais rápido (B_C menor).

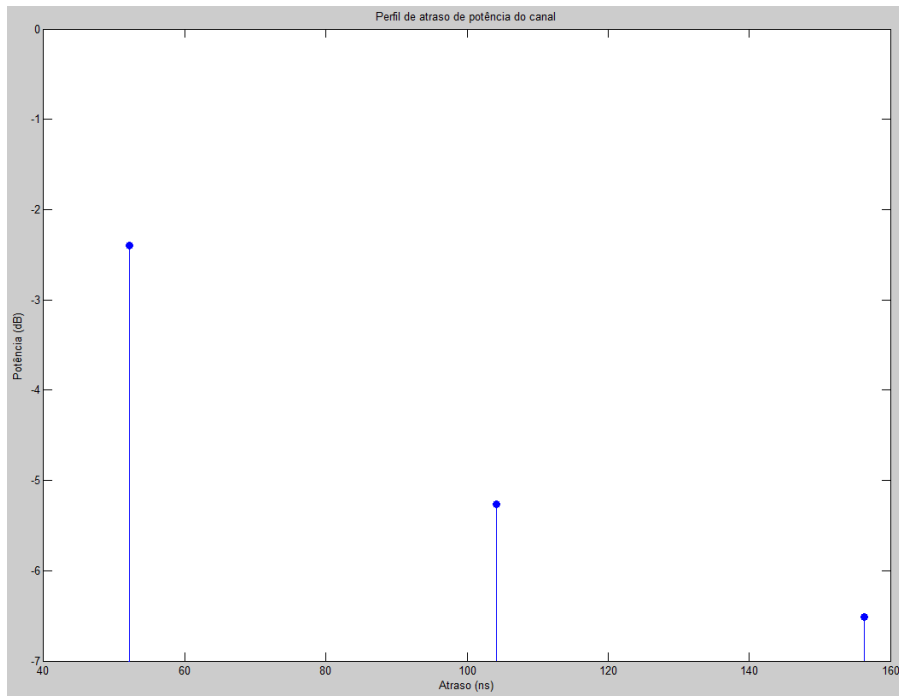


Figura 6.4: Perfil de potência de atraso do canal com 3 amostras

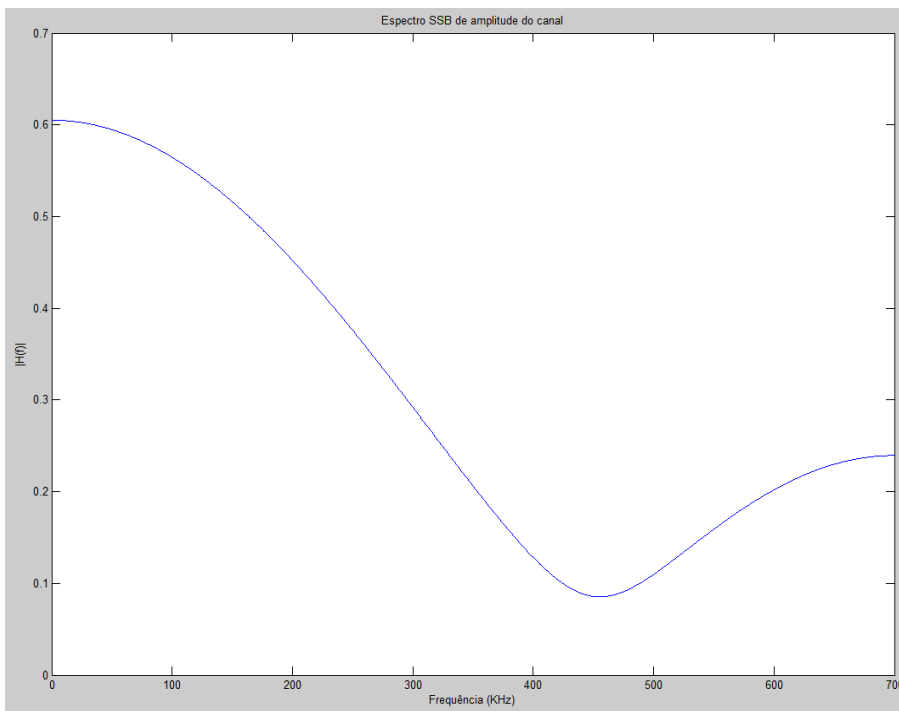


Figura 6.5: Espectro SSB de amplitude do canal com 3 amostras

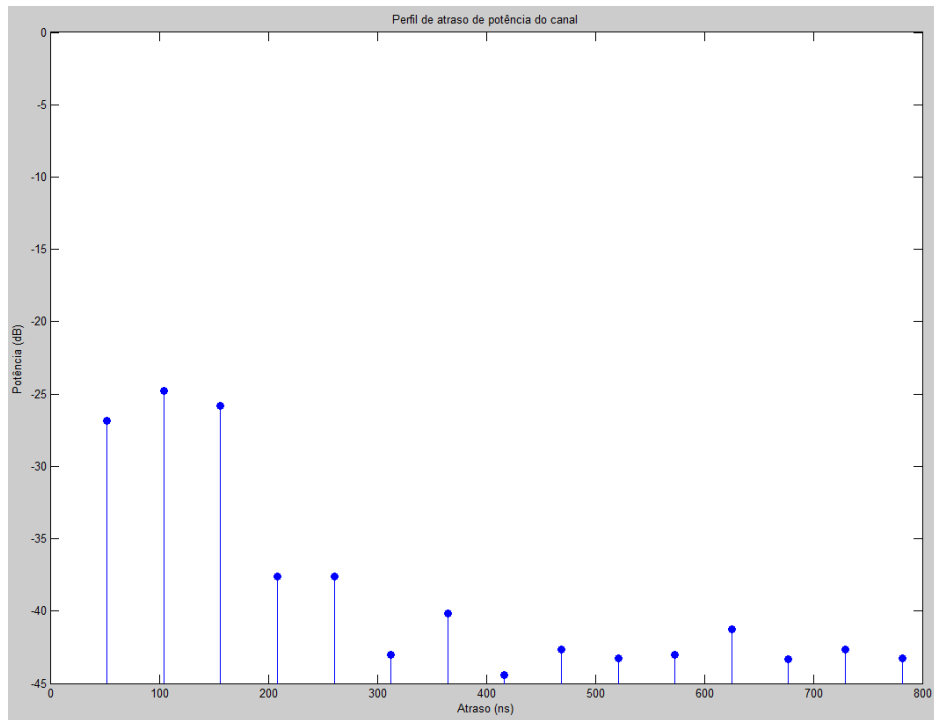


Figura 6.6: Perfil de potência de atraso do canal com 15 amostras

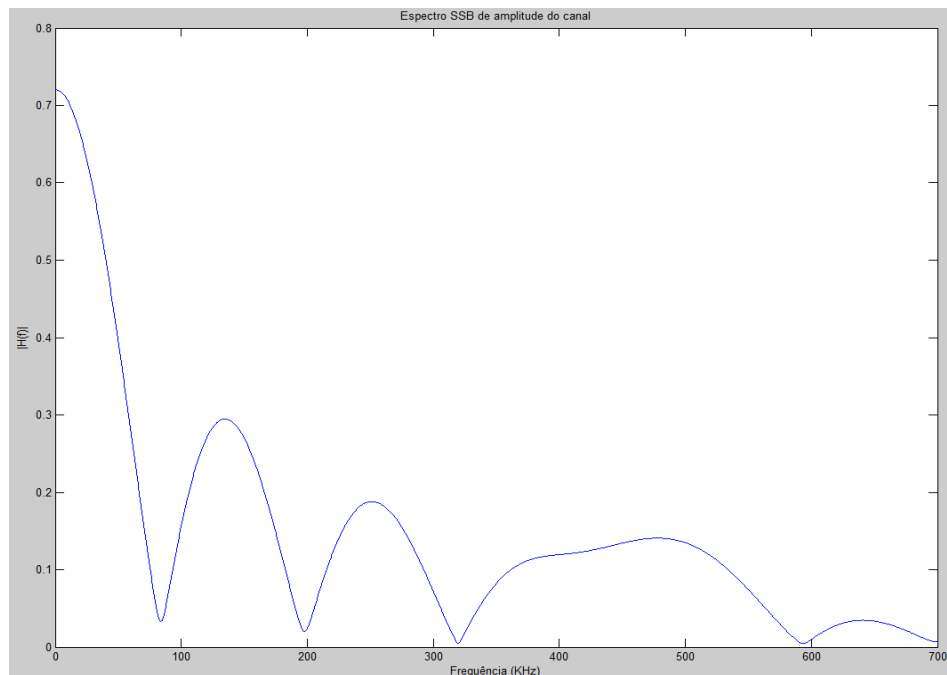


Figura 6.7: Espectro SSB de amplitude do canal com 15 amostras

A estimação de canal é feita para as subportadoras que possuem os sinais pilotos e é feita uma interpolação para as subportadoras restantes, conforme abordado no Capítulo 5. Com o aumento do número de amostras do atraso do canal, essa interpolação torna-se menos precisa, uma vez que a estimação é feita ao longo de um intervalo maior.

A Figura 6.8 mostra o resultado da simulação em que foram analisados casos com diferentes valores do atraso máximo do canal. A técnica de estimação de canal utilizada foi a LS e foram usadas duas antenas na transmissão e duas na recepção.

O atraso máximo que o canal pode ter é igual ao número de amostras da IFFT, que no caso simulado é igual a 128. O resultado obtido foi o esperado, pois quanto maior é o atraso

do canal, maior é a sua variação e isso dificulta a estimação e a torna menos precisa. Pela Figura 6.8 pode ser notado o aumento da BER com o incremento de poucas amostras no atraso máximo para uma estimação LS. A simulação foi feita com um atraso máximo de 15 amostras, pois a partir desse valor, a estimação se torna muito imprecisa e o resultado obtido é bastante diferente do desejado. Assim, para um desempenho otimizado é desejável que o espalhamento do atraso do canal seja o mínimo possível.

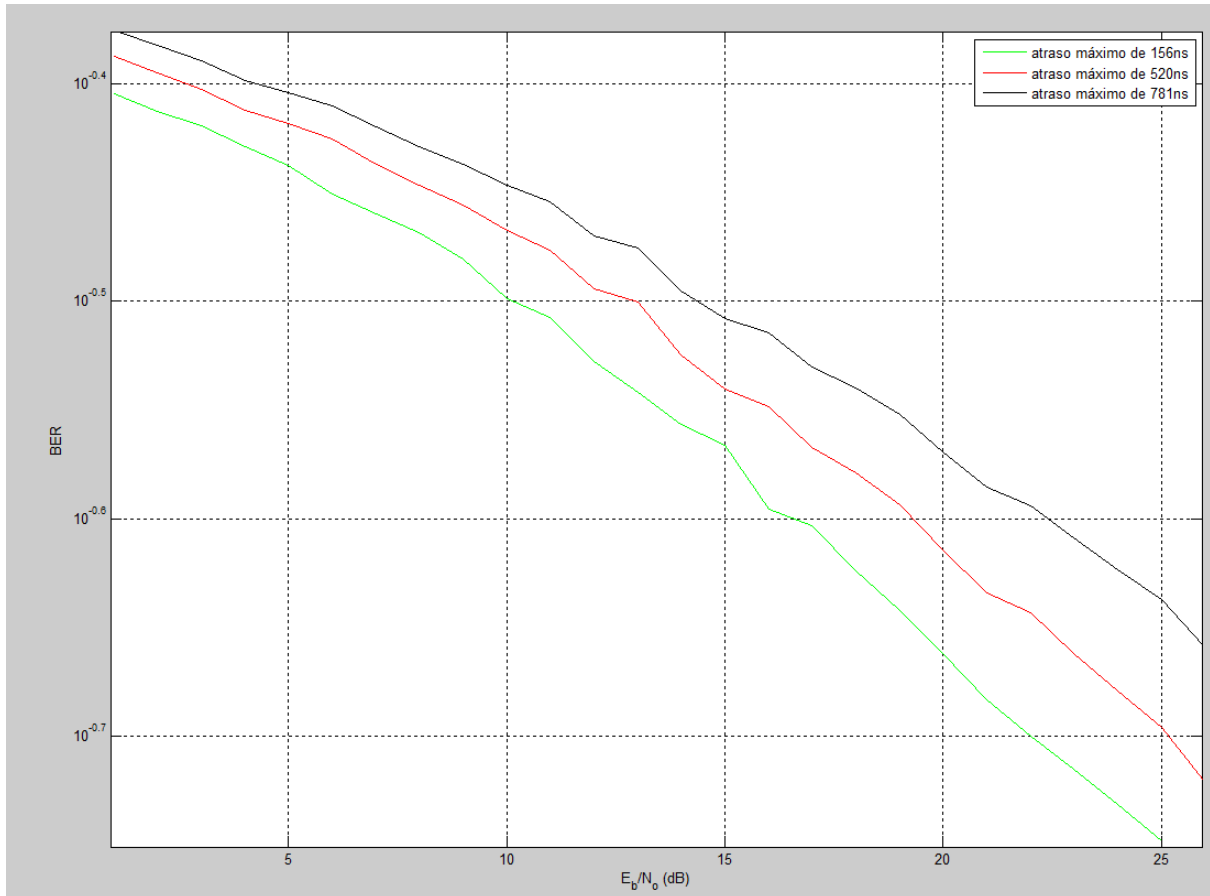


Figura 6.8: BER para um sistema MIMO LTE com estimação LS com variação no atraso máximo.

A técnica MMSE robusta é a que apresenta o melhor desempenho em um cenário com atraso máximo grande, pois com essa técnica não é necessário o conhecimento do perfil de potência de atraso inteiro do canal, já que é usado um valor uniforme e conhecido. Este fato é ilustrado pela Figura 6.9.

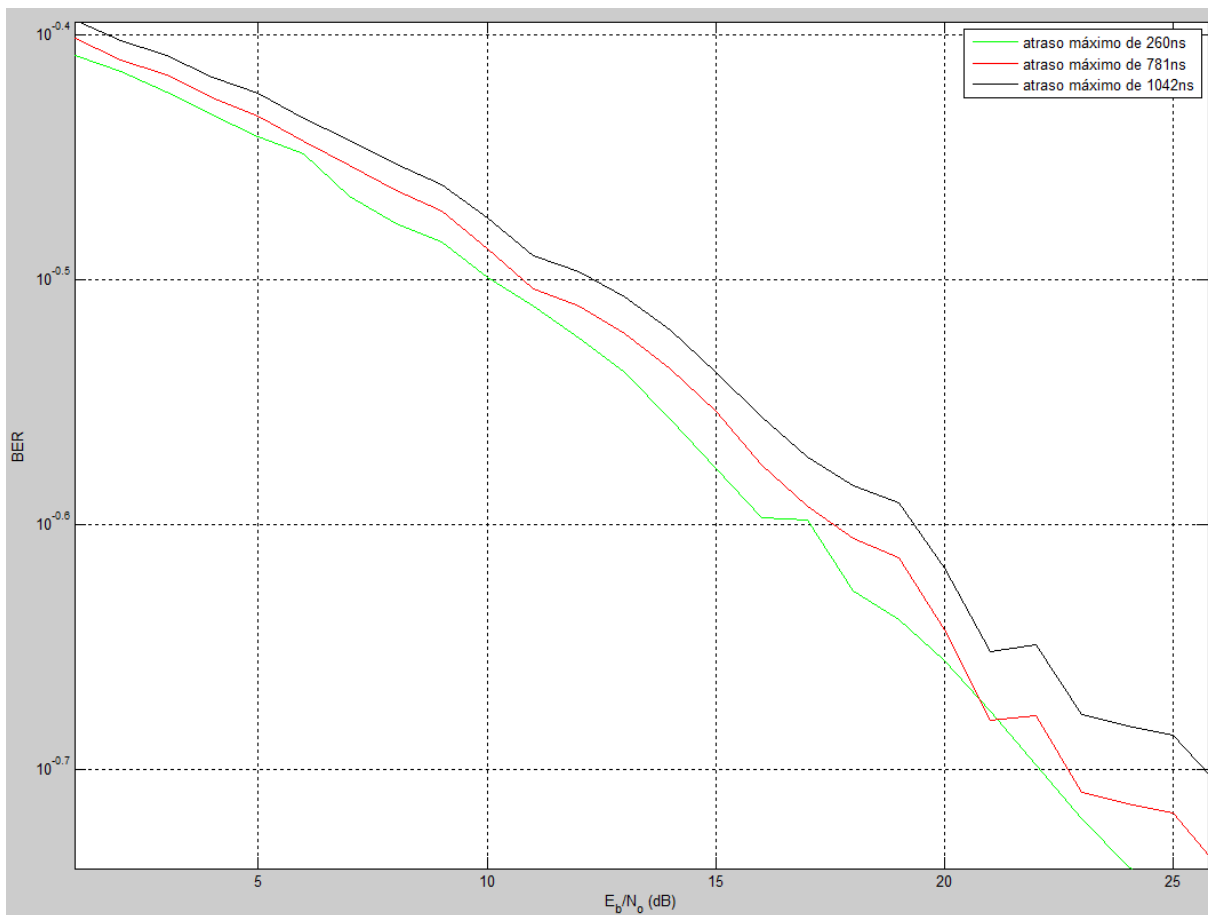


Figura 6.9: BER para um sistema MIMO LTE com estimação MMSE robusta com variação no atraso máximo.

Outro fator importante em sistemas de comunicação móveis e que não pode ser desprezado é o efeito Doppler, que depende da frequência da subportadora e da velocidade relativa entre o transmissor e o receptor e causa um deslocamento na frequência do sinal. Como no esquema de transmissão OFDM cada subportadora possui uma frequência diferente, o efeito Doppler é variado tornando o sistema mais sensível à sincronização na frequência.

O sistema LTE foi projetado para manter um desempenho alto mesmo com velocidades elevadas, e, portanto menos sensível ao desvio Doppler, oferecendo assim uma experiência melhor para o usuário. Isso ocorre graças ao uso de sinais de referência que fazem com que a sincronização do sinal recebido seja feita de uma maneira mais precisa, diminuindo as consequências do deslocamento na frequência. Assim, o sistema tem qualidade ótima para velocidades inferiores a 15Km/h com pequenas degradações até 120Km/h e estável, porém com menor qualidade, até 350Km/h [19].

Foram feitas simulações de um sistema 2 x 2 com estimação do canal LS para diversas velocidades, mostradas na Figura 6.10. Os resultados mostram que a taxa de erro se mantém aproximadamente igual para velocidades que variam de 0.1 m/s a 20 m/s. Para velocidades de 100 m/s (360Km/h) a BER é um pouco maior, porém ainda assim está próxima da obtida com velocidades inferiores, comprovando a estabilidade do LTE.

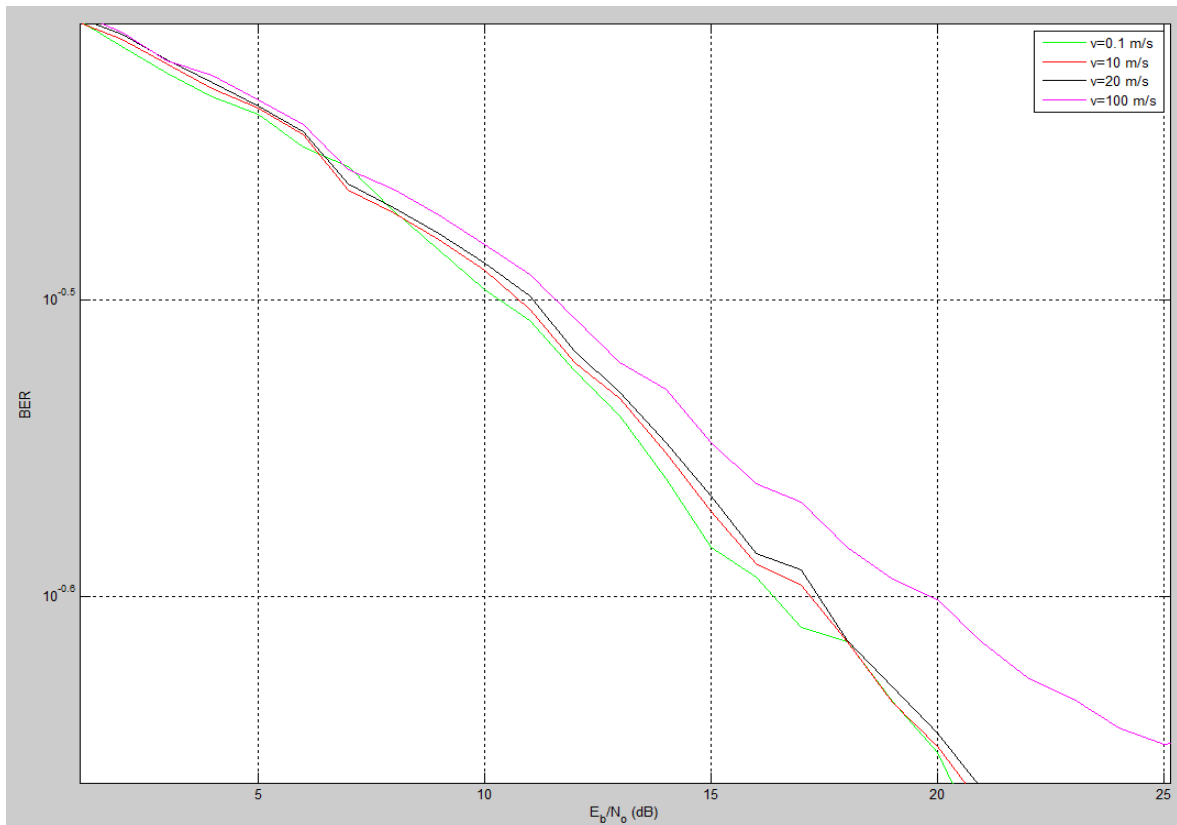


Figura 6.10: Taxa de erro de um sistema MIMO LTE com diferentes velocidades.

6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados o simulador e alguns resultados que mostraram na prática pontos estudados nos capítulos anteriores, como a influência do atraso e da velocidade na estimação de canal, bem como os resultados derivados das diferentes técnicas de estimação analisadas no Capítulo 5. Algumas funções precisam ser aprimoradas no simulador, como a inserção de alguns canais de controle que não estão implementados, e há algoritmos que quando implementados, como o HARQ, podem melhorar a eficiência da simulação e torná-la mais próxima de um sistema real.

No próximo capítulo são apresentadas essas oportunidades e é feito um breve resumo sobre o que foi abordado nesse trabalho juntamente com as considerações finais.

7 CONCLUSÃO

Neste capítulo são feitas as considerações finais e apresentadas as oportunidades de trabalhos futuros.

7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A quarta geração de telefonia móvel que tem o seu maior expoente no LTE já é uma realidade no cotidiano da sociedade e apesar de não ter uma penetração no mercado tão grande quanto às redes 3G e 2G, certamente representa o futuro das telecomunicações móveis de banda larga pelos próximos anos. Este trabalho teve como principal objetivo apresentar alguns conceitos importantes para sistemas de comunicação móvel de banda larga como OFDM, MIMO e alguns aspectos da camada física do LTE. Além disso, outro objetivo a ser desenvolvido é a simulação envolvendo diversas técnicas de estimação de canal para um enlace direto LTE com MIMO. Os efeitos do atraso do canal e da velocidade, bem como o desempenho das diversas técnicas de estimação foram analisados.

7.2 OPORTUNIDADES FUTURAS

O simulador apresentado possui algumas funções que não estão operando para alguns determinados tipos de parâmetro e existem outras funções que podem ser implementadas para melhorar o desempenho do simulador, como:

- Simulação usando banda de 20 MHz. Com o uso dessa banda são atingidas as maiores taxas de transmissão e é uma opção presente em varias redes pelo mundo;
- Sistema MIMO 4 x 4;
- Diversidade de recepção MRC e IRC para o caso 2 x 2. Apenas o caso 2 x 1 está implementado;
- Algoritmo HARQ. Não está operacional;
- Espaçamento entre subportadoras de 7,5 KHz.

Outra opção possível é a otimização das funções de modo a tornar o tempo de simulação menor. Assim, são vários os caminhos que podem fazer com que a simulação seja o mais perto possível da realidade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]“Traffic and Market Report, On the Pulse of the Networked Society”, Ericsson, June 2012. Disponível em www.ericsson.com/res/docs/2012/traffic_and_market_report_june_2012.pdf . Acessado em 08/09/2013
- [2]ITU Telecommunications indicators update – 2013. Disponível em www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/stat/default.aspx . Acessado em 20/02/2014
- [3]J.G.Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed, “Fundamentals of WIMAX”, Understanding Broadband Wireless Networking. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2007
- [4]C. Langtop, “Intuitive Guide to Principles of Communications: Tutorial 22 – Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)”, 2004. Disponível em www.complextoreal.com . Acessado em 15/12/2013
- [5]C. Langtop, “Intuitive Guide to Principles of Communications: Tutorial 27 – Finding MIMO”, 2011. Disponível em www.complextoreal.com . Acessado em 15/12/2013
- [6]A. Goldsmith, “Wireless Communication”, Cambridge University Press, 2005
- [7]“Motorola Semiconductor Data Manual”, Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix, AZ, 1989.
- [8]R.W. Chang. “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission,” Bell Systems Tech. Journal, vol. 45, pp.1775–1796, Dec. 1966.
- [9]Sharony, Jacob, “Introduction to Wireless MIMO – Theory and Applications”, Apresentação de Slides, Center of Excellence in Wireless & IT, 2006 Disponível em http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs_wireless_mimo.pdf . Acessado em 22/02/2014
- [10]A. Ghosh, J. Zhang, J. G. Andrews, R. Muhamed, “Fundamentals of LTE”, Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2010
- [11]Shannon, C. E. “A Mathematical Theory of Communications”. Vols. Bell Systems Technical Journal, vol. 27, 1948, pp. 379-423 and 623-656.
- [12]P. Lescuyer, T. Lucidarme, “Evolved Packet System: The LTE and SAE Evolution of 3G UMTS”, Wiley, 2008
- [13]UMTS Forum. www.umts-forum.org . Acessado em 25/02/2014
- [14]Cioffi, J. M. “Digital Communications”. Notas de aula não publicadas disponíveis em www.stanford.edu/class/ee379c/ . Acessado em 10/03/2014
- [15]H. Holma e A. Toskala, “LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access”. Primeira edição. Editora John Wiley and Sons Ltd. 2009.
- [16]3GPP TS 23.401, “General Packet Radio Service (GPRS) enhancements for Evolved Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) access”.

- [17]3GPP TR 25.814, “Physical Layer Aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access(UTRA)”
- [18]3GPP TR 25.912, “Feasibility study for evolved Universal Terrestrial Radio Access(UTRA) and Evolved UTRAN(E-UTRAN)”.
- [19]3GPP TR 25.913, “Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and evolved UTRAN (E-UTRAN)”
- [20]3GPP TS 36.201, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): LTE physical layer- General Description”
- [21]3GPP TS 36.211, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Physical channels and modulation”
- [22]3GPP TS 36.212, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Multiplexing and channel coding”
- [23]3GPP TS 36.213, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Physical Layer procedures”
- [24]3GPP TS 36.321, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Medium access control (MAC) protocol specifications”
- [25]Y. Li, L. J. Cimini, Jr. and N. R. Sollenberger, “Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels”, IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 7, pp. 902-915, July 1998
- [26]V. Srivastava, C. K. Ho, P. H. W. Fung, S. Sun, “Robust MMSE Channel Estimation in OFDM Systems with Practical Timing Synchronization”, Institute for Infocomm Research
- [27]O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson and P.O. Borjesson, “OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition”, IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 7, pp. 931-939, July 1997.
- [28]L. Somasegaran, “Channel Estimation and Prediction in UMTS LTE”, Institute of Electronic Systems, Aalborg University
- [29] <http://www.itu.int/osg/spu/imt-2000/technology.html>. Acessado em 17/03/2014
- [30]S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [31] 3GPP TR 25.996, “Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations”