

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO
ESCOLA POLITÉCNICA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E DE COMPUTAÇÃO

ESTUDO E SIMULAÇÃO DA CAMADA FÍSICA DO 3G-LTE

Autor:

Markus Vinícius Santos Lima

Banca Examinadora:

Orientador:

Prof. Paulo Sergio Ramirez Diniz, Ph.D.

Examinador:

Prof. Ricardo Merched, Ph.D.

Examinador:

Tadeu Nagashima Ferreira, M.Sc.

DEL

Janeiro de 2008

*À minha família
e aos amigos.*

Agradecimentos

“Não abandones a sabedoria, e ela te guardará; ama-a e ela te conservará. Como primeiro bem, adquiere a sabedoria e a custo de tudo procura o conhecimento.” (Pv 4-6/7)

Agradeço aos meus queridos pais, Luiz Álvaro e Aracy, pelo amor, carinho, compreensão e apoio que me foram dados ao longo de todos esses anos. Além deles, agradeço ao meu irmão, Álvaro, pelos bons momentos que passamos juntos. A família é sempre a base de tudo.

Agradeço à minha “fofura”, Bruna Cesario, por ser uma grande companheira e por me fazer rir (soltando uma de suas pérolas), mesmo nos momentos mais difíceis, e por estar sempre disposta a ajudar.

Agradeço ao Paulo Diniz, meu orientador, professor e amigo, pelos seus conselhos, ensinamentos e também pelos momentos de descontração (as suas famosas histórias). Diniz, você é a pessoa em quem eu tento me espelhar.

Agradeço ao professor e amigo, Luiz Wagner, por toda sua dedicação e carinho especial com a nossa turma (EEL2002-2). Além disso, ele muito me ensinou, dentro e fora da sala de aula. Inúmeras vezes bati na porta de sua sala simplesmente para conversar.

Agradeço ao professor Lima Neto, pois, embora ele nem saiba disso, foi em sua aula (Comunicações Analógicas) que eu me encontrei no curso e peguei amor por Processamento de Sinais.

Agradeço ao professor Eduardo, meu antigo orientador, pelos seus ensinamentos, tanto do ponto de vista acadêmico como profissional. Além disso, ele está sempre “de portas abertas” para tirar dúvidas.

Não poderia deixar de agradecer ao professor Ricardo Merched e ao Tadeu Ferreira, não só pelos seus ensinamentos, mas também por terem aceitado participar da minha defesa de projeto final de graduação em pleno início do mês de janeiro.

Agradeço ao INdT (Instituto Nokia de Tecnologia), em especial ao André Barreto e ao Robson Domingos, pelo apoio e idéias dadas ao longo do projeto.

Agradeço ao Wallace Martins e à Camila Gussen, pelo excelente trabalho que eles realizaram ao longo deste projeto. Foi um prazer enorme trabalhar/aprender com vocês e, embora este projeto tenha chegado ao fim, a nossa parceria será para sempre.

Agradeço aos companheiros de laboratório que fazem do LPS, uma grande família. Inúmeras vezes as pessoas param suas atividades para ajudar no problema de outras. Acredito que a cooperação é o fator chave para o sucesso.

Deixo registrado os meus sinceros agradecimentos a um ex-companheiro de LPS, José Fernando, pela sua valiosa ajuda na parte de códigos turbo.

Não poderia deixar de citar a minha turma (EEL2002-2), por tudo que passamos juntos (viagens, estudos, futebol, etc.) e, em especial, aos grandes amigos que fiz: Alan Tygel, Cássius Estrada, Caio Louro, Daniel Duarte, Kleber Borges, Leonardo Nunes, Leonardo Inafuku e Wallace Martins.

Agradeço também ao CNPq pelos três anos de bolsa de iniciação científica concedida a mim.

Por último, mas não menos importante, agradeço a Deus.

Resumo

O objetivo deste trabalho é a implementação de um simulador da camada física de *uplink* do sistema 3G-LTE (do inglês, *3rd Generation-Long Term Evolution*). A importância desse sistema deve-se ao que ele se propõe:

- Possibilitar taxas de transmissão de 100 Mbps para *downlink* e de 50 Mbps para *uplink* para cada 20 MHz de banda.
- Possibilitar pelo menos 200 usuários ativos em uma célula de 5 MHz.
- Possibilitar uma utilização do espectro mais flexível, pois são permitidos cortes no espectro de forma que o sistema possa trabalhar com as seguintes bandas: 1,25; 2,5; 5; 10 e 20 MHz.
- Cobertura de uma área de 100 km, com performance aceitável.
- Compatibilidade com outros sistemas, tais como GSM, GPRS e WCDMA.

Este documento apresenta, inicialmente, o estudo que foi realizado durante a implementação desse simulador, com destaque para os sistemas de modulação digital: SC-FD (do inglês, *Single-Carrier Frequency-Domain Equalization*) e OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Por fim, os resultados são apresentados. Esses resultados dizem respeito à estrutura do simulador e aos cenários de simulações que foram experimentados.

Palavras-Chave

3G-LTE

BER

CFO

Downlink

Equalização

Mapeamento

Multi-percurso

OFDM

OFDMA

PAPR

Prefixo-Cíclico

SC-FD

SC-FDMA

Uplink

Sumário

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Palavras-Chave	vi
Sumário	vii
1 Apresentação	1
1.1 Introdução	1
1.1.1 A Evolução das Redes 3G	1
1.1.2 Canal sem fio	4
1.2 Objetivo	7
1.3 Motivações	7
1.4 Organização do trabalho	8
1.5 Notação	8
2 Sistemas SC-FD e OFDM (SISO)	9
2.1 Introdução	9
2.2 SC-FD	10
2.2.1 Visão Geral	10
2.2.2 Modelagem Matemática	11
2.2.3 Interpretação	15
2.2.4 Outras Implementações	16
2.3 OFDM	17
2.3.1 Visão Geral	17
2.3.2 Modelagem Matemática	17

2.3.3	Interpretação	20
2.3.4	Outras Implementações	21
2.4	Estrutura Geral	22
2.5	Comparações entre SC-FD e OFDM	23
2.5.1	BER	23
2.5.2	PAPR	26
2.5.3	CFO	27
3	MIMO	29
3.1	Introdução	29
3.2	<i>Spatial Multiplexing</i> (SM)	30
3.2.1	Visão Geral	30
3.2.2	Modelagem Matemática	31
3.3	Esquema de Alamouti	35
3.3.1	Visão Geral	35
3.3.2	Modelagem Matemática	35
3.3.3	Exemplo	37
4	3G-LTE	39
4.1	Introdução	39
4.2	Estrutura do <i>frame</i>	40
4.2.1	Estrutura Tipo 1	40
4.3	<i>Uplink</i>	41
4.3.1	<i>Resource Grid</i>	41
4.3.2	PUSCH	44
4.3.3	Considerações Finais	47
4.3.4	Codificação de Canal	48
4.4	<i>Downlink</i>	49
4.4.1	<i>Resource Grid</i>	50
4.4.2	PDSCH	50
4.4.3	Considerações Finais	53
4.4.4	Codificação de Canal	53

5	Resultados	54
5.1	Introdução	54
5.2	O Simulador	54
5.2.1	<i>Source.m</i>	55
5.2.2	<i>TurboEncoder.m</i>	55
5.2.3	<i>Modulator.m</i>	56
5.2.4	<i>SCFDMA-Tx.m</i>	56
5.2.5	<i>ChannelEstimation.m</i>	58
5.2.6	<i>SCFDMA-Rx.m</i>	58
5.2.7	<i>TurboDecoder.m</i>	58
5.2.8	<i>EvaluateBER.m</i>	59
5.3	Simulações	59
5.3.1	Estimador de canal	59
5.3.2	Mapeamento dos símbolos	65
5.3.3	Codificação Turbo	68
5.3.4	3G-LTE	70
6	Conclusões	76
6.1	Contribuição do Trabalho	77
6.2	Trabalhos Futuros	77
	Referências Bibliográficas	79

Lista de Figuras

1.1	Esquema da rede 3G.	3
2.1	Diagrama de blocos do sistema SISO SC-FD.	10
2.2	Diagrama de blocos do sistema SISO OFDM.	17
2.3	Diagrama de blocos da estrutura geral.	23
2.4	BER usando CP com comprimento igual à memória do canal.	24
2.5	BER usando CP com comprimento igual à memória do canal mais 3.	25
2.6	BER usando CP com comprimento igual à memória do canal menos 1.	25
2.7	BER usando CP com comprimento igual à memória do canal menos 4.	26
3.1	Diagrama de blocos de uma esquema SM para MIMO SC-FD.	30
3.2	Diagrama de blocos de uma esquema Alamouti.	36
3.3	BER usando o Esquema de Alamouti (4 canais iguais).	38
3.4	BER usando o Esquema de Alamouti (4 canais diferentes).	38
4.1	Estrutura do <i>frame</i>	41
4.2	<i>Resource Grid</i>	43
4.3	Diagrama de blocos do transmissor <i>uplink</i> (SC-FDMA).	44
4.4	Estrutura do codificador turbo.	49
4.5	Diagrama de blocos do transmissor <i>downlink</i> (OFDMA).	50
5.1	BER do cenário 1.	60
5.2	Diferença entre as duas curvas de BER do cenário 1.	61
5.3	BER do cenário 2.	62
5.4	Diferença entre as duas curvas de BER do cenário 2.	63
5.5	BER do cenário 3.	64
5.6	Diferença entre as duas curvas de BER do cenário 3.	65

5.7	BER do cenário 4.	66
5.8	BER do cenário 5.	67
5.9	Comparação entre os mapeamentos (QPSK).	68
5.10	Comparação entre os mapeamentos (16-QAM).	69
5.11	Comparação entre os mapeamentos (64-QAM).	70
5.12	Comparação entre os mapeamentos para constelação QPSK.	71
5.13	Comparação entre número de <i>frames</i> codificados conjuntamente.	72
5.14	BER do sistema 3G-LTE (QPSK).	73
5.15	BER do sistema 3G-LTE (16-QAM).	74
5.16	BER do sistema 3G-LTE (64-QAM).	75

Lista de Tabelas

3.1	Mapeamento dos símbolos nas antenas.	36
4.1	Relação entre a largura de banda (BW) e N_{RB}^{UL}	43
4.2	Configuração do prefixo cíclico (CP).	43
4.3	Comprimento do prefixo cíclico do tipo normal dado em função de T_s	47
4.4	Comprimento do prefixo cíclico do tipo estendido dado em função de T_s	48

Lista de Abreviações

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
3G-LTE	<i>3rd Generation-Long Term Evolution</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BTS	<i>Base Transceiver Station</i>
CFO	<i>Carrier Frequency Offset</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite-duration Impulse Response</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HSPA	<i>High Speed Packet Ratio</i>
IBI	<i>Inter-Block Interference</i>
ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IIR	<i>Infinite-duration Impulse Response</i>
IMD	<i>InterModulation Distortion</i>
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>
MAI	<i>Multi-Access Interference</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>

MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MSE	<i>Mean Square Error</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PDSCH	<i>Physical Downlink Shared CHannel</i>
PUSCH	<i>Physical Uplink Shared CHannel</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
SC-FD	<i>Single-Carrier Frequency-Domain Equalization</i>
SC-FDMA	<i>Single-Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SM	<i>Spatial Multiplexing</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
STBC	<i>Space-Time Block Coding</i>
SFBC	<i>Space-Frequency Block Coding</i>
STFBC	<i>Space-Time-Frequency Block Coding</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
WCDMA	<i>Wide-band Code Division Multiple Access</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>
ZP	<i>Zero Padding ou Zero Prefix</i>

Capítulo 1

Apresentação

1.1 Introdução

Este capítulo apresenta resumidamente o projeto desenvolvido. Serão abordados os seguintes tópicos:

- Objetivos do projeto;
- Motivações;
- Organização do presente trabalho e
- Notação que será utilizada ao longo do texto.

Porém, antes disso, será realizada uma breve apresentação sobre as redes 3G, no intuito de localizar no tempo (historicamente) o presente trabalho e, em seguida, será feita uma descrição do cenário de comunicação sem fio, que é um pré-requisito para o bom entendimento dos capítulos seguintes.

1.1.1 A Evolução das Redes 3G

O início da implementação das redes 3G ocorreu em 2003 [1], na Europa. Os principais representantes do 3G eram os sistemas:

- UMTS (do inglês, *Universal Mobile Telecommunications System*): sucessor do GSM, na Europa.

- WCDMA (do inglês, *Wide-band Code Division Multiple Access*): sucessor do PDC, no Japão.

Hoje, os nomes UMTS e WCDMA muitas vezes são usados como se fossem sinônimos (sendo que o segundo é o nome mais utilizado). Isso acontece porque os dois sistemas se fundiram em um único, denominado 3GSM ou WCDMA/UMTS.

A principal novidade introduzida pelo 3G foi a transmissão de dados. Contudo, logo se reparou que a taxa de transmissão desse sistema não era satisfatória para as necessidades do homem (taxas inferiores a 1 Mbps).

Então, em 2005 surgiu uma evolução dos sistemas 3G existentes, denominada HSPA (do inglês, *High Speed Packet Access*). Esse sistema trouxe algumas melhorias, sendo que a principal delas foi possibilitar taxas de transmissão de dados superiores a 1 Mbps. Contudo, com a implantação da TV Digital e a possibilidade de se transmitir conteúdo de vídeo para o celular, a taxa de transmissão do HSPA se tornou insatisfatória e, com isso, novas tecnologias apareceram: DVB-H e WiMAX.

Em seguida, surgiu o 3G-LTE (do inglês, *3rd Generation-Long Term Evolution*), também chamado de Super 3G, que adotou muitas técnicas presentes no WiMAX e ao mesmo tempo procura aproveitar a estrutura de rede já existente, de forma a minimizar os gastos das operadoras. Além disso, outros objetivos do 3G-LTE são [2]:

- Possibilitar taxas de transmissão de 100 Mbps para *downlink* e de 50 Mbps para *uplink* para cada 20 MHz de banda.
- Possibilitar pelo menos 200 usuários ativos em uma célula de 5 MHz.
- Possibilitar uma utilização do espectro mais flexível, pois são permitidos cortes no espectro de forma que o sistema possa trabalhar com as seguintes bandas: 1,25; 2,5; 5; 10 e 20 MHz.
- Cobertura de uma área de 100 Km, com performance aceitável.
- Compatibilidade com outros sistemas, tais como GSM, GPRS e WCDMA.

Por esses motivos, o 3G-LTE vem ganhando destaque e, atualmente, acredita-se que o 3G-LTE irá melhorar sensivelmente a performance das redes 3G.

A figura 1.1 ilustra um esquema de rede 3G. Pode-se notar que a parte superior da figura contém componentes conhecidos da rede GSM (2G):

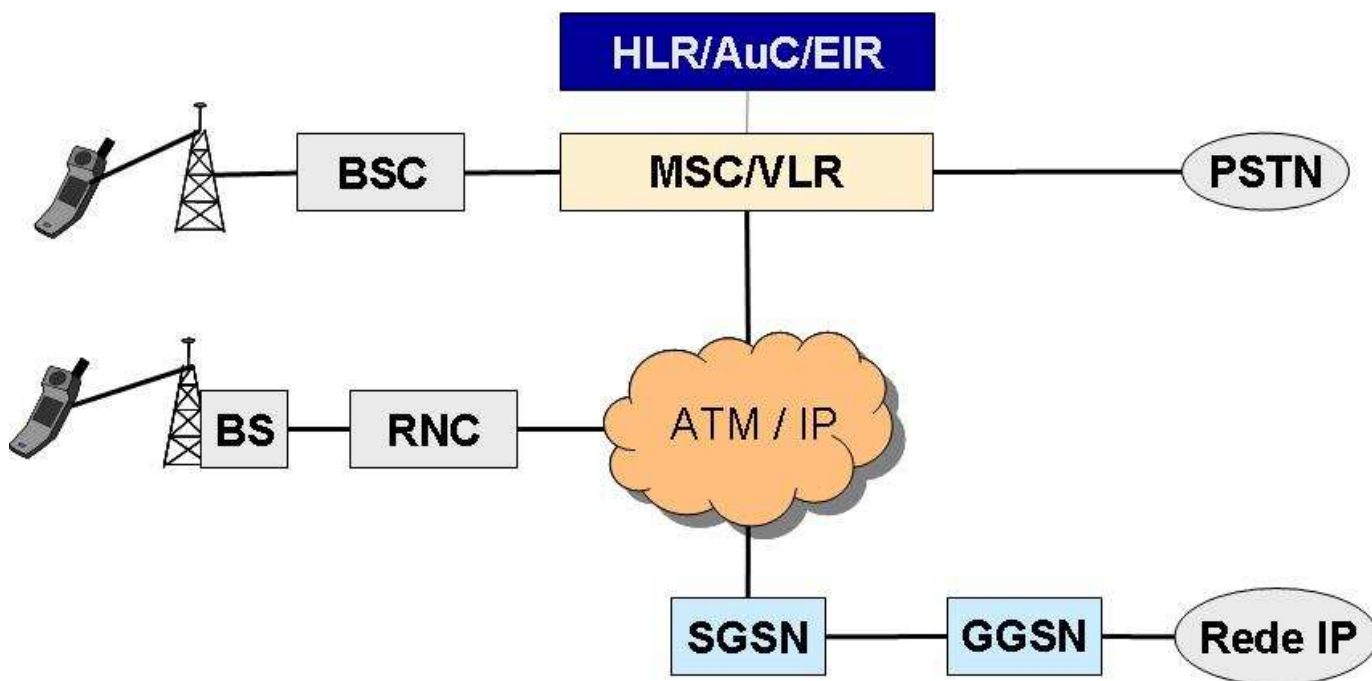


Figura 1.1: Esquema da rede 3G.

- BSC (do inglês, *Base Station Controller*): responsável pelo controle de um grupo de BTSs (do inglês, *Base Transceiver Station*).
- MSC (do inglês, *Mobile Switch Center*): responsável pelo roteamento da informação através da parte da rede que funciona através de comutação por circuito.
- GMSC (do inglês, *Gateway Mobile Switch Center*): responsável pela interconexão de diferentes redes comutadas por circuito (poderia ter sido representada na figura, entre MSC e PSTN).
- HLR (do inglês, *Home Location Register*): banco de dados localizado no sistema de casa do usuário, i.e., na rede que é responsável por cobrir a sua residência, e que armazena as informações/perfil desse usuário.
- VLR (do inglês, *Visitor Location Register*): banco de dados temporário, pois ele busca (na HLR) as informações do usuário que se conectou, guarda essa informação e, quando ele se desconecta da rede, suas informações são apagadas da VLR.
- AuC (do inglês, *Authentication Center*): responsável pela autenticação do usuário.

- EIR (do inglês, *Equipment Identity Register*): banco de dados da identificação dos equipamentos (celulares).
- PSTN (do inglês, *Public Switched Telephone Network*): é a rede telefônica em si.

Já a parte de baixo dessa figura, contém novos componentes responsáveis pelo tráfego de dados pela rede. Os componentes são:

- BS (do inglês, *Base Station*): estação base para serviços por comutação por pacotes.
- RNC (do inglês, *Radio Network Controller*): controla os recursos de radio.
- ATM/IP: responsável pela conversão entre os protocolos ATM (comutação por circuito) e IP (comutação por pacotes), de forma que as duas partes da rede consigam trocar informações.
- SGSN (do inglês, *Serving GPRS Support Node*): funcionalidade semelhante à do MSC/VLR, mas para comutação por pacotes.
- GGSN (do inglês, *Gateway GPRS Support Node*) funcionalidade semelhante à do GMSC, mas para comutação por pacotes.
- Rede IP: é a rede de dados, por exemplo, *Internet*.

Em resumo, a rede 3G possui uma parte que funciona de forma idêntica ao GSM, através de comutação por circuito, que é responsável pelo serviço telefônico e outra parte que funciona por comutação por pacotes que é responsável pelos serviços envolvendo transmissão de dados (imagem, video, audio, etc.).

1.1.2 Canal sem fio

A seguir, será apresentado o cenário de comunicação móvel sem fio que será considerado ao longo de todo este trabalho.

Durante o processo de comunicação sem fio, o sinal de comunicação (onda eletromagnética) se propaga pelo ar, sujeito às variações climáticas e interferências provocadas por outros serviços que estejam utilizando esse mesmo meio (canal). Portanto, esse tipo de comunicação apresenta alguns problemas que a comunicação cabeada, por possuir um meio

de transporte para o sinal dedicado à aplicação (por exemplo: cabos coaxiais, fibras óticas, etc.), não apresenta.

Os principais problemas presentes no canal sem fio são [3]:

- Perda ao longo do caminho (*Path Loss*) é a atenuação que a onda sofre ao longo de seu percurso. Sabe-se que quanto maior a distância percorrida, maior é a atenuação e, além disso, quanto maior a frequência da onda, mais rápido ela se atenua ao longo do espaço [4].
- *Shadowing* é um desvanecimento (*fading*) que ocorre quando a linha de visão entre transmissor e receptor é obstruída.
- Desvanecimento por multi-percurso (*multipath fading*), também conhecido como desvanecimento rápido (*fast fading*), ocorre devido aos múltiplos percursos que o sinal transmitido realiza até chegar no receptor. Por exemplo, considere que o transmissor emitiu um sinal e este chegou ao receptor pela primeira vez (visada direta) num dado instante de tempo; em instantes de tempo posteriores chegarão versões desse mesmo sinal, mas que não foram pelo caminho direto, e sim foram refletidas em algum prédio ou montanha. Imagine agora, nesse mesmo cenário, que o transmissor está enviando sinais em intervalos de tempo muito curtos. Fica claro que o sinal que chegará no receptor sofrerá interferência de versões refletidas dos sinais que já chegaram no receptor. Portanto, para representar o efeito do canal sobre os sinais, é necessário utilizar um modelo de canal com memória. Contudo, devido à atenuação que o sinal (onda) sofre ao longo do caminho (*Path Loss*), esse canal pode ser aproximado por um modelo de filtro com memória finita¹. Por esse motivo, quando se está modelando um canal de comunicação sem fio, utiliza-se um filtro FIR (do inglês, *Finite-duration Impulse Response*).

Dos problemas citados, pode-se dizer que o *Path Loss* é uma característica da propagação de ondas (logo nada pode ser feito) e não é um problema muito limitante. Já o problema de *Shadowing* pode ser combatido de forma fácil: instalar as estações (BTS, do inglês *Base Transceiver Station*) nos pontos mais altos possíveis (isso é o que realmente ocorre).

¹Quanto maior for a frequência do sinal, mais rápido ele se atenua, logo menor são os efeitos do multi-percurso – memória do canal vai reduzindo – e, por outro lado, será cada vez mais necessário ter visada direta ou aumentar a potência de transmissão.

Já o problema de *fast fading* gerado pelo multi-percurso é um problema bem mais grave, pois ele gera interferência. Do ponto de vista de processamento de sinais, o canal será modelado por um filtro digital FIR e o sinal representa a informação (símbolos) que se deseja transmitir. O sinal que chegará ao receptor será a convolução do sinal com a resposta ao impulso do canal [5]. A soma de convolução mostra matematicamente que versões dos símbolos que já chegaram ao receptor interferem no símbolo que está chegando, como foi visto acima. No caso, por ser uma interferência entre símbolos, esse fenômeno ficou conhecido como interferência inter-simbólica ou, mais compactamente, ISI (do inglês, *Inter-Symbol Interference*). Esse fenômeno dificulta a recuperação da informação original no receptor (processo de equalização).

O cenário que será considerado nos próximos capítulos é o cenário de comunicação móvel sem fio (telefonia móvel). Tudo que já foi discutido anteriormente vale para ele. Porém, a mobilidade do usuário traz um outro tipo de problema conhecido como Efeito Doppler. Além disso, esse cenário é também multi-usuário. Logo, surge a interferência devido ao múltiplo acesso (MAI, do inglês *Multi-Access Interference*). Dentro desse cenário, será dado ênfase aos sistemas OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e SC-FD (do inglês, *Single-Carrier Frequency Domain Equalization*) que são a base do 3G-LTE (do inglês, *3rd Generation-Long Term Evolution*).

OFDM é uma técnica de modulação digital multi-portadora. Embora os princípios e vantagens do OFDM já fossem conhecidos na década de 1960, ele só se popularizou há pouco tempo (no cenário de comunicações de banda larga) devido ao barateamento dos componentes de processamento digital de sinais que calculam a FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform*). Atualmente, algumas aplicações que utilizam OFDM são: DVB (*Digital Video Broadcasting*), *modem DSL*, os padrões de WLAN conhecidos como Wi-Fi (802.11) e WiMAX (802.16), etc.

SC-FD é uma técnica de modulação digital mono-portadora que realiza a equalização no domínio da frequência. Ele é mais recente que o OFDM e vem ganhando espaço em aplicações onde as restrições de potência são um dos principais fatores limitantes. Assim como no caso do OFDM, a FFT é um ponto chave do sucesso dessa técnica, pois permite que a equalização seja realizada de forma eficiente (no domínio da frequência).

Tanto o OFDM como o SC-FD utilizam um modelo de transmissão em blocos. A interferência entre símbolos de diferentes blocos é denominada IBI (do inglês, *Inter-Block Interference*). O grande mérito dessas técnicas é que elas utilizam um esquema engenhoso

(que será discutido no Capítulo 2), porém simples, para eliminar o ISI e o IBI, tornando o processo de equalização bem simples.

1.2 Objetivo

O objetivo deste projeto final é implementar um simulador da camada física referente à parte de *uplink* do sistema 3G-LTE. Na verdade, esse simulador deve ser mais flexível do que as especificações propostas pelo 3GPP, de forma que seja possível configurar diferentes cenários de simulação (por exemplo, tipo de mapeamento na frequência, tipo de equalizador, etc.). Além disso, outro requisito importante é que ele tenha uma estrutura bastante modular, i.e., deve ser fácil substituir os seus blocos constituintes.

1.3 Motivações

Várias foram as motivações para a realização deste trabalho. As principais foram:

- Domínio da tecnologia, pois o 3G-LTE é um sistema de comunicação móvel bastante promissor cujos fundamentos são praticamente os mesmos do WiMAX (outro sistema de comunicação móvel, possivelmente o concorrente do 3G-LTE, que vem ganhando destaque).
- Possibilidade de contribuir com o desenvolvimento do sistema, pois as especificações do 3G-LTE não estão concluídas e, portanto, há a possibilidade de se realizar pesquisa e, através do simulador, testar novas idéias (algumas idéias para futuros trabalhos serão apresentadas no Capítulo 6).
- Experiência profissional, no sentido de ter contato com uma empresa (INdT – Instituto Nokia de Tecnologia).
- Contribuir com futuros trabalhos na área de comunicações, aproveitando-se da estrutura modular do simulador.

1.4 Organização do trabalho

O presente trabalho está organizado da forma a seguir. No Capítulo 2, os sistemas SISO (do inglês, *Single-Input Single-Output*) SC-FD e SISO OFDM serão analisados de forma detalhada, pois o entendimento desses sistemas é essencial para o entendimento do sistema 3G-LTE. No Capítulo 3 pretende-se descrever, sem muitos detalhes, algumas técnicas MIMO (do inglês, *Multiple-Input Multiple-Output*), dando ênfase nas técnicas de multiplexação espacial e no esquema de Alamouti. No Capítulo 4, o sistema 3G-LTE será apresentado. Em seguida, serão apresentados, no Capítulo 5, a estrutura do simulador e os resultados de simulações referentes à camada física de *uplink* do 3G-LTE. Por fim, o Capítulo 6 encerra o trabalho apresentando as conclusões.

1.5 Notação

Nesse trabalho, $\{\cdot\}^H$ denota o complexo conjugado transposto, enquanto que $\{\cdot\}^T$ é somente a transposição e $\{\cdot\}^*$ é somente o complexo conjugado. O produto de Kronecker é denotado por \otimes . O operador valor esperado é denotado por $\mathbf{E}\{\cdot\}$. Escalares e vetores são representados por letras minúsculas em itálico, mas os vetores estão em negrito (x e \mathbf{x}). Matrizes são representadas por letras maiúsculas e em negrito e itálico (\mathbf{X}). Quando se tem um vetor de vetores ou uma matriz de matrizes, é utilizado somente negrito (\mathbf{x} e \mathbf{X}). \mathbf{I}_N denota a matriz identidade $N \times N$, enquanto $\mathbf{0}_{N \times M}$ denota uma matriz nula com N linhas e M colunas. Uma matriz diagonal com elementos $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$ na diagonal principal será denotada por $\text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$. Os símbolos \mathbb{R}, \mathbb{C} representam os espaços real e complexo, respectivamente. A norma euclidiana é denotada por $\|\cdot\|_2$.

Capítulo 2

Sistemas SC-FD e OFDM (SISO)

2.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é descrever os sistemas SC-FD (do inglês, *Single-Carrier Frequency-Domain Equalization*) e OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), dando ênfase às suas semelhanças e diferenças. Neste trabalho, sempre que SC-FD ou OFDM forem mencionados ficará implícito que se está utilizando prefixo cíclico. Quando o prefixo não for cíclico, ele será explicitado. Neste capítulo, só serão abordados sistemas SISO (do inglês, *Single-Input Single-Output*), isto é, sistemas com uma entrada e uma saída.

No cenário de comunicações, o termo SISO é interpretado como um sistema com uma antena de transmissão e uma antena de recepção. É importante ter em mente que quando se utiliza um sistema SISO para modelar um cenário multi-usuário (por exemplo, o de telefonia móvel), o ruído presente na saída do canal ($\mathbf{v}(n)$, vide Figuras 2.1, 2.2 e 2.3) é composto de ruído e da interferência de outros usuários, conhecida como MAI (do inglês, *Multi-Access Interference*). Dessa forma, em algumas situações, ao considerar $\mathbf{v}(n)$ um processo branco pode-se estar cometendo um erro grave de modelamento, uma vez que quanto maior for a MAI, menos branco ele será (surge o que é conhecido como ruído colorido).

Este capítulo é de fundamental importância para o entendimento do sistema 3G-LTE, pois o *uplink* desse sistema é baseado em SC-FD e o *downlink* é baseado em OFDM (na verdade, são utilizadas versões desses dois sistemas que permitem múltiplo acesso aos recursos de rádio, como será visto no Capítulo 4).

Na Seção 2.2 e na Seção 2.3, são apresentados os sistemas SC-FD e OFDM, respectivamente. Nessas seções serão abordados os seguintes tópicos:

- Visão Geral – apresenta o diagrama de blocos do sistema;
- Modelagem Matemática – discute-se o sistema do ponto de vista numérico com o objetivo de derivar a expressão do estimador;
- Interpretação – discute-se o sistema do ponto de vista de processamento de sinais;
- Outras Implementações – sugere-se a escolha de prefixos não-cíclicos.

Em seguida, na Seção 2.4, pretende-se reforçar as semelhanças entre esses dois sistemas utilizando uma estrutura mais geral. Por fim, a Seção 2.5 compara os dois sistemas com respeito aos seguintes parâmetros: taxa de erro de *bits*, potência e perda de ortogonalidade das subportadoras.

2.2 SC-FD

2.2.1 Visão Geral

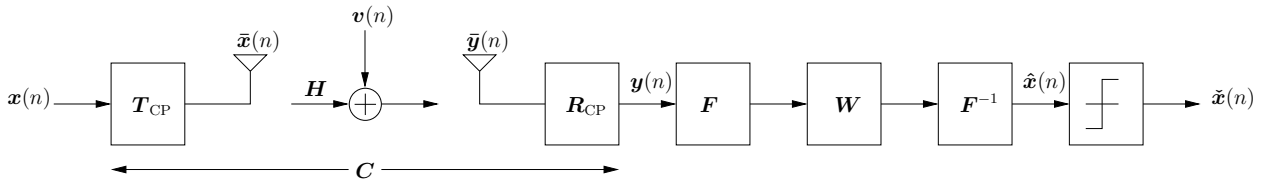


Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema SISO SC-FD.

A Figura 2.1 mostra o diagrama de blocos de um sistema SISO SC-FD. No transmissor, o prefixo cíclico (\mathbf{T}_{CP}) é inserido e, em seguida o sinal ($\tilde{\mathbf{x}}(n)$) é transmitido através do canal (\mathbf{H}). Na saída do canal, o ruído ($\mathbf{v}(n)$) é somado ao sinal (já convoluído com o canal). Chega no receptor uma versão ruidosa do sinal ($\tilde{\mathbf{y}}(n)$). O prefixo cíclico é removido (\mathbf{R}_{CP}). Aplica-se a Transformada de Fourier Discreta (DFT, representada por \mathbf{F}) para que o processo de equalização (\mathbf{W}) seja realizado no domínio da frequência. Por fim, aplica-se a Transformada Inversa de Fourier (IDFT, representada por \mathbf{F}^{-1}) gerando o símbolo estimado ($\hat{\mathbf{x}}(n)$) que entra no decisor. Note que \mathbf{F} é ortogonal, portanto $\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^H$.

2.2.2 Modelagem Matemática

Seja $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^M$ um bloco com M símbolos¹

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x_0(n) & x_1(n) & x_2(n) & \cdots & x_{M-1}(n) \end{bmatrix}^T. \quad (2.1)$$

Antes de transmitir, insere-se o prefixo cíclico que pega as últimas $D < M$ amostras e as repete no início do bloco. Dessa forma, após a inserção do prefixo cíclico, tem-se o bloco com $M + D$ símbolos

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \begin{bmatrix} x_{M-D}(n) & \cdots & x_{M-1}(n) & x_0(n) & \cdots & x_{M-1}(n) \end{bmatrix}^T, \quad (2.2)$$

onde $\bar{\mathbf{x}}(n) \in \mathbb{C}^{M+D}$. Pode-se modelar a transformação da Equação (2.1) para a Equação (2.2) de forma matricial

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{x}(n), \quad (2.3)$$

onde $\mathbf{T}_{\text{CP}} \in \mathbb{R}^{(M+D) \times M}$ é definido como

$$\mathbf{T}_{\text{CP}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{D \times (M-D)} & \mathbf{I}_D \\ & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Em seguida, o bloco é transmitido por um canal que tem comprimento de memória L e cuja resposta ao impulso é

$$\mathbf{h}(n) = \begin{bmatrix} h_0(n) & h_1(n) & \cdots & h_L(n) \end{bmatrix}^T, \quad (2.5)$$

onde foi considerado que o canal é invariante durante a transmissão de um bloco. É fácil verificar que por causa do processo de convolução, os primeiros L símbolos do bloco transmitido $\bar{\mathbf{x}}(n)$ são influenciados pelos últimos L símbolos do bloco anteriormente transmitido $\bar{\mathbf{x}}(n-1)$. Então, o sinal que chega ao receptor é

$$\bar{\mathbf{y}}(n) = \mathbf{H}_{\text{ISI}} \bar{\mathbf{x}}(n) + \mathbf{H}_{\text{IBI}} \bar{\mathbf{x}}(n-1) + \mathbf{v}(n), \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{H}_{\text{ISI}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ é a matriz de interferência inter-simbólica, sendo ela Toeplitz

¹Cada símbolo é proveniente de uma determinada constelação no plano complexo.

triangular inferior

$$\mathbf{H}_{\text{ISI}} = \begin{bmatrix} h_0(n) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_1(n) & h_0(n) & 0 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \\ h_L(n) & h_{L-1}(n) & & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & h_L(n) & & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_L(n) & \cdots & h_0(n) \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

$\mathbf{H}_{\text{IBI}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ é a matriz de interferência entre os blocos, sendo ela Toeplitz triangular superior

$$\mathbf{H}_{\text{IBI}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_L(n) & \cdots & h_2(n) & h_1(n) \\ & & & 0 & h_L(n) & \cdots & h_2(n) \\ & & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & & h_L(n) \\ & & & & & & 0 \\ 0 & & \cdots & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

e $\mathbf{v}(n)$ é o ruído do canal. A remoção do prefixo cíclico é feita (na entrada do receptor) por

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{R}_{\text{CP}} \bar{\mathbf{y}}(n), \quad (2.9)$$

onde $\mathbf{R}_{\text{CP}} \in \mathbb{R}^{M \times (M+D)}$ é definida como

$$\mathbf{R}_{\text{CP}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times D} & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Então, substituindo a Equação (2.6) na Equação (2.9), pode-se escrever

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{x}(n) + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{IBI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{x}(n) + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{v}(n), \quad (2.11)$$

onde a matriz \mathbf{R}_{CP} irá anular o efeito das primeiras D linhas de \mathbf{H}_{ISI} , \mathbf{H}_{IBI} e $\mathbf{v}(n)$ ².

Então, para $D \geq L$:

- A matriz \mathbf{R}_{CP} é responsável por eliminar a interferência entre os blocos;

²Por conveniência continuaremos usando $\mathbf{v}(n)$ no lugar de $\mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{v}(n)$, sem perda de generalidade.

- O produto das matrizes $\mathbf{R}_{\text{CP}}\mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{T}_{\text{CP}}$ resulta numa matriz circulante $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ tal que

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} h_0(n) & 0 & \cdots & h_L(n) & \cdots & h_2(n) & h_1(n) \\ h_1(n) & h_0(n) & \cdots & 0 & h_L(n) & \cdots & h_2(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & & \\ h_L(n) & h_{L-1}(n) & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & h_L(n) & & & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_L(n) & \cdots & & h_0(n) \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Então a Equação (2.11) se torna

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{C}\mathbf{x}(n) + \mathbf{v}(n). \quad (2.13)$$

O símbolo estimado antes da decisão é (veja Figura 2.1)

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{y}(n) = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{C}\mathbf{x}(n) + \mathbf{F}^{-1}\mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{v}(n) \quad (2.14)$$

onde $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ é a matriz unitária de Fourier definida como $\mathbf{F}_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{M}}e^{-j\frac{2\pi}{M}kl}$ e $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ se refere ao equalizador no domínio da frequência. É conveniente definir $\mathbf{K} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{W}\mathbf{F}$, tal que $\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{K}\mathbf{y}(n)$, ou seja,

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{K}\mathbf{C}\mathbf{x}(n) + \mathbf{K}\mathbf{v}(n). \quad (2.15)$$

Agora, o problema de estimação linear é: encontrar os coeficientes do equalizador que minimizam o erro quadrático médio (MSE, do inglês *Mean Square Error*). Esse critério de otimização é conhecido como MMSE (do inglês, *Minimum Mean Square Error*) e será agora utilizado. Primeiramente, define-se o MSE como

$$\varepsilon = \mathbb{E}\{\|\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)\|_2^2\} = \mathbb{E}\{[\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)]^T[\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)]\}, \quad (2.16)$$

Usando a Equação (2.15) e considerando que $\mathbf{x}(n)$ e $\mathbf{v}(n)$ são descorrelacionados com matrizes de correlação $\mathbf{R}_{xx} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\} = \sigma_x^2\mathbf{I}_M$ e $\mathbf{R}_{vv} = \mathbb{E}\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^H(n)\} = \sigma_v^2\mathbf{I}_M$ (isto é, ambos os processos são brancos), respectivamente, a solução linear ótima \mathbf{K}_o é tal que

$$\mathbf{K}_o = \arg \min_{\mathbf{K}} \{\varepsilon\}, \quad (2.17)$$

cuja solução é dada por [6]:

$$\mathbf{K}_o = \mathbf{R}_{xy} \mathbf{R}_{yy}^{-1}. \quad (2.18)$$

Uma vez que $\mathbf{R}_{xy} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{y}^H(n)\} = \sigma_x^2 \mathbf{C}^H$ e $\mathbf{R}_{yy} = \mathbb{E}\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^H(n)\} = \sigma_x^2 \mathbf{C} \mathbf{C}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_M$, pode-se reescrever a Equação (2.18) como

$$\mathbf{W}_o = \mathbf{F} \mathbf{K}_o \mathbf{F}^{-1} = \sigma_x^2 \mathbf{F} \mathbf{C}^H (\sigma_x^2 \mathbf{F} \mathbf{C} \mathbf{C}^H + \sigma_v^2 \mathbf{F})^{-1}. \quad (2.19)$$

A expressão para o equalizador pode ser escrita de um modo mais interessante invocando o resultado conhecido [7]: $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{F} \mathbf{C} \mathbf{F}^{-1} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$ onde $\mathbf{\Lambda} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ é uma matriz diagonal. De fato, através da substituição de \mathbf{C} por $\mathbf{F}^{-1} \mathbf{\Lambda} \mathbf{F}$ na Equação (2.19) chega-se em

$$\mathbf{W}_o = \sigma_x^2 \mathbf{\Lambda}^H (\sigma_x^2 \mathbf{\Lambda} \mathbf{\Lambda}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \quad (2.20)$$

que é também uma matriz diagonal. Então, o processo de equalização envolve somente produtos entre termos escalares (um único coeficiente para cada símbolo do bloco). O m -ésimo símbolo (onde $0 \leq m \leq M - 1$) do n -ésimo bloco é estimado pela multiplicação do símbolo $x_m(n)$ com o coeficiente do equalizador $w_o(m)$, onde

$$w_o(m) = \frac{\lambda_m^*}{\lambda_m \lambda_m^* + \frac{\sigma_v^2}{\sigma_x^2}} = \frac{\lambda_m^*}{|\lambda_m|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}. \quad (2.21)$$

Note que para uma SNR (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) elevada, o estimador MMSE se torna um estimador ZF³ (do inglês, *Zero Forcing*): $w_o(m) = \frac{1}{\lambda_m}$. Além disso, é importante notar que $w_o(m) = w_o(m, n)$, uma vez que $\lambda_m = \lambda_m(n)$, pois $\lambda_m(n)$ é uma função da resposta ao impulso do canal $\mathbf{h}(n)$ do n -ésimo bloco transmitido, como é mais evidente pela expressão [7]

$$\boldsymbol{\lambda} = \sqrt{M} \mathbf{F} \begin{bmatrix} \mathbf{h}(n) \\ \mathbf{0}_{(M-L-1) \times 1} \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

onde

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\boldsymbol{\lambda}\}. \quad (2.23)$$

³O estimador ZF é aquele que inverte os efeitos do canal sem se preocupar com o ruído. Como o modelo de canal digital modela o multi-percurso, ele pode ser visto como um filtro FIR (só tem zeros fora da origem). Daí o nome ZF para esse tipo de estimador.

2.2.3 Interpretação

O objetivo desta subseção é interpretar, do ponto de vista de processamento de sinais, o que foi apresentado na Subseção 2.2.2.

Prefixo Cíclico

O primeiro tópico a ser abordado é a utilização do prefixo cíclico. Vimos, matematicamente, que ele é importante para remoção de IBI e para transformar a matriz do canal (Toeplitz) em uma matriz circulante.

A remoção de IBI é conseguida simplesmente através da remoção do prefixo cíclico que foi inserido no transmissor, portanto qualquer outra forma de prefixo com comprimento maior ou igual à memória do canal também removerá o IBI. Em outras palavras, inserir um prefixo e posteriormente descartá-lo é equivalente a ter um intervalo de guarda no bloco (que previne a interferência entre eles).

Transformar a matriz do canal em uma matriz circulante é equivalente a tornar o canal periódico e, com isso, trocar a convolução linear pela convolução circular. Na verdade, como o prefixo cíclico é inserido no sinal a ser transmitido, então quem fica aparentemente periódico é o sinal, e não o canal (considerando o que acontece fisicamente no sistema). Estritamente falando, o sinal (já com o CP) não será periódico. Porém, pelo fato do CP ter comprimento maior que a memória do canal, este enxerga o sinal como se fosse periódico. Portanto, pode-se concluir que a inserção do CP no sinal “engana” o canal e faz com que a convolução linear possa ser calculada através da convolução circular que por sua vez pode ser calculada no domínio da frequência através de um simples produto das respostas em frequência do sinal e do canal.

Note que o que foi dito acima pode ser interpretado como Sobreposição e Armazenamento (*Overlap-and-Save*) [8], pois realiza-se a convolução circular no domínio da frequência (simples produto, como já foi dito no parágrafo anterior) e não há sobreposição entre os blocos, após a convolução com o canal. No Capítulo 3 de [5] encontram-se mais detalhes sobre os métodos de Sobreposição e Soma (*Overlap-and-Add*) e Sobreposição e Armazenamento.

Equalização no Domínio da Frequência

Mostrou-se, matematicamente, que a equalização no domínio da frequência é bastante simples (apenas uma multiplicação por um escalar) e, aplicar DFT e IDFT não é

computacionalmente custoso, uma vez que existem implementações rápidas, FFT e IFFT, respectivamente.

2.2.4 Outras Implementações

Na Subseção 2.2.3, quando o CP foi abordado, concluiu-se que através do CP consegue-se:

- Remoção de IBI.
- Complexidade baixa do receptor, visto que a convolução linear é calculada através da convolução circular que por sua vez é obtida a partir do produto das respostas em frequência do sinal e do canal (produtos entre termos escalares, i.e., ponto-a-ponto).

Por outro lado, como o sinal na saída do canal é obtido pelo simples produto das respostas em frequência (do canal e do sinal), então nas frequências onde o canal tiver zeros haverá uma forte atenuação do sinal e as informações nessas faixas de frequência serão perdidas. Note que o equalizador requer a inversão da matriz $\mathbf{\Lambda}$ que, devido aos zeros do canal, será singular (logo, não-inversível). Portanto, não haverá como recuperar (estimar) os símbolos que estiverem nessas faixas de frequência coincidentes com os zeros do canal.

Então, conclui-se que a utilização do CP torna a performance do sistema, com respeito a BER, sensível aos zeros do canal.

Uma solução para resolver esse problema, tornando o sistema imune aos zeros do canal, é a utilização de um prefixo zero [8] (ZP – do inglês, *Zero Prefix* ou *Zero Padding*) ao invés do CP.

O ZP é um prefixo que deve ter comprimento maior (ou igual) que a memória do canal, assim como o CP, e cujos elementos são todos zeros. O ZP remove o IBI, mas não torna o canal circulante. Na verdade, o canal continua sendo uma matriz Toeplitz que, nesse caso, será sempre inversível, ao contrário da matriz $\mathbf{\Lambda}$.

Portanto, a principal vantagem do ZP sobre o CP, é a possibilidade de recuperar os símbolos transmitidos mesmo nas frequências dos zeros do canal. Outra vantagem do ZP é que, pelo fato do prefixo ser formado somente por zeros (não carregam energia), a potência de transmissão é menor. Por outro lado, a complexidade computacional (do receptor) do ZP é maior, pois o equalizador não será uma matriz diagonal.

2.3 OFDM

2.3.1 Visão Geral

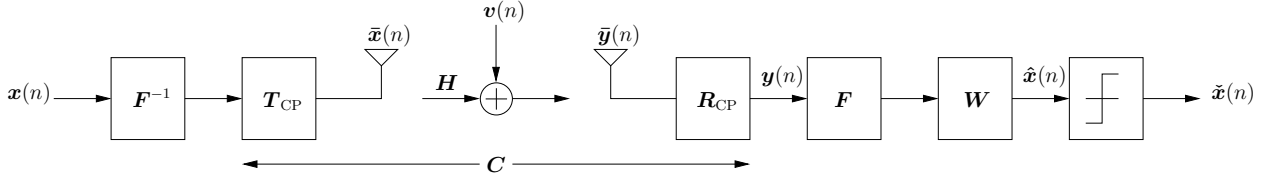


Figura 2.2: Diagrama de blocos do sistema SISO OFDM.

A Figura 2.2 mostra o diagrama de blocos de um sistema SISO OFDM. No transmissor aplica-se uma IFFT (\mathbf{F}^{-1}), insere-se o prefixo cíclico (\mathbf{T}_{CP}) e, em seguida o sinal ($\tilde{\mathbf{x}}(n)$) é transmitido através do canal (\mathbf{H}). Na saída do canal, o ruído ($\mathbf{v}(n)$) é somado ao sinal (já convoluído com o canal). Chega no receptor uma versão ruidosa do sinal ($\tilde{\mathbf{y}}(n)$). O prefixo cíclico é removido (\mathbf{R}_{CP}). Aplica-se a Transformada de Fourier Discreta (\mathbf{F}) e realiza-se a equalização (\mathbf{W}) que gera os símbolos estimados ($\hat{\mathbf{x}}(n)$) que vão para o decisor.

Note que o OFDM é constituído dos mesmos blocos do SC-FD. A única diferença é que no OFDM, a IFFT é realizada no transmissor, enquanto no SC-FD, ela é realizada no receptor.

2.3.2 Modelagem Matemática

A modelagem matemática para o sistema SISO OFDM é bem parecida com a que foi realizada na Subsecção 2.2.2 para o SISO SC-FD.

Seja $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^M$ um bloco com M símbolos⁴

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x_0(n) & x_1(n) & x_2(n) & \cdots & x_{M-1}(n) \end{bmatrix}^T. \quad (2.24)$$

Antes de transmitir, há uma pré-codificação através da IFFT (lembrando que $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ é a matriz unitária de Fourier definida como $\mathbf{F}_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\frac{2\pi}{M}kl}$) e, em seguida insere-se o prefixo cíclico que pega as últimas $D < M$ amostras e as repete no início do bloco. Dessa forma, após a inserção do prefixo cíclico, tem-se o novo bloco com $M + D$ símbolos

⁴Cada símbolo é proveniente de uma determinada constelação no plano complexo.

(no domínio da frequência)

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \begin{bmatrix} X_{M-D}(n) & \cdots & X_{M-1}(n) & X_0(n) & \cdots & X_{M-1}(n) \end{bmatrix}^T, \quad (2.25)$$

onde $\bar{\mathbf{x}}(n) \in \mathbb{C}^{M+D}$ e

$$\begin{bmatrix} X_0(n) & \cdots & X_{M-1}(n) \end{bmatrix}^T = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}(n). \quad (2.26)$$

Pode-se modelar a transformação da Equação (2.24) para a Equação (2.25) de forma matricial

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}(n), \quad (2.27)$$

onde $\mathbf{T}_{\text{CP}} \in \mathbb{R}^{(M+D) \times M}$ já foi definido pela Equação (2.4).

Em seguida, o bloco é transmitido por um canal que tem comprimento de memória L e cuja resposta ao impulso é

$$\mathbf{h}(n) = \begin{bmatrix} h_0(n) & h_1(n) & \cdots & h_L(n) \end{bmatrix}^T, \quad (2.28)$$

onde foi considerado que o canal é invariante durante a transmissão de um bloco. É fácil verificar que por causa do processo de convolução, os primeiros L símbolos do bloco transmitido $\bar{\mathbf{x}}(n)$ são influenciados pelos últimos L símbolos do bloco anteriormente transmitido $\bar{\mathbf{x}}(n-1)$. Então, o sinal que chega ao receptor é

$$\bar{\mathbf{y}}(n) = \mathbf{H}_{\text{ISI}} \bar{\mathbf{x}}(n) + \mathbf{H}_{\text{IBI}} \bar{\mathbf{x}}(n-1) + \mathbf{v}(n), \quad (2.29)$$

onde $\mathbf{H}_{\text{ISI}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ é a mesma matriz de interferência inter-simbólica (Toeplitz triangular inferior) definida na Equação (2.7), $\mathbf{H}_{\text{IBI}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ é a matriz de interferência entre os blocos (Toeplitz triangular superior) definida na Equação (2.8) e $\mathbf{v}(n)$ é o ruído do canal. A remoção do prefixo cíclico é feita (na entrada do receptor) por

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{R}_{\text{CP}} \bar{\mathbf{y}}(n), \quad (2.30)$$

onde $\mathbf{R}_{\text{CP}} \in \mathbb{R}^{M \times (M+D)}$ foi definida na Equação (2.10).

Então, substituindo a Equação (2.29) na Equação (2.32), pode-se escrever

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}(n) + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{IBI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}(n) + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{v}(n), \quad (2.31)$$

onde a matriz \mathbf{R}_{CP} irá zerar as primeiras D linhas de \mathbf{H}_{ISI} , \mathbf{H}_{IBI} e $\mathbf{v}(n)$ ⁵.

Então, para $D \geq L$:

⁵Por conveniência continuaremos usando $\mathbf{v}(n)$ no lugar de $\mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{v}(n)$, sem perda de generalidade.

- A matriz \mathbf{R}_{CP} é responsável por eliminar a interferência entre os blocos;
- O produto das matrizes $\mathbf{R}_{\text{CP}}\mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{T}_{\text{CP}}$ resulta numa matriz circulante $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ que foi definida na Equação (2.12).

Então a Equação (2.31) se torna

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{C}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{x}(n) + \mathbf{v}(n). \quad (2.32)$$

O símbolo estimado antes da decisão é (veja Figura 2.2)

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{C}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{x}(n) + \mathbf{W}\mathbf{F}\mathbf{v}(n) \quad (2.33)$$

É conveniente definir $\mathbf{K} = \mathbf{W}\mathbf{F}$ e $\mathbf{A} = \mathbf{C}\mathbf{F}^{-1}$, tal que $\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{K}\mathbf{y}(n)$, ou seja,

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{K}\mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{K}\mathbf{v}(n). \quad (2.34)$$

Agora, o problema de estimação linear é: encontrar os coeficientes do equalizador que minimizam o erro quadrático médio (MSE, do inglês *Mean Square Error*). Esse critério de otimização é conhecido como MMSE (do inglês, *Minimum Mean Square Error*) e será agora utilizado. Primeiramente, define-se o MSE como

$$\varepsilon = \mathbb{E}\{\|\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)\|_2^2\} = \mathbb{E}\{[\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)]^{\mathcal{H}}[\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)]\}, \quad (2.35)$$

Usando a Equação (2.34) e considerando que $\mathbf{x}(n)$ e $\mathbf{v}(n)$ são descorrelacionados com matrizes de correlação $\mathbf{R}_{xx} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_x^2\mathbf{I}_M$ e $\mathbf{R}_{vv} = \mathbb{E}\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_v^2\mathbf{I}_M$ (isto é, ambos os processos são brancos), respectivamente, a solução linear ótima \mathbf{K}_o é tal que

$$\mathbf{K}_o = \arg \min_{\mathbf{K}} \{\varepsilon\}, \quad (2.36)$$

cuja solução é dada por [6]:

$$\mathbf{K}_o = \mathbf{R}_{xy}\mathbf{R}_{yy}^{-1}. \quad (2.37)$$

Uma vez que $\mathbf{R}_{xy} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_x^2\mathbf{A}^{\mathcal{H}}$ e $\mathbf{R}_{yy} = \mathbb{E}\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_x^2\mathbf{A}\mathbf{A}^{\mathcal{H}} + \sigma_v^2\mathbf{I}_M$, pode-se reescrever a Equação (2.37) como

$$\mathbf{W}_o = \mathbf{K}_o\mathbf{F}^{-1} = \sigma_x^2\mathbf{F}\mathbf{C}^{\mathcal{H}}(\sigma_x^2\mathbf{C}\mathbf{C}^{\mathcal{H}} + \sigma_v^2\mathbf{I}_M)^{-1}\mathbf{F}^{-1}. \quad (2.38)$$

A expressão para o equalizador pode ser escrita de um modo mais interessante invocando o resultado conhecido [7]: $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{F}\mathbf{C}\mathbf{F}^{-1} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$ onde $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ é

uma matriz diagonal. De fato, através da substituição de \mathbf{C} por $\mathbf{F}^{-1}\mathbf{\Lambda}\mathbf{F}$ na Equação (2.38) chega-se em

$$\mathbf{W}_o = \sigma_x^2 \mathbf{\Lambda}^H (\sigma_x^2 \mathbf{\Lambda} \mathbf{\Lambda}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \quad (2.39)$$

que é também uma matriz diagonal. Então, o processo de equalização envolve somente termos escalares (um único coeficiente para cada símbolo do bloco). O m -ésimo símbolo (onde $0 \leq m \leq M-1$) do n -ésimo bloco é estimado pela multiplicação do símbolo $x_m(n)$ com o coeficiente do equalizador $w_o(m)$, onde

$$w_o(m) = \frac{\lambda_m^*}{\lambda_m \lambda_m^* + \frac{\sigma_v^2}{\sigma_x^2}} = \frac{\lambda_m^*}{|\lambda_m|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}. \quad (2.40)$$

Note que para uma SNR elevada, o estimador MMSE se torna um estimador ZF: $w_o(m) = \frac{1}{\lambda_m}$. Além disso, é importante notar que $w_o(m) = w_o(m,n)$, uma vez que $\lambda_m = \lambda_m(n)$, pois $\lambda_m(n)$ é uma função da resposta ao impulso do canal $\mathbf{h}(n)$ do n -ésimo bloco transmitido, como é mais evidente pela expressão [7]

$$\boldsymbol{\lambda} = \sqrt{M} \mathbf{F} \begin{bmatrix} \mathbf{h}(n) \\ \mathbf{0}_{(M-L-1) \times 1} \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

onde

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\boldsymbol{\lambda}\}. \quad (2.42)$$

2.3.3 Interpretação

O objetivo desta subseção é tentar interpretar, do ponto de vista de processamento de sinais, o que foi apresentado na Subseção 2.3.2.

Prefixo Cíclico

Em resumo, pode-se concluir, assim como foi feito para o SC-FD, que a inserção do CP no sinal “engana” o canal e faz com que a convolução linear possa ser calculada através da convolução circular que por sua vez pode ser calculada no domínio da frequência através de um simples produto das respostas em frequência do sinal e do canal (para mais detalhes, vide Subseção 2.2.3).

Equalização

A abordagem usada na Subseção 2.3.2 para derivar a expressão do estimador para OFDM foi escolhida por ser a mesma que foi realizada na Subseção 2.2.2 para derivar o estimador para o SC-FD. Com isso, pretendeu-se mostrar a semelhança dos dois sistemas.

Contudo, para o caso OFDM é possível uma abordagem mais direta. A Equação (2.32) representa o sinal antes de passar pela DFT (veja Figura 2.2). Seja $\mathbf{u}(n)$ o sinal na entrada do equalizador. Pode-se escrever:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}(n) &= \mathbf{F}\mathbf{y}(n) \\ &= \mathbf{F}\mathbf{C}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{x}(n) + \mathbf{F}\mathbf{v}(n) \\ &= \mathbf{\Lambda}\mathbf{x}(n) + \mathbf{v}'(n),\end{aligned}\tag{2.43}$$

onde $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{F}\mathbf{C}\mathbf{F}^{-1}$ é uma matriz diagonal e $\mathbf{v}'(n) = \mathbf{F}\mathbf{v}(n)$ é a parcela de ruído em $\mathbf{u}(n)$ (note que, como \mathbf{F} é unitária, a potência do ruído não se altera).

A Equação (2.43) mostra que o sistema equivalente (ou canal equivalente) que é visto pelo equalizador é dado por $\mathbf{\Lambda}$. Portanto, inverter o canal equivalente (estimador ZF) é fácil. Conclusão: $w_o(m) = \frac{1}{\lambda_m}$, onde $m = 0, 1, \dots, M - 1$.

2.3.4 Outras Implementações

Nesta subseção serão utilizados os mesmos argumentos apresentados para o SC-FD na Subseção 2.2.4.

Na Subseção 2.3.3, quando o CP foi abordado, concluiu-se que através do CP consegue-se:

- Remoção de IBI.
- Complexidade baixa do receptor, visto que a convolução linear é calculada através da convolução circular que por sua vez é obtida a partir do produto das respostas em frequência do sinal e do canal (produtos entre escalares).

Por outro lado, como o sinal na saída do canal é obtido pelo simples produto das respostas em frequência (do canal e do sinal), então nas frequências onde o canal tiver zeros haverá uma forte atenuação do sinal e as informações (símbolos) nessas faixas de frequência serão perdidas (irão para zero). Note que o equalizador requer a inversão da matriz $\mathbf{\Lambda}$ que,

devido aos zeros do canal, será singular (logo, não-inversível). Portanto, não haverá como recuperar (estimar) os símbolos que estiverem nessas faixas de frequência (subportadoras) coincidentes com os zeros do canal.

Então, conclui-se que a utilização do CP torna a performance do sistema, com respeito a BER, sensível aos zeros do canal. Contudo, pode-se reduzir essa limitação utilizando codificação de canal e/ou *Power Loading* que é um esquema de alocação de potência nas subportadoras (para poder aplicar esse esquema é necessário CSI no transmissor; isso é, normalmente, muito custoso).

Uma solução para resolver esse problema, tornando o sistema imune aos zeros do canal, é a utilização de um prefixo zero [8] (ZP – do inglês, *Zero Prefix* ou *Zero Padding*) ao invés do CP.

O ZP é um prefixo que deve ter comprimento maior (ou igual) que a memória do canal, assim como o CP, e cujos elementos são todos zeros. O ZP remove o IBI, mas não torna o canal circulante. Na verdade, o canal continua sendo uma matriz Toeplitz que, nesse caso, será sempre inversível, ao contrário da matriz \mathbf{A} .

Portanto, a principal vantagem do ZP sobre o CP, é a possibilidade de recuperar os símbolos transmitidos mesmo nas frequências dos zeros do canal. Outra vantagem do ZP é que, pelo fato do prefixo ser formado somente por zeros (não carregam energia), a potência de transmissão é menor. Por outro lado, a complexidade computacional (do receptor) do ZP é maior, pois o equalizador não será uma matriz diagonal.

2.4 Estrutura Geral

As semelhanças entre OFDM e SC-FD ficam ainda mais claras considerando a estrutura geral apresentada na Figura 2.3. Nessa figura, a influência do CP já está inserida na matriz do canal, portanto \mathbf{C} é circulante. Cabe ressaltar que a notação utilizada nas seções anteriores foi mantida nesse diagrama de blocos. Portanto, as únicas novidades são: a matriz de pré-codificação (\mathbf{T}) e a matriz de pós-codificação (\mathbf{T}^H).

Dentro desse *framework* mais genérico (proposto em [9]), escolhendo $\mathbf{T} = \mathbf{F}$ tem-se o SC-FD. Fazendo $\mathbf{T} = \mathbf{I}$ tem-se o OFDM.

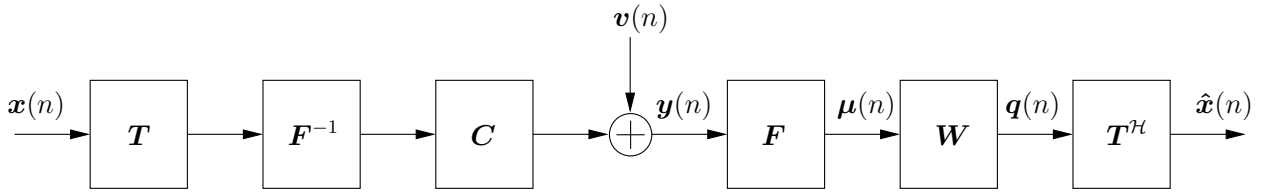


Figura 2.3: Diagrama de blocos da estrutura geral.

2.5 Comparações entre SC-FD e OFDM

O objetivo desta seção é comparar os sistemas SC-FD e OFDM (ambos SISO) com relação às seguintes figuras de mérito:

- BER (*Bit Error Rate*) – taxa de erro de *bit*
- PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) – razão entre as potências de pico e média
- CFO (*Carrier Frequency Offset*) – desvio de portadora

2.5.1 BER

A forma como os dados são transmitidos através do canal influencia diretamente na BER.

No OFDM (vide Figura 2.2), a transmissão ocorre no domínio da frequência. Cada subportadora contém a informação de um único símbolo proveniente de uma determinada constelação. Ao passar pelo canal, a resposta em frequência do sinal OFDM é multiplicada pela resposta em frequência do canal. Se o canal tiver zeros na sua banda de passagem, as subportadoras que estiverem próximas desses zeros serão fortemente atenuadas e, conseqüentemente, os símbolos contidos nessas subportadoras serão perdidos.

Já no SC-FD (vide Figura 2.1), a transmissão ocorre no domínio do tempo. Portanto, os símbolos estão espalhados por todo o espectro. Conseqüentemente, se o canal tiver zeros na faixa de passagem, as subportadoras (o mais correto seria falar a faixa de frequências) próximas desses zeros serão fortemente atenuadas. Contudo, como os símbolos estão espalhados ao longo de todo o espectro, mesmo com a perda dessa faixa de frequências, os símbolos ainda conseguem ser recuperados através das outras subportadoras.

Portanto, conclui-se que o SC-FD é menos sensível à presença de zeros no canal.

Conseqüentemente, sua BER será (em geral) menor. É importante ressaltar que essas comparações são referentes aos sistemas SC-FD e OFDM, ambos sem codificação de canal.

As Figuras 2.4, 2.5, 2.6 e 2.7 comparam a performance de BER para os sistemas SC-FD e OFDM, consirando diferentes tamanhos de CP e, para cada um dos sistemas, os dois tipos de equalizadores (ZF e MMSE) foram considerados. Foi utilizado um canal (de 10 coeficientes) invariante no tempo dado por:

$$h = [0.77 + 0.38j \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.58j \ -0.58 - 0.67j].$$

Além disso, considerou-se a transmissão ocupando toda a banda e constelação QPSK.

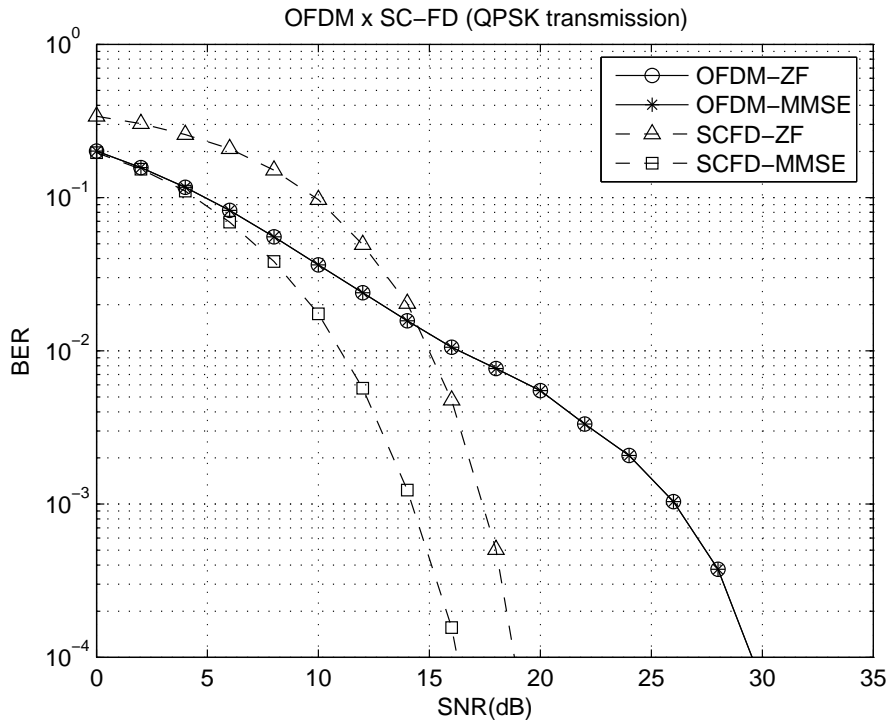


Figura 2.4: BER usando CP com comprimento igual à memória do canal.

Comparando as Figuras 2.4 e 2.5 pode-se reparar que a utilização de um Prefixo Cíclico com comprimento maior que a memória do canal não traz nenhum benefício extra. Ou seja, utilizar um CP com o mesmo comprimento da memória do canal seria a situação ideal, pois tem-se boa performance e a menor inserção de redundância (que mantém essa performance), conseqüentemente, maior taxa de transmissão de dados (*throughput*).

Comparando as Figuras 2.4, 2.6 e 2.7 nota-se que a utilização de um Prefixo Cíclico com comprimento menor que a memória do canal gera uma perda de performance. Quanto

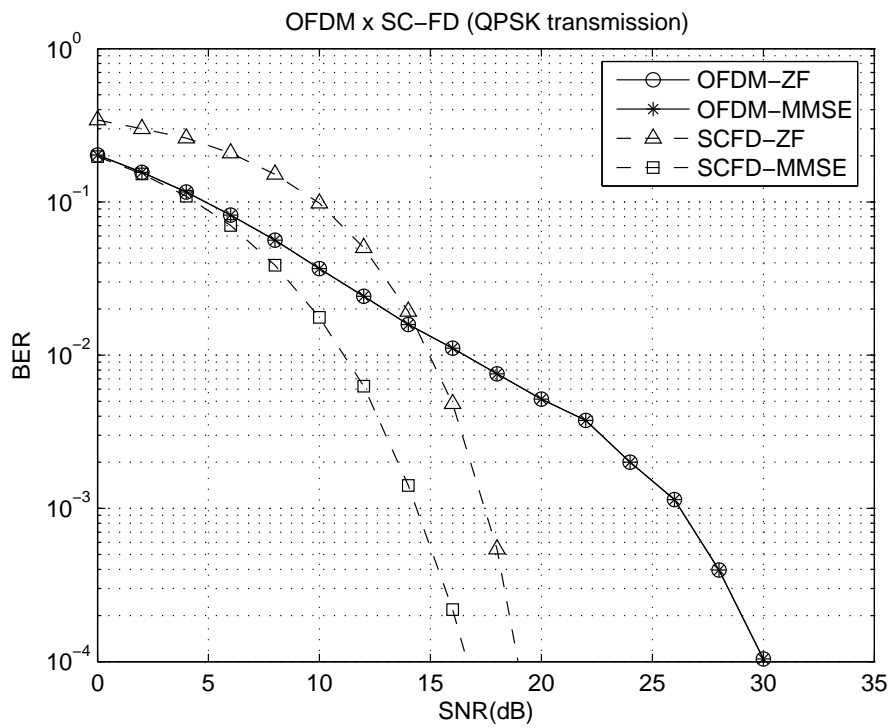


Figura 2.5: BER usando CP com comprimento igual à memória do canal mais 3.

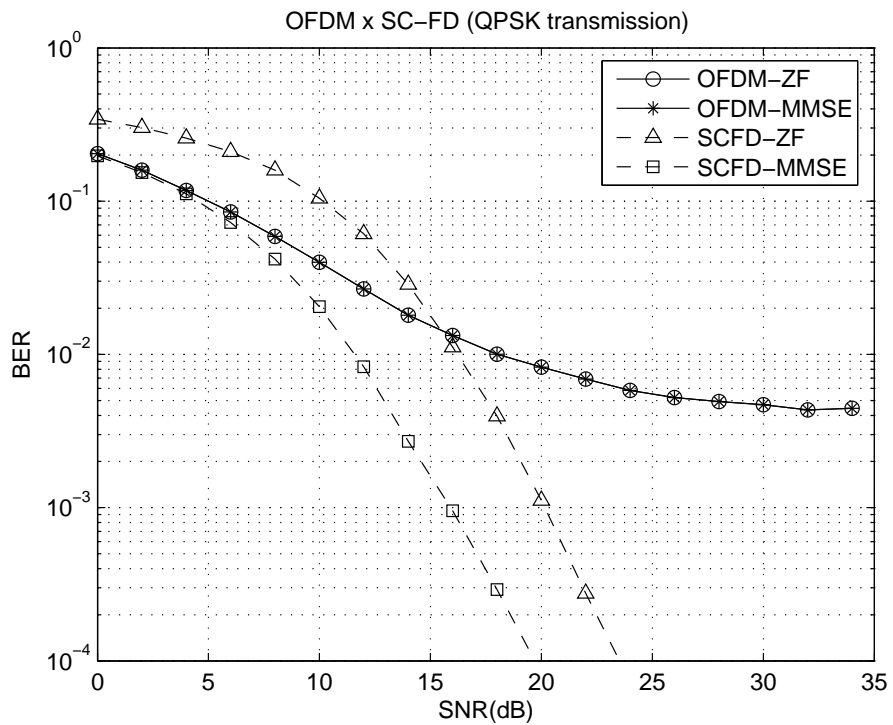


Figura 2.6: BER usando CP com comprimento igual à memória do canal menos 1.

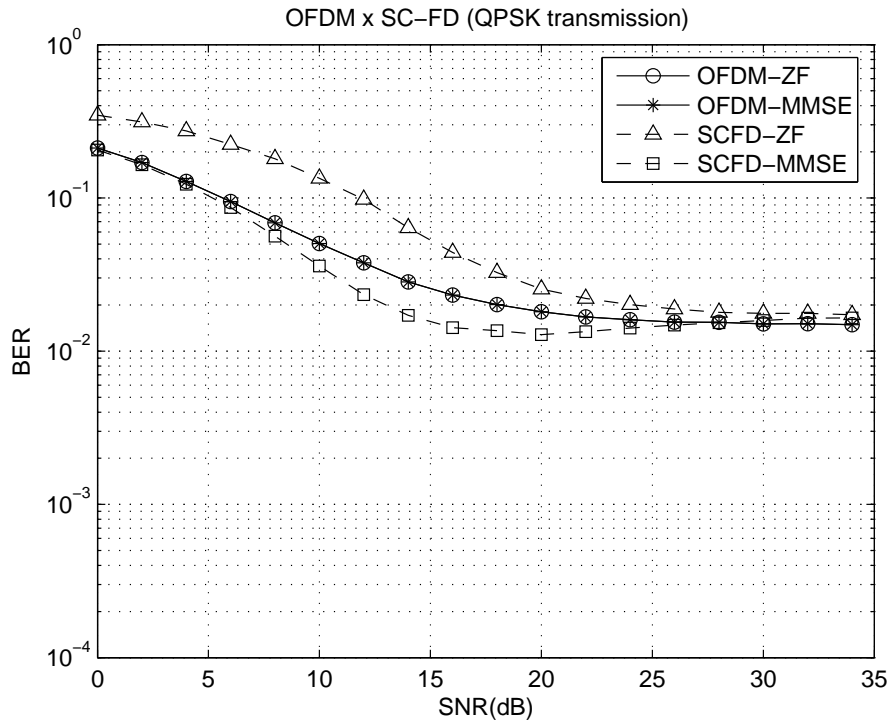


Figura 2.7: BER usando CP com comprimento igual à memória do canal menos 4.

menor for o comprimento do CP, pior a performance de BER. Esse comportamento era esperado, pois os efeitos de ISI tornam o equalizador (de apenas um *tap*) menos eficiente (porque a matriz de canal não é mais diagonal).

É importante ressaltar alguns pontos presentes em todas as figuras:

- A BER do SC-FD foi menor que a do OFDM, conforme já havia sido previsto.
- As duas curvas de BER do OFDM referentes aos dois tipos de equalizadores (ZF e MMSE) são iguais para os cenários simulados. Isso ocorreu porque a constelação utilizada foi QPSK (vide [9]).

2.5.2 PAPR

O PAPR (do inglês, *Peak-to-Average Power Ratio*) é a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal. O sinal OFDM tem um PAPR alto, pois como suas subportadoras possuem fases independentes, elas freqüentemente se combinarão de forma construtiva. Já o sinal SC-FD utiliza apenas uma subportadora. Conseqüentemente, seu PAPR será menor

(depende só de uma senóide).

Um PAPR elevado significa que os componentes eletrônicos do sistema serão mais caros, em especial:

- DAC (do inglês, *Digital-to-Analog Converter*) presente no transmissor deverá ter alta resolução.
- ADC (do inglês, *Analog-to-Digital Converter*) presente no receptor deverá ter alta resolução.
- Amplificadores: precisam ter uma faixa dinâmica grande (para não ocorrer saturação, por exemplo) e, devem ser lineares (para evitar o efeito de intermodulação).

O efeito de intermodulação, conhecido também como IMD (do inglês, *InterModulation Distortion*), ocorre quando há alguma não linearidade no circuito (em especial nos amplificadores). Mais detalhadamente, o sinal OFDM é composto por uma soma de senóides (subportadoras). Se houver alguma não-linearidade, por exemplo, que eleve o sinal ao quadrado, aparecerão novas frequências (correspondentes ao produto das frequências do sinal OFDM) que não serão harmônicas das frequências das senóides originais. Os principais problemas que o IMD traz são: pode causar ISI e gera energia fora da banda de transmissão, interferindo em outros serviços.

De fato, os artigos [10] e [11] apontam o PAPR como sendo o fator determinante da escolha de um sistema SC-FD para aplicações com limitações de potência, como é o caso da transmissão *uplink* do cenário de telefonia móvel.

2.5.3 CFO

Desvio de portadora e *offset* de portadora são outras denominações para CFO (do inglês, *Carrier Frequency Offset*). Esse fenômeno ocorre quando, por algum motivo, há a perda de ortogonalidade entre as subportadoras. Esses motivos podem ser [12].:

- Desajuste entre os osciladores do transmissor e do receptor.
- Efeito Doppler: quando há algum tipo de movimentação, o sinal emitido pelo transmissor em uma dada frequência é percebido em outra frequência no receptor. Essa movimentação pode ser por parte do transmissor, do receptor ou, até mesmo, do meio de propagação da onda (embora seja pouco provável, do ponto de vista físico).

Embora existam técnicas para compensar o Efeito Doppler no receptor, elas acabam sendo evitadas por serem complexas.

Tanto o SC-FD quanto o OFDM são baseados em uma transformada ortogonal (DFT). Então, quando essa ortogonalidade é perdida surge um novo tipo de interferência denominada ICI (do inglês, *Inter-Carrier Interference*), logo o desempenho de ambos os sistemas cai. Contudo, para o OFDM esse problema é maior, pois os símbolos estão localizados nas subportadoras, enquanto no SC-FD eles estão espalhados por todas as subportadoras. Para ficar mais claro, considere que a subportadora na frequência f_c sofreu um deslocamento de δ_{f_c} . Para o OFDM, o símbolo contido nessa subportadora vai estar deslocado de δ_{f_c} . Já para o SC-FD, apenas uma parte do símbolo contida nessa subportadora será deslocada.

Capítulo 3

MIMO

3.1 Introdução

Neste capítulo serão considerados os sistemas com múltiplas antenas no transmissor e no receptor, denominados sistemas MIMO (do inglês, *Multiple-Input Multiple-Output*). A principal diferença entre os sistemas SISO e MIMO é que, para o primeiro existem duas dimensões que podem ser exploradas na transmissão (tempo e frequência), enquanto que para o segundo existem três (tempo, frequência e espaço).

Os sistemas MIMO, dependendo da forma de transmissão da informação, podem ser divididos em dois tipos:

- Transmissão com Multiplexação Espacial – SM (do inglês, *Spatial Multiplexing*) – ocorre quando o sistema utiliza as suas múltiplas antenas para a transmissão de dados independentes entre si. Portanto, esse tipo de técnica tem por objetivo aumentar a taxa de transmissão (*throughput*) do sistema.
- Transmissão com Diversidade ocorre quando há redundância entre as informações transmitidas pelas antenas. Para gerar essa redundância é utilizado um pré-codificador no transmissor. Dependendo das dimensões que o pré-codificador explora (codifica), essa transmissão com diversidade pode ser do tipo:
 - STBC (do inglês, *Space-Time Block Coding*): quando a pré-codificação envolve as dimensões espaço e tempo.
 - SFBC (do inglês, *Space-Frequency Block Coding*): quando a pré-codificação envolve as dimensões espaço e frequência.

- STFBC (do inglês, *Space-Time-Frequency Block Coding*): quando as três dimensões são exploradas pelo pré-codificador.

Como no *uplink* do 3G-LTE não há possibilidade de utilizar técnicas MIMO, este capítulo será mais conciso que os demais. Na Seção 3.2 será abordada a Transmissão com Multiplexação Espacial e na Seção 3.3, um esquema simples e engenhoso de Transmissão com Diversidade, denominado esquema de Alamouti [13], será apresentado.

3.2 *Spatial Multiplexing* (SM)

3.2.1 Visão Geral

A Figura 3.1 mostra que o SM SC-FD é muito similar a vários sistemas SISO SC-FDs em paralelo. De fato, os blocos constituintes são os mesmos da Figura 2.1. As novidades são:

- Para cada possível combinação de antena transmissora com antena receptora há um canal diferente. Essa conexão (interseção) entre os diferentes canais dá origem ao que é conhecido como interferência co-canal, representada pelas matrizes de convolução do canal $\mathbf{H}_{r,t}$, com $t \neq r$, $1 \leq r \leq R$ e $1 \leq t \leq T$.
- O equalizador \mathbf{W} leva em consideração a informação recebida de todas as antenas.

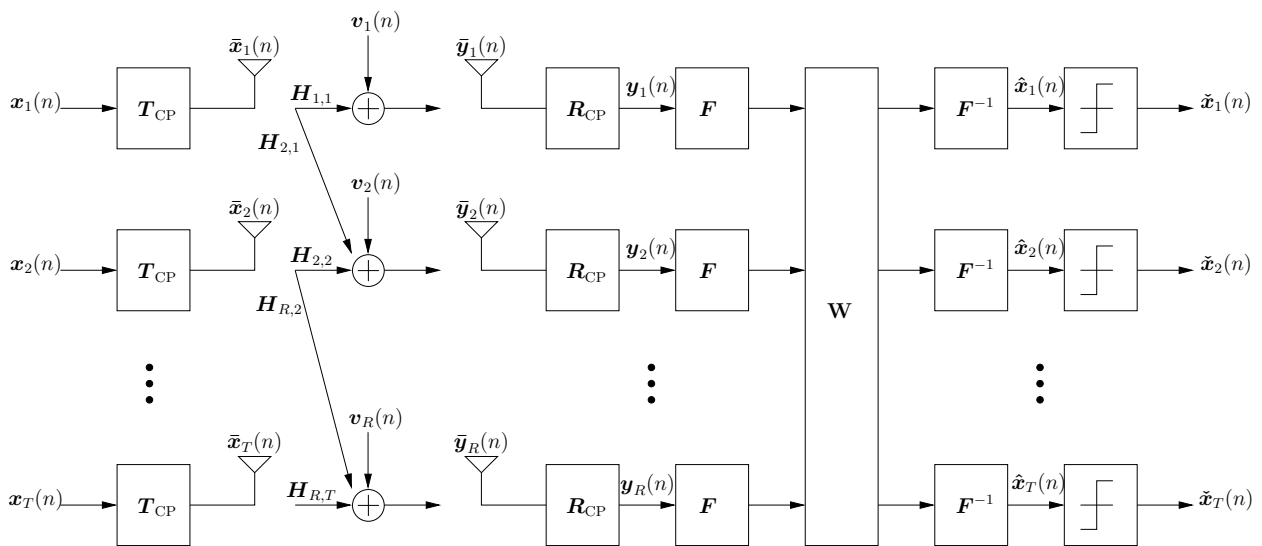


Figura 3.1: Diagrama de blocos de uma esquema SM para MIMO SC-FD.

3.2.2 Modelagem Matemática

Definindo $\mathbf{x}_t(n) \in \mathbb{C}^M$ como um bloco com M símbolos¹ que será transmitido pela t -ésima antena², com $1 \leq t \leq T$ e

$$\mathbf{x}_t(n) = \begin{bmatrix} x_{t_0}(n) & x_{t_1}(n) & x_{t_2}(n) & \cdots & x_{t_{M-1}}(n) \end{bmatrix}^T. \quad (3.1)$$

Antes de transmitir, o prefixo cíclico, que repete as últimas $D < M$ amostras de $\mathbf{x}_t(n)$ no início do bloco, é inserido $\forall t \in \{1, 2, \dots, T\}$. Deste modo, depois da inserção do prefixo cíclico tem-se

$$\bar{\mathbf{x}}_t(n) = \begin{bmatrix} x_{t_{M-D}}(n) & \cdots & x_{t_{M-1}}(n) & x_{t_0}(n) & \cdots & x_{t_{M-1}}(n) \end{bmatrix}^T, \quad (3.2)$$

onde $\bar{\mathbf{x}}_t(n) \in \mathbb{C}^{M+D}$. Pode-se modelar a transformação da Equação (3.1) para a Equação (3.2) de forma matricial

$$\bar{\mathbf{x}}_t(n) = \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{x}_t(n), \quad (3.3)$$

onde $\mathbf{T}_{\text{CP}} \in \mathbb{R}^{(M+D) \times M}$ é a mesma matriz que foi definida para o caso SISO na Equação (2.4)

$$\mathbf{T}_{\text{CP}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{D \times (M-D)} & \mathbf{I}_D \\ & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Em seguida, o bloco é transmitido através de um canal MIMO com comprimento de memória L e cuja matriz de convolução (do canal) é

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{1,2} & \cdots & \mathbf{H}_{1,T} \\ \mathbf{H}_{2,1} & \mathbf{H}_{2,2} & \cdots & \mathbf{H}_{2,T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{R,1} & \mathbf{H}_{R,2} & \cdots & \mathbf{H}_{R,T} \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

com $\mathbf{H}_{r,t} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$, $\forall (r,t) \in \{1, \dots, R\} \times \{1, \dots, T\}$ sendo a matriz Toeplitz de convolução do canal que relaciona a antena transmissora t à antena receptora r . Foi considerado que o canal é invariante durante a transmissão de um bloco.

¹Cada símbolo pertence a uma determinada constelação no plano complexo.

²Cabe ressaltar que, nesta subseção, t designa a antena transmissora, logo $1 \leq t \leq T$. Analogamente, r designa a antena receptora, portando $1 \leq r \leq R$.

Agora, se forem definidos $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^{MT \times 1}$, $\bar{\mathbf{x}}(n) \in \mathbb{C}^{(M+D)T \times 1}$, $\bar{\mathbf{y}}(n) \in \mathbb{C}^{(M+D)R \times 1}$ e $\mathbf{y}(n) \in \mathbb{C}^{MR \times 1}$ como³

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^{\mathcal{H}}(n) & \mathbf{x}_2^{\mathcal{H}}(n) & \cdots & \mathbf{x}_T^{\mathcal{H}}(n) \end{bmatrix}^{\mathcal{H}}, \quad (3.6)$$

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_1^{\mathcal{H}}(n) & \bar{\mathbf{x}}_2^{\mathcal{H}}(n) & \cdots & \bar{\mathbf{x}}_T^{\mathcal{H}}(n) \end{bmatrix}^{\mathcal{H}}, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{y}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^{\mathcal{H}}(n) & \mathbf{y}_2^{\mathcal{H}}(n) & \cdots & \mathbf{y}_R^{\mathcal{H}}(n) \end{bmatrix}^{\mathcal{H}}, \quad (3.8)$$

$$\bar{\mathbf{y}}(n) = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_1^{\mathcal{H}}(n) & \bar{\mathbf{y}}_2^{\mathcal{H}}(n) & \cdots & \bar{\mathbf{y}}_R^{\mathcal{H}}(n) \end{bmatrix}^{\mathcal{H}}, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{v}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^{\mathcal{H}}(n) & \mathbf{v}_2^{\mathcal{H}}(n) & \cdots & \mathbf{v}_R^{\mathcal{H}}(n) \end{bmatrix}^{\mathcal{H}}, \quad (3.10)$$

então, tem-se que

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(n) &= \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{x}(n), \\ \bar{\mathbf{y}}(n) &= \mathbf{H} \bar{\mathbf{x}}(n) + \mathbf{v}(n), \\ \mathbf{y}(n) &= \mathbf{R}_{\text{CP}} \bar{\mathbf{y}}(n), \end{aligned} \quad (3.11)$$

onde $\mathbf{T}_{\text{CP}} \in \mathbb{R}^{T(M+D) \times TM}$ é definido como $\mathbf{T}_{\text{CP}} \otimes \mathbf{I}_T$, e $\mathbf{R}_{\text{CP}} \in \mathbb{R}^{RM \times R(M+D)}$ é definida como $\mathbf{R}_{\text{CP}} \otimes \mathbf{I}_R$, com

$$\mathbf{R}_{\text{CP}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times D} & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Então, usando a Equação (3.11), pode-se escrever:

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{x}(n) + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{IBI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{x}(n) + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{v}(n), \quad (3.13)$$

onde \mathbf{H}_{ISI} é dado por

$$\mathbf{H}_{\text{ISI}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{1,1}} & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{1,2}} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{1,T}} \\ \mathbf{H}_{\text{ISI}_{2,1}} & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{2,2}} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{2,T}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{\text{ISI}_{R,1}} & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{R,2}} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{R,T}} \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

com $\mathbf{H}_{\text{ISI}_{r,t}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ sendo a matriz de interferência inter-simbólica representante

³Note que a idéia é empilhar os vetores de símbolos de cada antena formando um vetor de vetores (lembrando que a notação em negrito e sem itálico é utilizada para vetor de vetores e matriz de matrizes).

da função de transferência entre a antena transmissora t e a antena receptora r definida por

$$\mathbf{H}_{\text{ISI}_{r,t}} = \begin{bmatrix} h_{0_{r,t}}(n) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_{1_{r,t}}(n) & h_{0_{r,t}}(n) & 0 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \\ h_{L_{r,t}}(n) & h_{L-1_{r,t}}(n) & & \ddots & \vdots \\ 0 & h_{L_{r,t}}(n) & & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L_{r,t}}(n) & \cdots & h_{0_{r,t}}(n) \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

e \mathbf{H}_{IBI} é dado por

$$\mathbf{H}_{\text{IBI}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{IBI}_{1,1}} & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{1,2}} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{1,T}} \\ \mathbf{H}_{\text{IBI}_{2,1}} & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{2,2}} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{2,T}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{\text{IBI}_{R,1}} & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{R,2}} & \cdots & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{R,T}} \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

com $\mathbf{H}_{\text{IBI}_{r,t}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ sendo a matriz de interferência entre os blocos relacionada à função de transferência da antena transmissora t para a antena receptora r definida por

$$\mathbf{H}_{\text{IBI}_{r,t}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_{L_{r,t}}(n) & \cdots & h_{2_{r,t}}(n) & h_{1_{r,t}}(n) \\ & & & 0 & h_{L_{r,t}}(n) & \cdots & h_{2_{r,t}}(n) \\ & & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & & h_{L_{r,t}}(n) \\ & & & & & & 0 \\ 0 & \cdots & & & & & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

A matriz \mathbf{R}_{CP} irá zerar as primeiras D linhas de cada $\mathbf{H}_{\text{ISI}_{r,t}}$, $\mathbf{H}_{\text{IBI}_{r,t}}$ e $\mathbf{v}_r(n)$ ⁴.

Então, para $D \geq L$:

- A matriz \mathbf{R}_{CP} é responsável por eliminar a interferência entre os blocos;
- O produto das matrizes $\mathbf{R}_{\text{CP}}\mathbf{H}_{\text{ISI}}\mathbf{T}_{\text{CP}}$ resultará em uma matriz bloco circulante $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{RM \times TM}$ que é dada por

⁴Por conveniência, continuaremos usando $\mathbf{v}_r(n)$ no lugar de $\mathbf{R}_{\text{CP}}\mathbf{v}_r(n)$, sem perda de generalidade.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{1,1} & \mathbf{C}_{1,2} & \cdots & \mathbf{C}_{1,T} \\ \mathbf{C}_{2,1} & \mathbf{C}_{2,2} & \cdots & \mathbf{C}_{2,T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{C}_{R,1} & \mathbf{C}_{R,2} & \cdots & \mathbf{C}_{R,T} \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

onde $\mathbf{C}_{r,t} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ é uma matriz circulante.

Então a Equação (3.13) se torna

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{C}\mathbf{x}(n) + \mathbf{v}(n). \quad (3.19)$$

O símbolo estimado (antes da decisão) é

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{F}_T^{-1} \mathbf{W} \mathbf{F}_R \mathbf{C} \mathbf{x}(n) + \mathbf{F}_T^{-1} \mathbf{W} \mathbf{F}_R \mathbf{v}(n) \quad (3.20)$$

onde $\mathbf{F}_N \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ (com $N = T$ ou $N = R$) é definida como $\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_N$, com $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ sendo a matriz unitária de Fourier e $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{TM \times RM}$ se refere ao equalizador no domínio da frequência. Não é difícil visualizar que $\mathbf{F}_N^{-1} = \mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_N$. É conveniente definir $\mathbf{K} = \mathbf{F}_T^{-1} \mathbf{W} \mathbf{F}_R$, tal que $\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{K}\mathbf{y}(n)$, ou seja,

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{K}\mathbf{C}\mathbf{x}(n) + \mathbf{K}\mathbf{v}(n). \quad (3.21)$$

Agora, o problema de estimação linear é encontrar os coeficientes do equalizador que minimizam o MSE (critério MMSE). Para isso, define-se o MSE como

$$\varepsilon = \mathbb{E}\{\|\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)\|_2^2\} = \mathbb{E}\{[\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)]^{\mathcal{H}}[\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n)]\}. \quad (3.22)$$

Usando a Equação (3.21) e considerando que $\mathbf{x}(n)$ e $\mathbf{v}(n)$ são descorrelacionados com matrizes de correlação $\mathbf{R}_{xx} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_x^2 \mathbf{I}_{TM}$ e $\mathbf{R}_{vv} = \mathbb{E}\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_v^2 \mathbf{I}_{RM}$, respectivamente, deseja-se encontrar a solução linear ótima \mathbf{K}_o tal que

$$\mathbf{K}_o = \arg \min_{\mathbf{K}} \{\varepsilon\}, \quad (3.23)$$

cuja solução é dada por [6]:

$$\mathbf{K}_o = \mathbf{R}_{xy} \mathbf{R}_{yy}^{-1}. \quad (3.24)$$

Como $\mathbf{R}_{xy} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_x^2 \mathbf{C}^{\mathcal{H}}$ e $\mathbf{R}_{yy} = \mathbb{E}\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^{\mathcal{H}}(n)\} = \sigma_x^2 \mathbf{C}\mathbf{C}^{\mathcal{H}} + \sigma_v^2 \mathbf{I}_{RM}$, pode-se reescrever a Equação (3.24) como

$$\mathbf{W}_o = \mathbf{F}_T \mathbf{K}_o \mathbf{F}_R^{-1} = \sigma_x^2 \mathbf{F}_T \mathbf{C}^{\mathcal{H}} (\sigma_x^2 \mathbf{F}_R \mathbf{C}\mathbf{C}^{\mathcal{H}} + \sigma_v^2 \mathbf{F}_R)^{-1}. \quad (3.25)$$

A expressão para o equalizador pode ser escrita de um modo mais interessante se invocarmos o resultado [7]: $\mathbf{\Lambda}_{r,t} = \mathbf{F}\mathbf{C}_{r,t}\mathbf{F}^{-1} = \text{diag}\{\lambda_{1,r,t}, \lambda_{2,r,t}, \dots, \lambda_{M,r,t}\}$. Na verdade, substituindo \mathbf{C} por $\mathbf{F}_R^{-1}\mathbf{\Lambda}\mathbf{F}_T$ na Equação (3.25) tem-se

$$\mathbf{W}_o = \sigma_x^2 \mathbf{\Lambda}^{\mathcal{H}} (\sigma_x^2 \mathbf{\Lambda} \mathbf{\Lambda}^{\mathcal{H}} + \sigma_v^2 \mathbf{I}_{RM})^{-1}, \quad (3.26)$$

com

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_{1,1} & \mathbf{\Lambda}_{1,2} & \cdots & \mathbf{\Lambda}_{1,T} \\ \mathbf{\Lambda}_{2,1} & \mathbf{\Lambda}_{2,2} & \cdots & \mathbf{\Lambda}_{2,T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{\Lambda}_{R,1} & \mathbf{\Lambda}_{R,2} & \cdots & \mathbf{\Lambda}_{R,T} \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

onde $\mathbf{\Lambda}_{r,t} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ é uma matriz diagonal.

3.3 Esquema de Alamouti

3.3.1 Visão Geral

O esquema de Alamouti, apresentado inicialmente em [13], é dado na Figura 3.2. Nela, tem-se duas antenas de transmissão e uma antena de recepção. Deseja-se transmitir os símbolos s_0 e s_1 . Para tal, é realizada uma pré-codificação de forma a organizar esses símbolos da maneira como está exibido na figura, isto é, s_0 e $-s_1^*$ na primeira antena e s_1 e s_0^* na segunda antena. O sinal que chega ao receptor é uma versão do sinal original, porém distorcida (modificada) pelo canal e ruidosa (devido à n_0 e n_1). O Combinador desse esquema faz o papel de equalizador e, portanto, é o responsável por estimar os símbolos transmitidos. Contudo, ele requer o conhecimento do canal, daí a necessidade do Estimador de Canal. Por fim, os símbolos estimados vão para o Detector de Máxima Verossimilhança, onde eles são decididos por um dos possíveis símbolos da constelação utilizando-se o critério de Máxima Verossimilhança, ML (do inglês, *Maximum Likelihood*).

3.3.2 Modelagem Matemática

A Tabela 3.1 mostra a forma como os símbolos devem ser organizados/transmitidos.

A condição necessária para poder aplicar este tipo de esquema é:

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}, \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

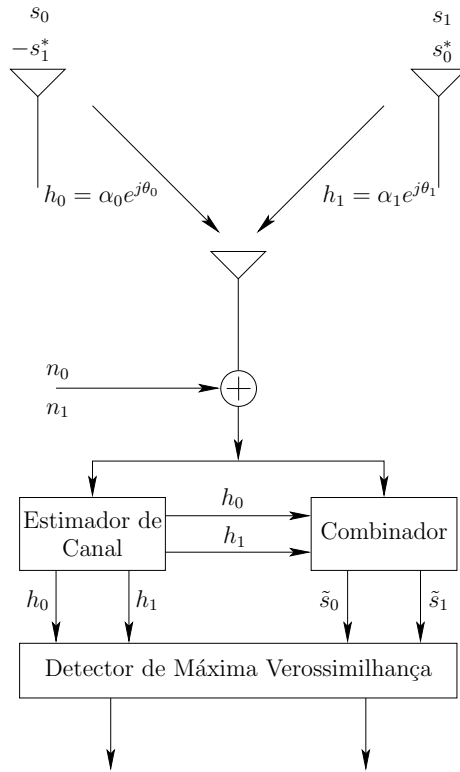


Figura 3.2: Diagrama de blocos de uma esquema Alamouti.

Tabela 3.1: Mapeamento dos símbolos nas antenas.

tempo	primeira antena	segunda antena
t	s_0	s_1
$t + T$	$-s_1^*$	s_0^*

ou seja, o canal não pode variar de um instante (t) para o instante seguinte ($t + T$, onde T é a duração de um símbolo), i.e., o desvanecimento deve ser constante ao longo de dois símbolos.

Os sinais recebidos nos instantes de tempo t e $t + T$ podem ser expressos como

$$\begin{aligned}
 r_0 = r(t) &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0, \\
 r_1 = r(t + T) &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1,
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

onde n_0 e n_1 são variáveis aleatórias complexas que representam ruído e interferência, na entrada do receptor.

O Combinador apresentado na Figura 3.2 é responsável por combinar os sinais rece-

bidos gerando

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \quad , \quad (3.30)$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \quad .$$

Substituindo o conjunto de equações (3.28) e (3.29) em (3.30) tem-se

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \quad , \quad (3.31)$$

$$\tilde{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \quad .$$

Por fim, os símbolos estimados \tilde{s}_0 e \tilde{s}_1 vão para o Detector de Máxima Verossimilhança que decide por um símbolo s_i se:

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3.32)$$

onde $d^2(x,y)$ representa o quadrado da distância Euclidiana entre x e y .

3.3.3 Exemplo

O objetivo dessa subseção é mostrar, de forma experimental, o conceito de diversidade. Além disso, considerou-se a transmissão ocupando toda a banda e constelação QPSK.

As Figuras 3.3 e 3.4 ilustram a BER de sistemas MIMO OFDM, com duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção.

Na Figura 3.3 considerou-se os quatro canais (possíveis caminhos entre as antenas transmissoras e receptoras) iguais e dados por (mesmo canal da Subseção 2.5.1):

$$h = [0.77 + 0.38j \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0.58j \quad -0.58 - 0.67j].$$

Dessa forma, como eles são extremamente correlacionados entre si, não houve ganho de diversidade. Contudo, nota-se um ganho de 3 dB com relação à curva de BER apresentada na Figura 2.4. Esse ganho é denominado ganho de *array*.

Já na Figura 3.4 considerou-se os quatro canais pouco correlacionados entre si. Nota-se um ganho de performance de quase 10 dB.

Em outras palavras, a diversidade só existe quando a mesma informação é transmitida por diferentes canais (quanto maior for a decorrelação entre eles, melhor). Dessa forma, chegam no receptor diferentes versões da mesma informação e, é como se o receptor selecionasse a que foi menos degradada pelo canal (essa é uma explicação intuitiva, na verdade, como já vimos, o que realmente acontece é a combinação dessas versões da mesma informação).

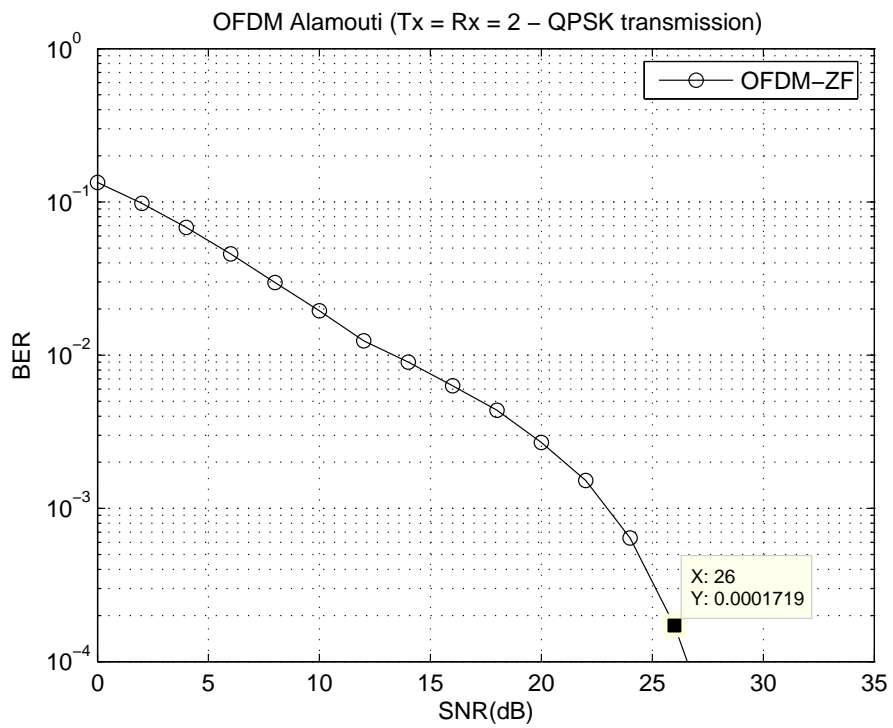


Figura 3.3: BER usando o Esquema de Alamouti (4 canais iguais).

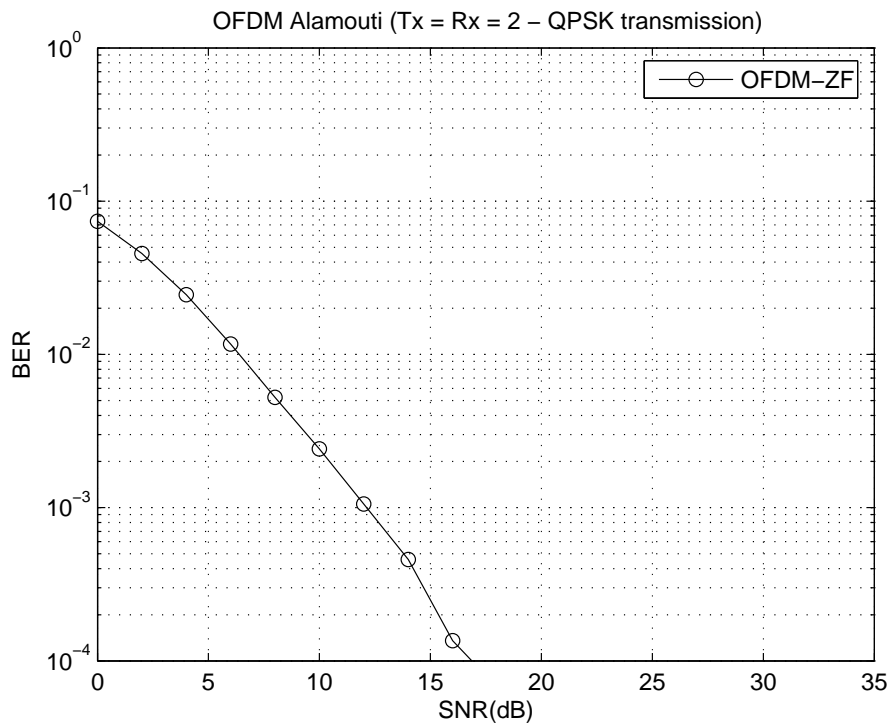


Figura 3.4: BER usando o Esquema de Alamouti (4 canais diferentes).

Capítulo 4

3G-LTE

4.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é descrever as principais características do sistema 3G-LTE (do inglês, *3rd Generation-Long Term Evolution*). É importante salientar que seu processo de especificação ainda não está concluído. Por esse motivo, a parte relacionada ao canal de controle não será abordada. Portanto, este capítulo se refere apenas à parte relacionada ao canal de dados.

O conteúdo deste capítulo baseia-se em [14] e [15]. Alguns termos aparecerão em inglês e não serão traduzidos por serem comuns na área de comunicações.

Primeiramente será considerada, na Seção 4.2, a estrutura do *frame* (unidade de transmissão) que é comum tanto para o *uplink* quanto para o *downlink*. Depois, na Seção 4.3, serão tratadas as especificações para *uplink* do sistema 3G-LTE e, em seguida será abordada, na Seção 4.4, a parte de *downlink*. Essa ordem de apresentação pode ser explicada por dois motivos:

- *Uplink* é a parte central do trabalho desenvolvido (motivo principal).
- De uma forma geral, tudo que for explicado para o *uplink* vai valer para o *downlink*, exceto que no primeiro é utilizado SC-FDMA (do inglês, *Single-Carrier Frequency Division Multiple Access*) enquanto no segundo é utilizado OFDMA (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), com possibilidade de transmissão através de múltiplas antenas).

4.2 Estrutura do *frame*

Inicialmente, será definida uma unidade de tempo denominada T_s (período de amostragem do sinal):

$$T_s = \frac{1}{15000 \times 2048} \text{ segundos}, \quad (4.1)$$

onde, na Subseção 4.3.3 será visto que 2048 refere-se ao comprimento dos dados, em unidades de T_s e, na Subseção 4.3.1, será visto que 15000 Hz é a distância entre duas subportadoras consecutivas.

As transmissões no *uplink* e no *downlink* são organizadas em *frames* com duração:

$$T_f = 307200 \times T_s = 10 \text{ ms}, \quad (4.2)$$

onde, na Subseção 4.3.3 será mostrado que 307200 é o comprimento total do *frame* dado em unidades de T_s .

Existem 2 possibilidades para a estrutura do *frame* (também chamado de *radio frame*):

- Tipo 1: aplicável tanto para FDD (do inglês, *Frequency Division Duplex*) quanto para TDD (do inglês, *Time Division Duplex*).
- Tipo 2: aplicável somente para TDD.

Como a estrutura Tipo 2 é menos flexível que a Tipo 1 e, além disso, ela não está totalmente definida, será dado ênfase na estrutura Tipo 1. Por esses mesmos motivos, somente a estrutura Tipo 1 foi implementada.

4.2.1 Estrutura Tipo 1

Como já foi dito, essa estrutura é mais flexível, pois é aplicável tanto para TDD quanto para FDD. A Figura 4.1 resume a hierarquia dos blocos de um *frame*.

Cada *frame* dura 10 ms e é composto por 20 *slots*, numerados de 0 a 19. Cada *slot* tem duração:

$$T_{\text{slot}} = 0,5 \text{ ms}. \quad (4.3)$$

O *subframe* é definido como 2 *slots* consecutivos. Dessa forma, o *subframe* k é composto pelos *slots* $2k$ e $2k + 1$. Está claro que a duração do *subframe* é de 1 ms.

Se essa estrutura Tipo 1 for aplicada para:

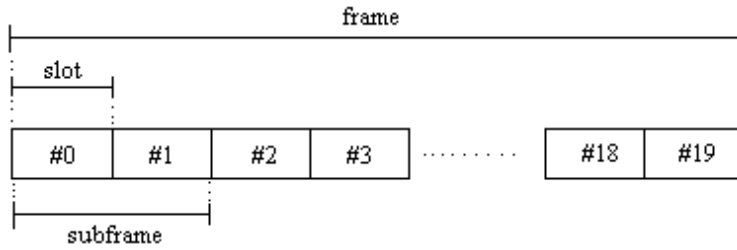


Figura 4.1: Estrutura do *frame*.

- FDD: existe 1 *frame* disponível para transmissões *downlink* e 1 *frame* disponível para transmissões *uplink* em cada intervalo de 10 ms. As transmissões de *downlink* e *uplink* são separadas no domínio da frequência.
- TDD: cada *subframe* é alocado para transmissões *downlink* ou *uplink*. Os *subframes* 0 e 5 são sempre alocados para transmissões *downlink*.

Daqui em diante, será sempre considerado que a estrutura do *frame* é Tipo 1.

4.3 *Uplink*

Serão abordados nesta seção os seguintes tópicos:

- *Resource Grid*: é definido como o sinal transmitido em cada *slot*; pode ser pensado como a estrutura interna do *slot* (sub-divisões no tempo e na frequência).
- PUSCH (do inglês, *Physical Uplink Shared CHannel*): refere-se ao canal físico de *uplink* de dados e ao sinal transmitido através desse canal.
- Codificação de Canal: refere-se à codificação dos dados de forma a proteger a informação.

4.3.1 *Resource Grid*

A Figura 4.2 resume a estrutura do *slot* que será detalhada agora. Algumas definições para facilitar o entendimento:

- $\Delta_f = 15$ kHz, é o intervalo entre 2 subportadoras consecutivas.
- N_{RB}^{UL} é o número de *Resource Blocks* (RB) por *slot* de *uplink* (UL).

- $N_{sc}^{RB} = 12$, é o número de subportadoras (SC, que vem do inglês *SubCarriers*) por *Resource Block*.
- N_{sc}^{UL} é o número total de subportadoras (SC) por *slot* de *uplink* (UL); note que $N_{sc}^{UL} = N_{RB}^{UL} \times N_{sc}^{RB}$.
- N_{symb}^{UL} é o número de símbolos (symb) SC-FDMA por *slot* de *uplink* (UL).
- *Resource Element* é a menor unidade do *Resource Grid*. Ele é completamente definido por um par de elementos (k,l) onde k é o índice da subportadora (domínio da frequência) e l é o índice do símbolo SC-FDMA (domínio do tempo). Cada *Resource Element* (k,l) corresponde a um $a_{kl} \in \mathbb{C}$, onde $k = 0, 1, \dots, N_{sc}^{UL} - 1$ e $l = 0, 1, \dots, N_{symb}^{UL} - 1$. Os elementos a_{kl} correspondentes a *Resource Elements* não utilizados para transmissão devem ser iguais a 0 (ou seja, não devem conter energia).
- *Resource Block* é definido como N_{symb}^{UL} símbolos SC-FDMA consecutivos no domínio do tempo e N_{sc}^{RB} subportadoras consecutivas no domínio da frequência. Portanto, um *Resource Block* contém $N_{symb}^{UL} \times N_{sc}^{RB}$ *Resource Elements*. Como $\Delta_f = 15$ kHz e $N_{sc}^{RB} = 12$, então cada *Resource Block* ocupa 180 kHz (12×15 kHz).

Dadas as definições acima, pode-se começar a etapa de descrição do *Resource Grid*. O sinal transmitido em cada *slot* é descrito por um *Resource Grid* de N_{sc}^{UL} subportadoras e N_{symb}^{UL} símbolos SC-FDMA. O parâmetro N_{RB}^{UL} depende da largura de banda da transmissão *uplink* e deve satisfazer:

$$6 \leq N_{RB}^{UL} \leq 110. \quad (4.4)$$

As larguras de banda previstas são 1,25; 2,5; 5; 10 e 20 MHz (vide [16]). Como já foi visto, cada *Resource Block* ocupa 180 kHz. Pegando a largura de banda total (BW, do inglês *BandWidth*) e dividindo por 180 kHz descobre-se o número total de *Resource Blocks* por *slot*. A Tabela 4.1 mostra essa relação.

Um detalhe importante é que todos os símbolos SC-FDMA têm o mesmo tamanho. Além disso, o número de símbolos SC-FDMA em 1 *slot*, N_{symb}^{UL} , depende do comprimento do prefixo cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*) configurado por camadas superiores e é dado pela Tabela 4.2.

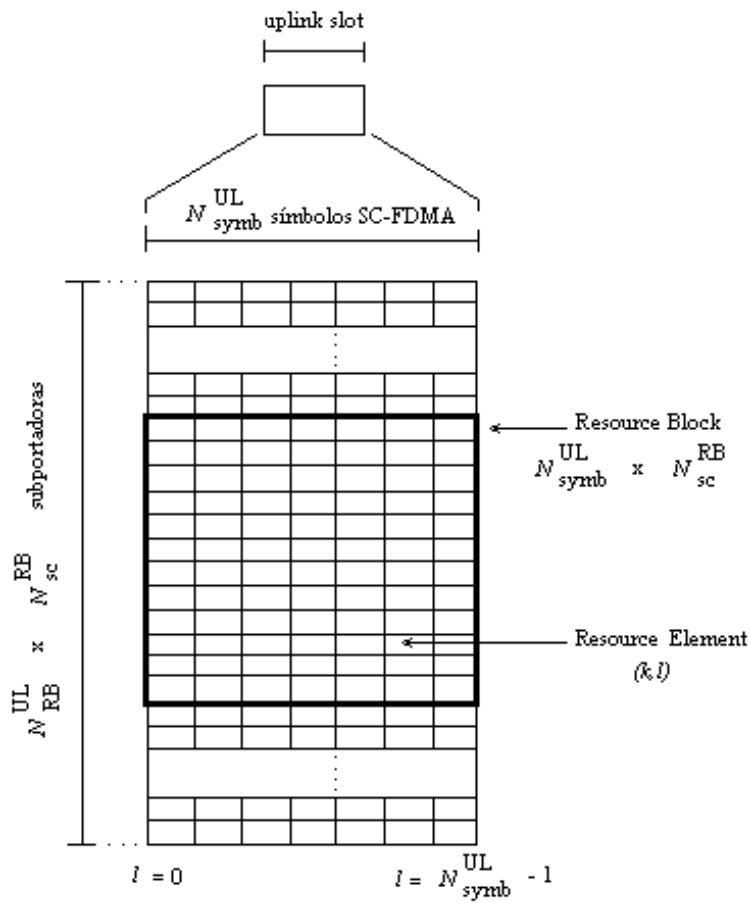


Figura 4.2: *Resource Grid*.

Tabela 4.1: Relação entre a largura de banda (BW) e $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$.

BW (MHz)	$\frac{\text{BW}}{180\text{kHz}}$	$N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$
1,25	6,944	6
2,5	12,888	12
5	27,778	27
10	55,555	54
20	111,111	110

Tabela 4.2: Configuração do prefixo cíclico (CP).

CP Configuration	$N_{\text{symb}}^{\text{UL}}$
normal	7
extendido	6

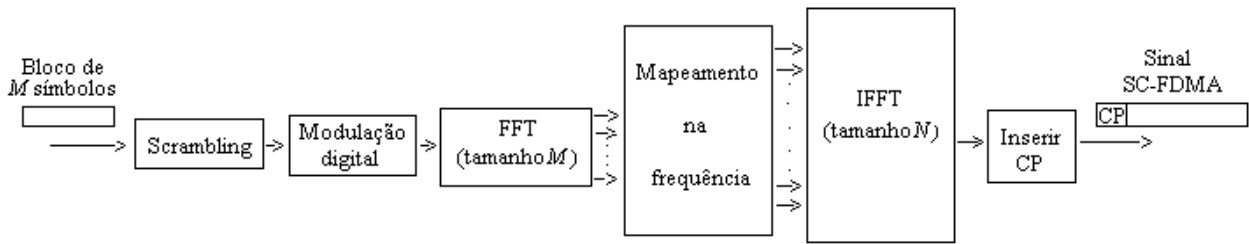


Figura 4.3: Diagrama de blocos do transmissor *uplink* (SC-FDMA).

Dado o *Resource Element* (k_0, n_0) de um *slot*, pode-se descobrir o índice do *Resource Block*, denominado n_0 , que esse elemento ocupa através da seguinte relação:

$$n_0 = \left\lfloor \frac{k_0}{N_{sc}^{RB}} \right\rfloor, \quad (4.5)$$

onde $\lfloor \cdot \rfloor$ (função *floor*) é definido como o maior inteiro que não supera o argumento.

4.3.2 PUSCH

PUSCH (*Physical Uplink Shared CHannel*) é o canal físico de *uplink* destinado à transmissão de dados.

O sinal em banda base representante desta camada é definido em termos dos seguintes passos (na ordem em que eles aparecem):

- *scrambling*
- modulação digital
- transformada
- mapeamento no *Resource Grid*
- geração do sinal SC-FDMA

A Figura 4.3 ilustra esses passos (desde o sinal proveniente de uma fonte de dados até o sinal SC-FDMA a ser transmitido), mostrando com mais detalhe a parte de geração do sinal SC-FDMA. A seguir, os cinco passos acima citados serão explicados.

Scrambling

Esta é a primeira etapa do processo de geração do sinal a ser transmitido (ver Figura 4.3). Ela consiste em embaralhar os *bits* gerados pela fonte de dados. Esta é uma etapa opcional e ainda não está bem definida, uma vez que a seqüência embaralhadora não está definida. Consta que essa seqüência embaralhadora deva ser específica de cada equipamento do usuário (celular).

Modulação Digital

Modulação digital é a segunda etapa (ver Figura 4.3). Nessa fase, os *bits* (embaralhados ou não, dependendo se o *scrambling* está habilitado ou não) são modulados, resultando em um bloco de símbolos complexos. As possíveis modulações são:

- QPSK (do inglês, *Quadrature Phase Shift Keying*)
- 16-QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*)
- 64-QAM

Transformada

Seja M_{sc} o número de subportadoras alocadas para um determinado usuário, cuja definição é:

$$M_{sc} = N_{sc}^{RB} \times 2^{\alpha_2} \times 3^{\alpha_3} \times 5^{\alpha_5} \leq N_{sc}^{RB} \times N_{RB}^{UL} = N_{sc}^{UL}, \quad (4.6)$$

onde $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_5 \in \mathbb{N}$.

Essa etapa, denominada Transformada, consiste em aplicar a Transformada de Fourier Discreta (DFT; no caso em questão utiliza-se uma implementação rápida conhecida como FFT) de tamanho M_{sc} de forma a levar os símbolos modulados para uma representação no domínio da frequência.

Na Figura 4.3, esse processo de transformada está representado pelo bloco de FFT (tamanho M). Note que M e M_{sc} são a mesma coisa e, portanto, serão utilizados de forma indiscriminada. Embora a notação mais usual seja simplesmente M (notação utilizada no Capítulo 2), os documentos nos quais este capítulo se baseia utilizam M_{sc} .

Mapeamento no *Resource Grid*

Nesta etapa, as informações de diferentes usuários são mapeadas no *Resource Grid*.

O instante de tempo em que cada informação chega determina o símbolo SC-FDMA que ela ocupará. O mapeamento ocorre, de fato, no domínio da frequência (por isso, esta etapa está representada na Figura 4.3 através do bloco: Mapeamento na frequência). Portanto, ao fixarmos o instante de tempo, temos informações chegando no domínio da frequência (vindas da etapa de Transformada) que devem ser alocadas nas subportadoras disponíveis.

A forma como as informações provenientes de um determinado usuário são alocadas nas subportadoras é denominada de mapeamento *interleaved*. Esse nome é devido ao mapeamento com saltos de frequência (*frequency hopping*), ou seja, o usuário usa subportadoras espaçadas (e não subportadoras contíguas que seria o caso do mapeamento denominado *localized*).

O padrão dos saltos de frequência, denominados f_{hop} não está definido. No simulador considerou-se f_{hop} como sendo uma constante de forma que as M_{sc} subportadoras de um determinado usuário sejam alocadas através da seguinte lei de formação:

$$k_{\text{map}} = k \times f_{\text{hop}}, \quad (4.7)$$

onde $k = 0, 1, \dots, M_{sc} - 1$ e $f_{\text{hop}} \in \mathbb{Z}_+^*$.

No simulador é possível escolher o mapeamento em subportadoras consecutivas (*localized*).

Geração do sinal SC-FDMA

Consiste em inverter a Transformada (no caso, consiste em aplicar uma IFFT de tamanho N_{sc}^{UL} , ou seja, do tamanho da largura de banda da transmissão) para trazer os símbolos de volta para o domínio do tempo e, por fim, inserir o prefixo cíclico. Em seguida, o sinal SC-FDMA está pronto para ser transmitido.

Na Figura 4.3, esta etapa é representada pelos blocos:

- IFFT (tamanho N)
- Inserir CP

Note que N e N_{sc}^{UL} são a mesma coisa. Embora a notação mais usual seja simplesmente N (notação utilizada na Seção 2.2), os documentos nos quais este capítulo se baseia utilizam N_{sc}^{UL} para diferenciar o N para *uplink* (N_{sc}^{UL}) do N para *downlink* (N_{sc}^{DL}).

4.3.3 Considerações Finais

O objetivo desta subseção é abordar partes importantes que não foram mencionadas anteriormente:

- Ordem da transmissão: os símbolos SC-FDMA de um *slot* devem ser transmitidos em ordem crescente de l , i.e., na ordem (temporal) em que os símbolos são alocados.
- Piloto: a cada *slot*, o quarto símbolo ($l = 3$) é reservado para transmissão de piloto a fim de estimar o canal (note que isso vale tanto para prefixo cíclico normal quanto para o estendido).
- Comprimento do CP: As tabelas 4.3 e 4.4 listam os comprimentos do CP de um determinado símbolo SC-FDMA ($N_{CP,l}$) em função da unidade T_s . O parâmetro N_d representa o comprimento dos dados de um determinado símbolo SC-FDMA em função da unidade T_s . Note que para o caso de prefixo cíclico normal, o primeiro símbolo SC-FDMA tem comprimento de CP maior que nos outros símbolos.

Tabela 4.3: Comprimento do prefixo cíclico do tipo normal dado em função de T_s .

l	$N_{CP,l}$	N_d
0	160	2048
1	144	2048
2	144	2048
3	144	2048
4	144	2048
5	144	2048
6	144	2048

Para ficar bem claro, note que para o caso de CP estendido (onde só temos 6 símbolos):

$$(2048T_s + 512T_s) \times 6 = 15360T_s = 0,5 \text{ ms} = T_{\text{slot}}. \quad (4.8)$$

Analogamente, para o caso de CP normal (onde temos 7 símbolos, porém o primeiro tem um CP maior que os demais) temos:

$$(2048T_s + 144T_s) \times 6 + (2048T_s + 160T_s) = 15360T_s = 0,5 \text{ ms} = T_{\text{slot}}. \quad (4.9)$$

Tabela 4.4: Comprimento do prefixo cíclico do tipo estendido dado em função de T_s .

l	$N_{\text{CP},l}$	N_d
0	512	2048
1	512	2048
2	512	2048
3	512	2048
4	512	2048
5	512	2048

Como um *frame* contém 20 *slots*, temos:

$$T_f = 20T_{\text{slot}} = 20 \times 15360T_s = 307200T_s = 10 \text{ ms.} \quad (4.10)$$

4.3.4 Codificação de Canal

O codificador de canal consiste em um codificador turbo de taxa de codificação 1/3, sem perfurador e com 8 estados. Esse codificador turbo é formado por 2 codificadores convolucionais recursivos em paralelo. Sua função de transferência é dada por:

$$G(D) = \left[1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)} \right], \quad (4.11)$$

onde

$$g_0(D) = 1 + D^2 + D^3, \quad (4.12)$$

$$g_1(D) = 1 + D + D^3. \quad (4.13)$$

A Equação (4.12) representa a parte recursiva (*feedback*) do codificador convolucional recursivo. Já a Equação (4.13) representa a parte não-realimentada (*forward*) do codificador. Note que ambos os codificadores convolucionais recursivos são formados por esses dois polinômios.

O valor inicial dos registradores de deslocamento (*shift registers*) que constituem o codificador turbo de 8 estados devem ser todos 0 quando estiver começando o processo de codificação.

Além do polinômio gerador definido nas equações (4.11), (4.12) e (4.13) e da taxa de codificação (1/3), existe outro parâmetro importante do código turbo: o *interleaver*. O *interleaver* recebe os *bits* de entrada, mistura-os (troca a ordem entre eles) e os libera para

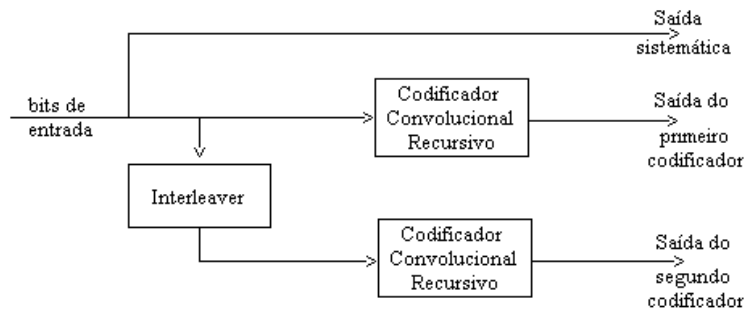


Figura 4.4: Estrutura do codificador turbo.

o segundo codificador convolucional recursivo. Dessa forma, temos as seguintes saídas do codificador turbo:

- sistemática: *bits* de saída são os próprios *bits* de entrada.
- do primeiro codificador: *bits* de entrada passam pelo primeiro codificador convolucional recursivo.
- do segundo codificador: *bits* de entrada são misturados no *interleaver* e, em seguida, passam pelo segundo codificador convolucional recursivo.

A idéia é representar a mesma informação (*bits* de entrada) de diferentes formas, com o intuito de aumentar a diversidade da mesma, ou seja, torná-la mais facilmente recuperável.

É importante dizer que o codificador turbo codifica um *subframe* por vez.

A Figura 4.4 resume a estrutura do codificador turbo discutida acima. Em [17], encontra-se uma explicação detalhada sobre códigos turbo.

4.4 Downlink

Serão abordados nesta seção os seguintes tópicos:

- *Resource Grid*: é definido como o sinal transmitido em cada *slot*; pode ser pensado como a estrutura interna do *slot* (sub-divisões no tempo e na frequência).
- PDSCH: refere-se ao canal físico de *downlink* de dados e ao sinal transmitido através desse canal.
- Codificação de Canal: refere-se à codificação dos dados de forma a proteger a informação.

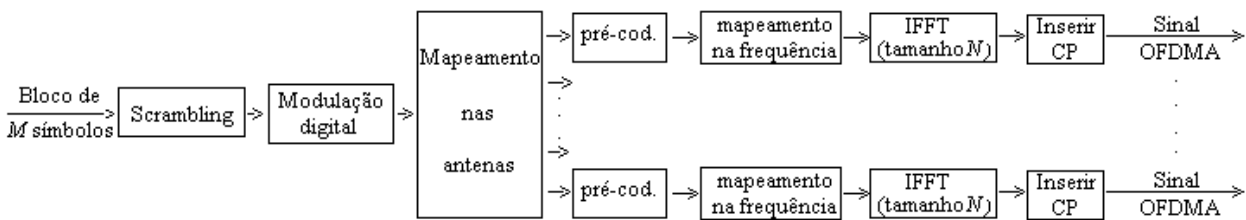


Figura 4.5: Diagrama de blocos do transmissor *downlink* (OFDMA).

4.4.1 *Resource Grid*

Tudo que foi dito a respeito de *Resource Grid* para o *uplink* vale para para *downlink* também. Então, basta fazermos referência à Subseção 4.3.1 tomando os seguintes cuidados:

- onde aparecer UL, ou (UL) ou *uplink* deve-se entender como DL, ou (DL) ou *downlink*, respectivamente.
- onde aparecer SC-FDMA deve-se entender OFDMA.

A novidade do *downlink* é referente à transmissão utilizando múltiplas antenas. Nesse caso, temos um *Resource Grid* por antena. O número de antenas que podem ser utilizadas conjuntamente para uma transmissão depende da configuração do sinal de referência na célula (para mais detalhes, vide [14]).

4.4.2 PDSCH

PDSCH (*Physical Downlink Shared CHannel*) é o canal físico de *downlink* destinado à transmissão de dados.

O sinal em banda base representante desta camada é definido em termos dos seguintes passos (na ordem em que eles aparecem):

- *scrambling*
- modulação digital
- mapeamento nas antenas
- pré-codificação
- mapeamento no *Resource Grid*

- geração do sinal OFDMA

A Figura 4.5 ilustra esses passos (desde o sinal proveniente de uma fonte de dados até o sinal OFDMA a ser transmitido), mostrando com mais detalhe a parte de geração do sinal OFDMA. Note que essa figura ilustra o caso em que existem várias antenas para transmissão, logo vários símbolos OFDMA são gerados em paralelo. A seguir, os seis passos acima citados serão explicados.

Scrambling

Consiste em embaralhar os *bits* gerados pela fonte de dados. Esta é uma etapa opcional e, assim como no *uplink*, ela ainda não está bem definida.

Modulação Digital

Nesta etapa, os *bits* (embaralhados ou não, dependendo se o *scrambling* está habilitado ou não) são modulados, resultando em um bloco de símbolos complexos. As possíveis modulações são as mesmas do *uplink*:

- QPSK
- 16-QAM
- 64-QAM

Mapeamento nas antenas

Nesta etapa, os símbolos modulados são distribuídos pelas antenas. Temos 3 casos de mapeamento nas antenas, dependendo do tipo de transmissão:

- antena única: neste caso, não há mapeamento nas antenas (fica idêntico ao *uplink*).
- multiplexação espacial (SM): cada símbolo é mapeado em uma antena.
- com diversidade: insere redundância na transmissão e, com isso, ganha simplicidade na implementação (reduz custo computacional).

Pré-codificação

A pré-codificação (representada na Figura 4.5 através dos blocos: pré-cod.) está intimamente relacionada com o mapeamento dos símbolos nas antenas. Ela consiste em organizar a forma como os dados serão transmitidos.

No caso de transmissão em antena única e de multiplexação espacial (casos em que não há redundância) não há pré-codificador. Já no caso de transmissão com diversidade, a pré-codificação é baseada no esquema de Alamouti (visto no Capítulo 3) proposto inicialmente em [13]. Matrizes de pré-codificação, para diferentes números de antenas de transmissão, podem ser encontradas em [14].

Mapeamento no *Resource Grid*

Nessa etapa, as informações de diferentes usuários são mapeadas no *Resource Grid*.

O instante de tempo em que cada informação chega determina o símbolo OFDMA que ela ocupará. O mapeamento ocorre, de fato, no domínio da frequência (por isso, essa etapa está representada na Figura 4.5 através dos blocos: mapeamento na frequência). Portanto, ao fixarmos o instante de tempo, temos informações chegando que devem ser alocadas nas subportadoras disponíveis.

A forma como as informações provenientes de um determinado usuário são alocadas nas subportadoras não está definida (ao contrário do caso *uplink*).

Para transmissões utilizando múltiplas antenas temos múltiplos *Resource Grids*. Então, mapeamos as informações em cada um deles conforme foi explicado acima (ou seja, igual ao caso de uma só antena).

Geração do sinal OFDMA

Consiste em aplicar uma Transformada Inversa de Fourier (no caso, uma IFFT de tamanho N_{sc}^{DL} , ou seja, do tamanho da largura de banda da transmissão) e, por fim, inserir o prefixo cíclico.

Na Figura 4.5, esta etapa é representada pelos blocos:

- IFFT (tamanho N)
- Inserir CP

Note que N e N_{sc}^{DL} são a mesma coisa. Embora a notação mais usual seja simplesmente N (notação utilizada na Seção 2.3), os documentos nos quais este capítulo se baseia ([14] e [15]) utilizam N_{sc}^{DL} para diferenciar o N para *uplink* (N_{sc}^{UL}) do N para *downlink* (N_{sc}^{DL}).

4.4.3 Considerações Finais

O objetivo desta subseção é abordar partes importantes que não foram mencionadas anteriormente. Contudo, essas partes importantes são idênticas às do *uplink*. Portanto, basta ler a Subseção 4.3.3 e lembrar que toda vez que aparecer SC-FDMA deve-se entender OFDMA.

4.4.4 Codificação de Canal

Ver Subseção 4.3.4, pois a codificação do canal de dados no *downlink* é idêntica à do *uplink*.

Capítulo 5

Resultados

5.1 Introdução

Este capítulo tem por finalidade exibir os resultados deste trabalho. Então, na Seção 5.2, o principal resultado deste trabalho, o simulador, é apresentado. Nessa seção, os principais *scripts* são descritos dando ênfase nos seus parâmetros de configuração. Em seguida, na Seção 5.3, alguns resultados de simulações são exibidos. O primeiro objetivo das simulações é analisar as especificações do 3G-LTE. O segundo objetivo é simular o sistema 3G-LTE com todas as funcionalidades que já foram especificadas (vide Seção 4.3).

5.2 O Simulador

Sabe-se que o simulador, desenvolvido em MATLAB, implementa a camada física de *uplink* do canal de dados (PUSCH), apresentada na Seção 4.3. Contudo, um dos objetivos deste trabalho era tornar o simulador mais flexível (vide Seção 1.2) para que outros cenários pudessem ser explorados.

Então, o objetivo desta seção é apresentar a estrutura do simulador. Primeiramente, é importante ressaltar que existem dois *scripts* principais:

- *Settings.m*: é o arquivo que configura/seleciona o cenário que será simulado (por exemplo: se o codificador turbo estará ativo ou não, a forma de equalização e estimação de canal, etc.).
- *Main.m*: é o script que realiza a simulação do cenário configurado em *Settings.m*.

A seguir, os principais *scripts* serão explicados na ordem em que eles são chamados pela *Main.m*. Dar-se-á ênfase aos parâmetros (presentes no *Settings.m*) relevantes à configuração de cada *script*.

Por questão de coerência, os nomes dos *scripts* aparecerão sempre em itálico (por serem de origem inglesa). Quando uma constante ou uma parte de código for citada, ela aparecerá com fonte Courier e sem itálico (`coderate`, por exemplo, refere-se à uma constante presente no *Settings.m*).

5.2.1 *Source.m*

Essa função é responsável por gerar, de alguma forma, os *bits* que serão transmitidos. Essas possíveis formas são selecionadas através da constante `sourceType`:

- `sourceType = 'random'`: gera os *bits* de forma aleatória, com distribuição uniforme.
- `sourceType = 'file'`: importa os *bits* de algum arquivo.

5.2.2 *TurboEncoder.m*

TurboEncoder.m recebe os *bits* vindos da fonte e os codifica utilizando um codificador turbo. Porém, o codificador implementado é mais flexível que o codificador da Figura 4.4, como veremos a seguir.

Os parâmetros que definem o codificador turbo são:

- `N_SUBFRAME_CODED`: representa o número de *subframes* que serão codificados conjuntamente, em outras palavras, essa constante determina o tamanho do *interleaver*. Devido à estrutura do *frame*, devemos obedecer: $1 \leq \text{N_SUBFRAME_CODED} \leq 10$.
- `coderate`: determina a taxa de codificação que será utilizada. Seus possíveis valores são:
 - `coderate = 0`: taxa de codificação é 1/3.
 - `coderate = 1`: taxa de codificação é 1/2.
 - `coderate = 2`: taxa de codificação é 2/3.
 - `coderate = 3`: significa que o codificador turbo está desativado, ou seja, não haverá codificação.

- `g`: determina o polinômio gerador dos codificadores convolucionais recursivos.

5.2.3 *Modulator.m*

As especificações do 3G-LTE dizem que, após o codificador, os *bits* deveriam passar pelo bloco de *Scrambling* antes de serem modulados (vide Figura 4.3). Porém, como já foi explicado na Subseção 4.3.2, a forma de embaralhar esses *bits* não está definida. Além disso, o *Scrambling* é opcional. Por esses motivos, ele não foi implementado. Contudo, devido à modularidade do código, é possível inserir uma função que realize esse embaralhamento alterando apenas uma linha de código (que já está reservada para essa função).

Agora, voltando para o *Modulator.m* que representa o bloco de Modulação Digital da Figura 4.3. Nesse bloco, os *bits* são modulados, gerando símbolos complexos, de acordo com uma das quatro possíveis constelações: BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM. A constelação é escolhida através de dois parâmetros:

- `modulation`: determina o tipo de constelação que será usada e, seus possíveis valores são ‘PSK’ ou ‘QAM’.
- `M`: determina o número de pontos que será usado na constelação e seus possíveis valores são:
 - Para `modulation = ‘PSK’`:
 - * `M = 2`: constelação usada será 2-PSK, conhecida como BPSK.
 - * `M = 4`: constelação usada será 4-PSK, conhecida como QPSK.
 - Para `modulation = ‘QAM’`:
 - * `M = 16`: constelação usada será 16-QAM.
 - * `M = 64`: constelação usada será 64-QAM.

5.2.4 *SCFDMA-Tx.m*

Os símbolos complexos são levados para o domínio da frequência (FFT do tamanho do bloco de símbolos, ou seja, do número M_{sc} de subportadoras alocadas para o usuário), em seguida mapeados no *Resource Grid*, depois eles são transformados de volta para o domínio do tempo (IFFT do tamanho do número total de subportadoras da banda de transmissão,

isto é, de tamanho N_{sc}^{UL}) e, por fim, insere-se o prefixo. Em resumo, essa função irá gerar o símbolo SC-FDMA pronto para ser transmitido (vide Figura 4.3).

Os parâmetros que configuram esse *script* são:

- **N_UL_RB**: é o N_{RB}^{UL} , ou seja, o número de *Resource Blocks* por *slot* de *uplink* (Tabela 4.1 mostra os possíveis valores).
- **N_RB_sc**: é o $N_{sc}^{RB} = 12$, ou seja, é o número de subportadoras contidas em um *Resource Block*.
- **Msc**: número de subportadoras alocadas para o usuário (deve ser múltiplo de N_{sc}^{RB}).
- **FDMAtype**: escolhe o tipo de mapeamento que será utilizado:
 - **FDMAtype = ‘interleaved’**: mapeamento *interleaved*, ou seja, utilizando subportadoras espaçadas, conforme especificado na Subseção 4.3.2.
 - **FDMAtype = ‘localized’**: mapeamento *localized*, ou seja, utilizando subportadoras contíguas. Ele se subdivide em dois tipos:
 - * **LFDMAtype = ‘fixed’**: as subportadoras alocadas para o usuário serão as mesmas durante um *frame* inteiro.
 - * **LFDMAtype = ‘random’**: as subportadoras alocadas para o usuário são aleatoriamente trocadas a cada *Resource Block*.
- **extensionType**: escolhe o tipo de prefixo que será utilizado. Pode ser:
 - **extensionType = ‘zero’**: utiliza prefixo zero (não foi implementado ainda).
 - **extensionType = ‘cyclic’**: utiliza prefixo cíclico. O tipo do prefixo cíclico a ser utilizado pode ser (vide Tabela 4.2):
 - * **CPTtype = ‘normal’**: utiliza CP do tipo normal (vide Tabela 4.3).
 - * **CPTtype = ‘extended’**: utiliza CP do tipo estendido (vide Tabela 4.4).

Após essa função, o sinal SC-FDMA gerado passa por algumas funções que implementam o canal e que não serão descritas aqui.

5.2.5 *ChannelEstimation.m*

O sinal SC-FDMA, após passar pelo canal e ter ruído somado a ele, chega ao receptor. Para que os símbolos sejam recuperados através do processo de equalização é necessário que o equalizador conheça o canal ou uma estimativa dele.

Então, *ChannelEstimation.m* é responsável por gerar essa estimativa do canal, através dos símbolos de piloto, utilizando o critério MMSE. Note que, como é reservado um símbolo SC-FDMA inteiro para piloto, então o processo de estimação de canal é idêntico ao processo de equalização (apresentado na Subseção 2.2.2).

5.2.6 *SCFDMA-Rx.m*

Reverte as operações realizadas no *SCFDMA-Tx.m*, ou seja, retira o prefixo, desmapeia o sinal e pega só a parte referente ao usuário de interesse e, por fim, realiza a equalização no domínio da frequência. Em resumo, essa função é responsável por estimar os símbolos que foram transmitidos.

Note que os parâmetros de configuração do *SCFDMA-Tx.m* também configuram o *SCFDMA-Rx.m*, porém no último existe um parâmetro extra:

- **RX_TYPE**: seleciona o critério de equalização. Pode ser (vide Subseção 2.2.2):
 - **RX_TYPE = 'MMSE'**: utiliza o critério MMSE.
 - **RX_TYPE = 'ZF'**: utiliza o critério ZF.

Essa função gera na sua saída dois sinais (estimados). O primeiro é o **signal_rx_SCFDMA** que é o sinal estimado utilizando o canal estimado pela *ChannelEstimation.m*. O segundo é o **signal_rx_SCFDMA_CSI** que é o sinal estimado utilizando o canal correto, ou seja, considerando que o receptor conhece o canal. Tecnicamente isso é chamado de CSI (do inglês, *Channel State Information*). O objetivo final é poder comparar as performances de BER para os dois sinais e medir o quão boa é a estimação de canal.

5.2.7 *TurboDecoder.m*

Decodifica os símbolos utilizando um decodificador turbo especificado pelos mesmos parâmetros do *TurboEncoder.m*. A única novidade é:

- **niter**: determina o número de iterações do decodificador turbo. Em geral, um bom compromisso entre desempenho e custo computacional é conseguido fazendo: $8 \leq \text{niter} \leq 15$.

Essa função é chamada duas vezes, uma para o sinal estimado sem CSI e outra para o sinal estimado com CSI no receptor.

5.2.8 *EvaluateBER.m*

De posse dos *bits* estimados e dos *bits* transmitidos, esta função calcula a BER.

Esta função é chamada duas vezes, uma para o sinal estimado sem CSI e outra para o sinal estimado com CSI no receptor.

5.3 Simulações

Nesta seção, serão apresentados resultados de simulações (para diferentes cenários) com o objetivo de estudar algumas características do sistema. Essas características dizem respeito ao:

- Estimador de canal.
- Mapeamento dos símbolos.
- Codificação Turbo.

Por fim, realizar-se-ão algumas simulações para o 3G-LTE, ou seja, o *script Settings.m* estará de acordo com o sistema de transmissão *uplink* do 3G-LTE, explicado na Seção 4.3. Para todas as simulações, o equalizador utilizado será o MMSE e a velocidade de deslocamento do usuário será de 60 Km/h.

5.3.1 Estimador de canal

O objetivo desta subseção é analisar a performance do sistema com o estimador de canal (sistema real). Para efeito de comparação será utilizado um sistema ideal no qual o receptor conhece o canal, ou seja, tem CSI (do inglês, *Channel State Information*). Pretende-se mostrar que o estimador MMSE de canal é capaz de fornecer ao equalizador uma boa

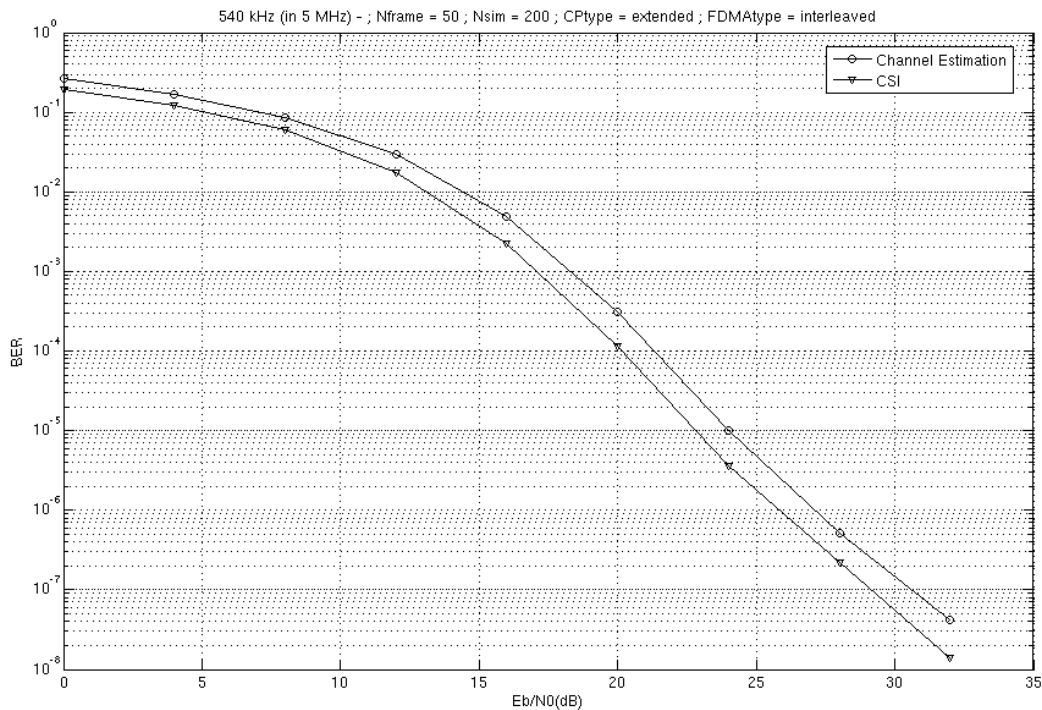


Figura 5.1: BER do cenário 1.

estimativa do canal, independente da forma como os símbolos são mapeados na frequência (vide cenários 1, 2 e 3) e da constelação utilizada (vide cenários 3, 4 e 5).

Em todos os cenários que serão apresentados nessa subseção será considerado que o canal tem largura de banda de 5 MHz e o usuário utiliza aproximadamente 1/10 da banda total. Além disso, o codificador turbo estará inativo.

Cenário 1

Cenário 1 pode ser resumido da seguinte forma:

- Constelação QPSK
- Prefixo cíclico estendido
- Mapeamento *interleaved*

A Figura 5.1 mostra duas curvas referentes à BER do sistema. Uma considerando CSI no receptor (sistema ideal) e a outra considerando a estimação de canal (sistema real). Pode-se ver que a BER do sistema com estimador de canal fica bem próxima da BER do

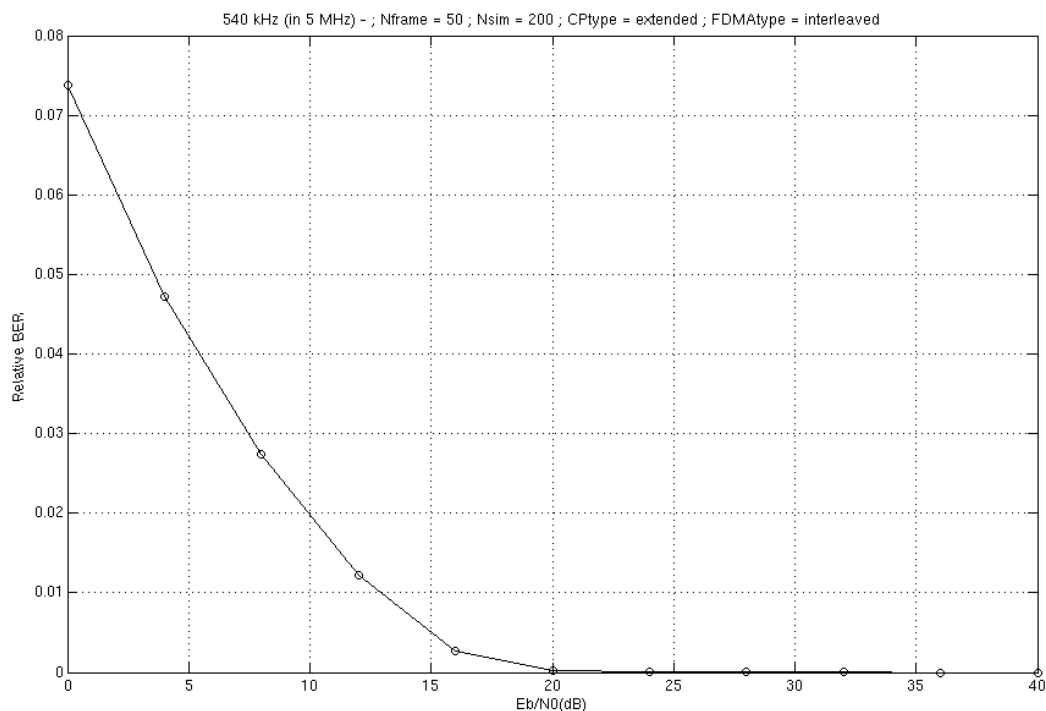


Figura 5.2: Diferença entre as duas curvas de BER do cenário 1.

sistema ideal. Já a Figura 5.2 realiza uma comparação mais direta, pois ela representa a diferença entre as curvas de BER da Figura 5.1, em outras palavras, essa figura ilustra o erro que é inerente ao processo de estimação de canal (devido à presença de ruído). Nota-se na Figura 5.2, como era de se esperar, que para baixas razões sinal-ruído de $bits^1$ a diferença entre o real e o ideal é grande. Por outro lado, conforme essa SNR cresce, o erro vai tendendo a zero. Isso significa que quando a SNR é alta, o estimador de canal consegue gerar uma estimativa bem próxima do canal verdadeiro (CSI).

Cenário 2

Cenário 2 pode ser resumido da seguinte forma:

- Constelação QPSK
- Prefixo cíclico estendido

¹A razão sinal-ruído a nível de $bits$ é o E_b/N_0 das figuras. A partir de agora, será utilizado o termo SNR (do inglês, Signal to Noise Ratio) para representar essa razão sinal-ruído.

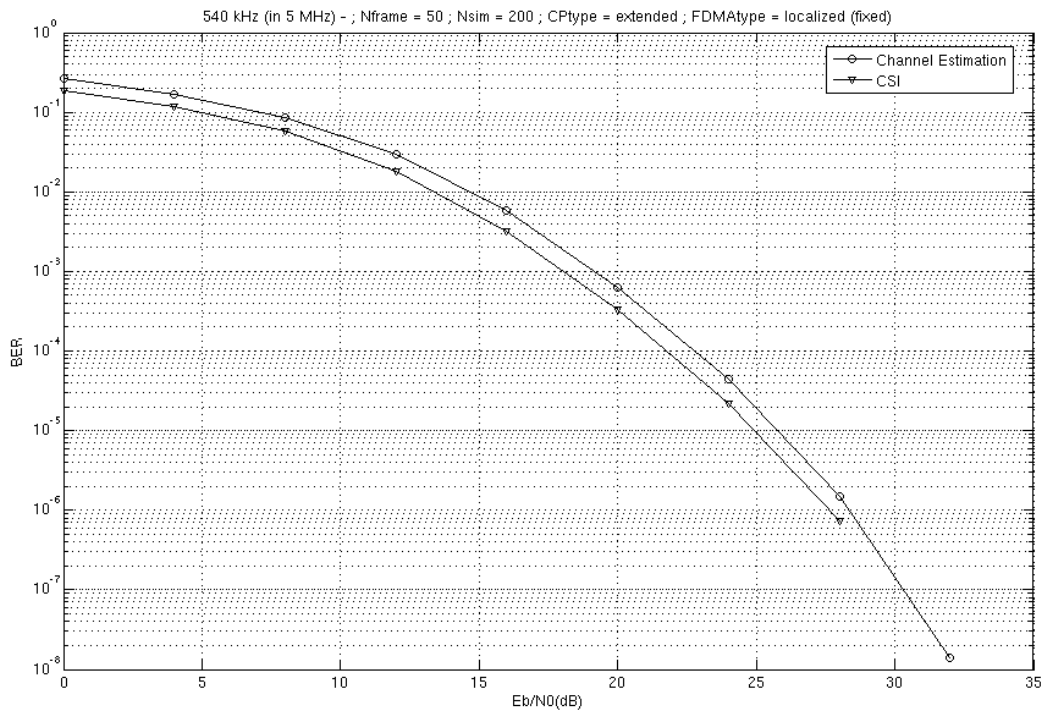


Figura 5.3: BER do cenário 2.

- Mapeamento *localized fixed*

Do Cenário 1 para o Cenário 2 a única mudança foi no mapeamento dos símbolos na frequência que mudou de *interleaved* para *localized fixed*.

A Figura 5.3 mostra duas curvas referentes à BER do sistema. Uma considerando CSI no receptor (sistema ideal) e a outra considerando a estimação de canal (sistema real). Pode-se ver que a BER do sistema com estimador de canal fica bem próxima da BER do sistema ideal. Já a Figura 5.4 representa a diferença entre as duas curvas da Figura 5.3. Nota-se, novamente, que a performance (a nível de BER) do sistema com estimador de canal se aproxima da ideal conforme a SNR cresce.

Cenário 3

Cenário 3 pode ser resumido da seguinte forma:

- Constelação QPSK
- Prefixo cíclico estendido

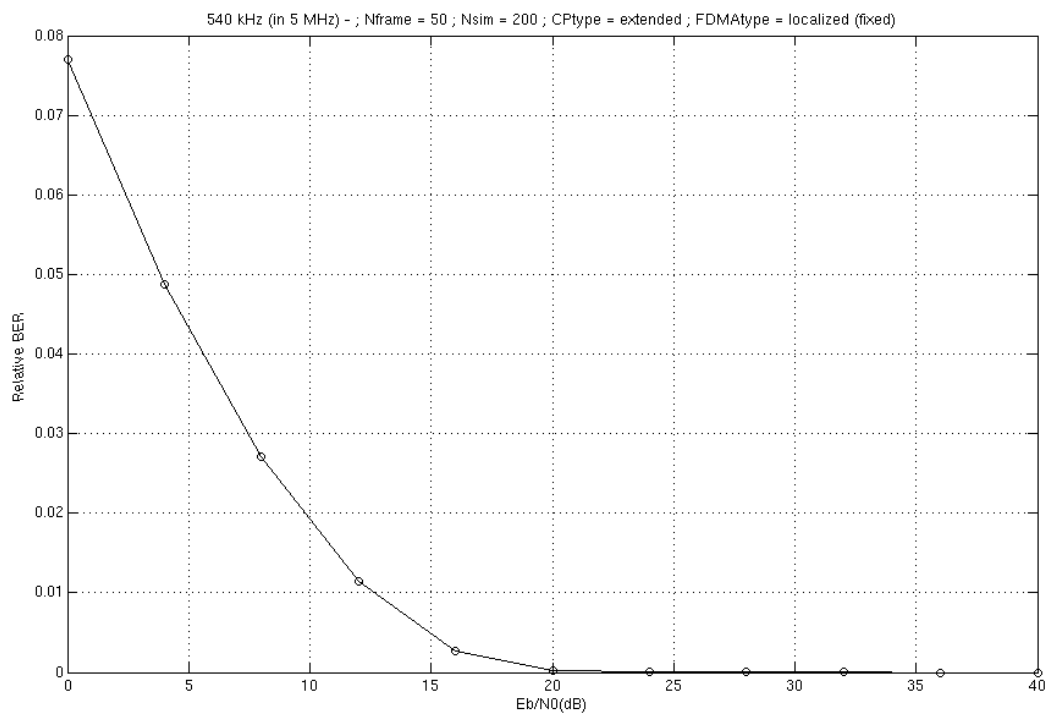


Figura 5.4: Diferença entre as duas curvas de BER do cenário 2.

- Mapeamento *localized random*

Do Cenário 1 para o Cenário 3 a única mudança foi no mapeamento dos símbolos na frequência que mudou de *interleaved* para *localized random*.

A Figura 5.5 mostra duas curvas referentes à BER do sistema. Uma considerando CSI no receptor (sistema ideal) e a outra considerando a estimação de canal (sistema real). Pode-se ver que a BER do sistema com estimador de canal fica bem próxima da BER do sistema ideal. Já a Figura 5.6 representa a diferença entre as duas curvas da Figura 5.5. Nota-se, novamente, que a performance (a nível de BER) do sistema com estimador de canal se aproxima da ideal conforme a SNR cresce.

Cenário 4

Cenário 4 pode ser resumido da seguinte forma:

- Constelação 16-QAM
- Prefixo cíclico estendido

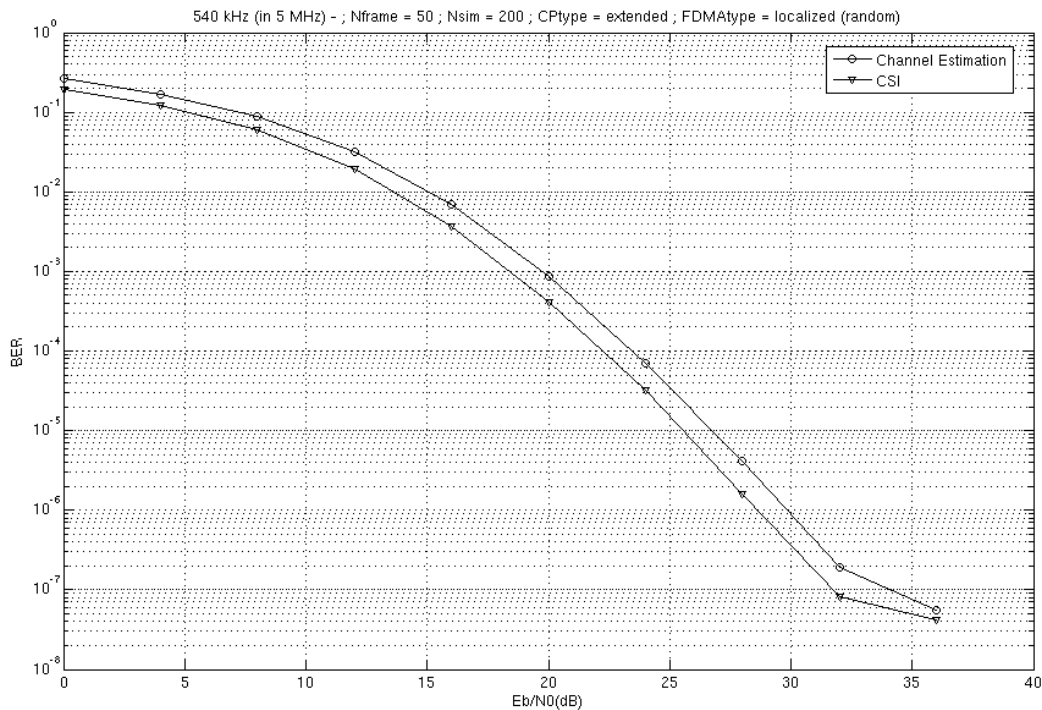


Figura 5.5: BER do cenário 3.

- Mapeamento *localized random*

Do Cenário 3 para o Cenário 4 a única mudança foi na constelação que mudou de QPSK para 16-QAM.

Observa-se na Figura 5.7 que essa mudança de constelação não alterou a performance do estimador de canal (continua bem próximo da curva para o sistema ideal). Dessa forma, tudo que foi dito para o Cenário 3 continua valendo.

Cenário 5

Cenário 5 pode ser resumido da seguinte forma:

- Constelação 64-QAM
- Prefixo cíclico estendido
- Mapeamento *localized random*

Do Cenário 3 para o Cenário 5 a única mudança foi na constelação que mudou de QPSK para 64-QAM.

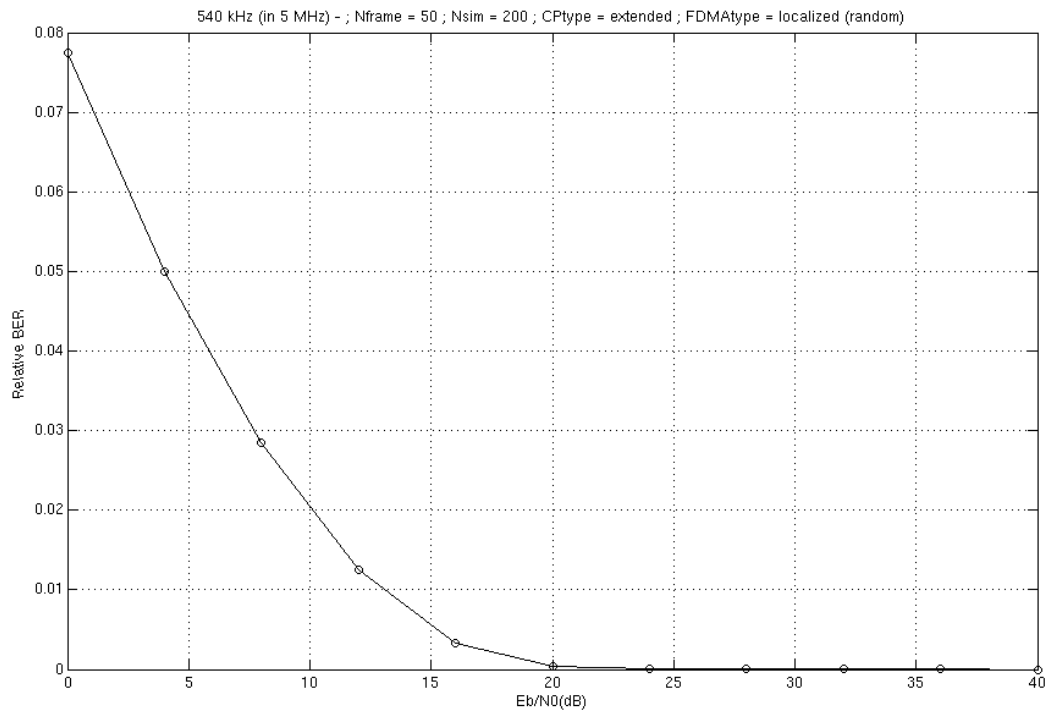


Figura 5.6: Diferença entre as duas curvas de BER do cenário 3.

Observa-se na Figura 5.8 que essa mudança de constelação não alterou a performance do estimador de canal (continua bem próximo da curva para o sistema ideal). Dessa forma, tudo que foi dito para o Cenário 3 continua valendo.

Conclusões

Os cenários simulados mostraram que a performance do estimador de canal depende da SNR. A uma SNR baixa, a estimativa do canal será pobre e, a uma SNR alta, a estimativa do canal será tão próxima do CSI quanto maior for o SNR.

5.3.2 Mapeamento dos símbolos

O objetivo agora é analisar as formas de mapeamento dos símbolos no domínio da frequência e verificar se há algum tipo de mapeamento mais adequado. Portanto, cada cenário que será apresentado tem todos os seus parâmetros fixos e apenas a forma de mapeamento varia. Assim como na Subseção 5.3.1, será considerado nesta subseção que o canal tem largura de banda de 5 MHz. Além disso, o codificador turbo estará inativo.

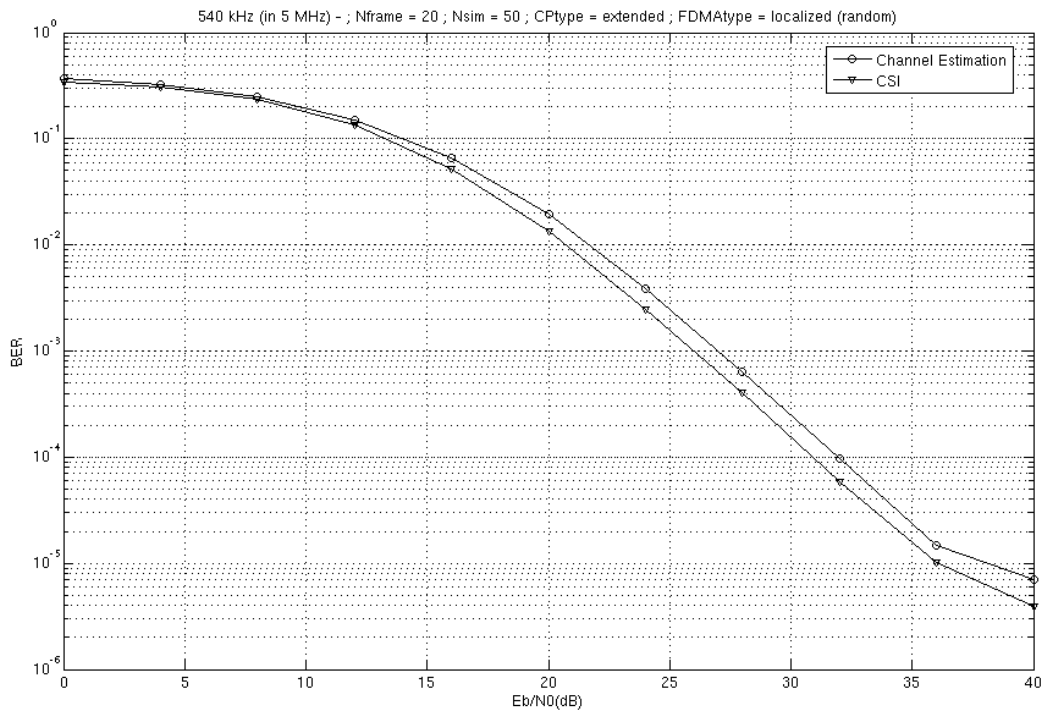


Figura 5.7: BER do cenário 4.

As Figuras 5.9, 5.10 e 5.11, referentes às modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, respectivamente, comparam a performance de BER do sistema para os três tipos de mapeamento já discutidos:

- LFDMA random representa o mapeamento *localized random*.
- LFDMA fixed representa o mapeamento *localized fixed*.
- IFDMA representa o mapeamento *interleaved*.

É importante dizer que, para essas três figuras, foi considerado que o usuário utilizava aproximadamente 1/10 da banda total. Pode-se observar nelas que o mapeamento *interleaved* apresentou sempre a menor BER e o *localized fixed* apresentou sempre a maior BER.

Esse comportamento já era esperado, pois utilizando subportadoras contíguas (mapeamento *localized*) pode-se ter um usuário que experimente uma faixa de frequências em torno de um zero do canal. Se isso acontecer, o mapeamento *localized fixed* ainda será pior que o *localized random*, uma vez que o primeiro só mudaria de subportadoras após um *frame*

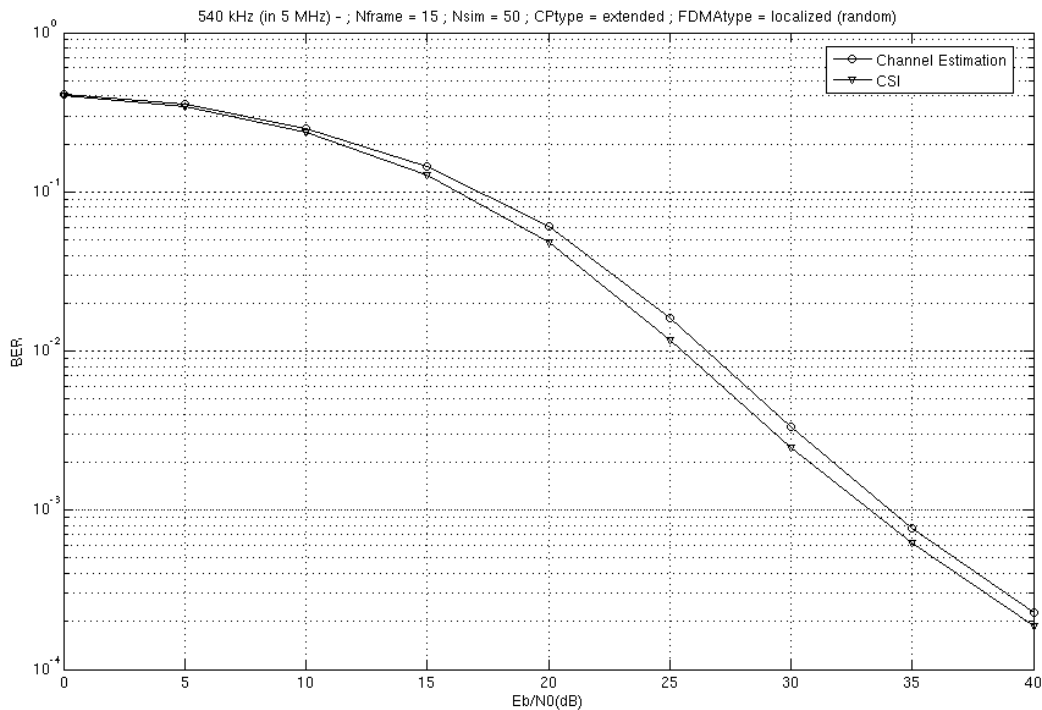


Figura 5.8: BER do cenário 5.

inteiro, enquanto o segundo mudaria a cada *Resource Block*².

Por outro lado, para o mapeamento *interleaved*, uma faixa de frequências próximas de um zero do canal seriam divididas pelos usuários. Portanto, pode-se dizer que essa forma de mapeamento é também a mais justa com os usuários, pois eles dividirão tanto as frequências ruins (com muita atenuação) quanto as boas (com pouca atenuação).

A Figura 5.12 apresenta uma comparação entre as três formas de mapeamento considerando que o usuário tem aproximadamente 1/2 da banda total.

Nota-se que o mapeamento *interleaved* continua sendo o melhor, porém as curvas ficaram mais próximas umas das outras. Pode-se concluir que à medida que a banda de transmissão do usuário vai aumentando, as formas de mapeamento vão se tornando cada vez mais próximas. No limite, quando o usuário puder usar a banda inteira, as três formas de mapeamento coincidirão. Contudo, em um sistema multi-usuário, é de se esperar que um usuário não tenha uma parcela grande da banda total, visto que os recursos de rádio são compartilhados.

²Note que esse comentário é válido para canais invariantes no tempo e variantes no tempo, desde que eles não variem muito rápido (esse é o caso do canal do simulador).

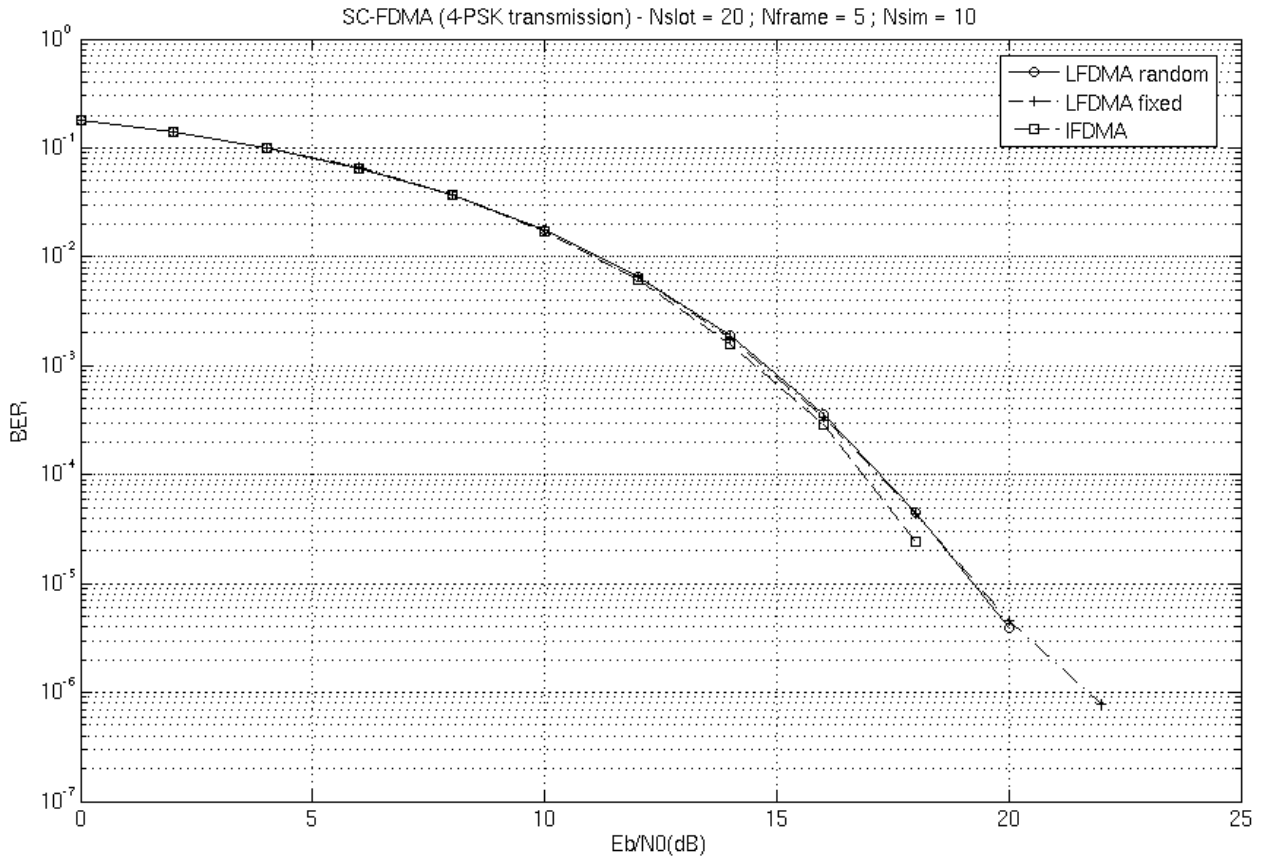


Figura 5.9: Comparação entre os mapeamentos (QPSK).

Conclusões

O mapeamento *interleaved* mostrou-se o melhor dentre os três possíveis métodos. Isso justifica o fato de que as especificações do 3G-LTE não consideram formas de mapeamento em subportadoras contíguas (*localized*).

5.3.3 Codificação Turbo

O objetivo dessa subseção é analisar a performance do sistema para diferentes números de *subframes* codificados conjuntamente e, com isso, tentar entender a escolha de codificar apenas um *subframe* por vez (especificação do 3G-LTE). Será considerado que o canal tem largura de banda de 5 MHz e o usuário utiliza aproximadamente 1/10 da banda total.

A Figura 5.13 apresenta três curvas referentes a:

- $N_SUBFRAME_CODED = 1$: codificando um *subframe* por vez.
- $N_SUBFRAME_CODED = 5$: codificando cinco *subframes* de uma só vez.

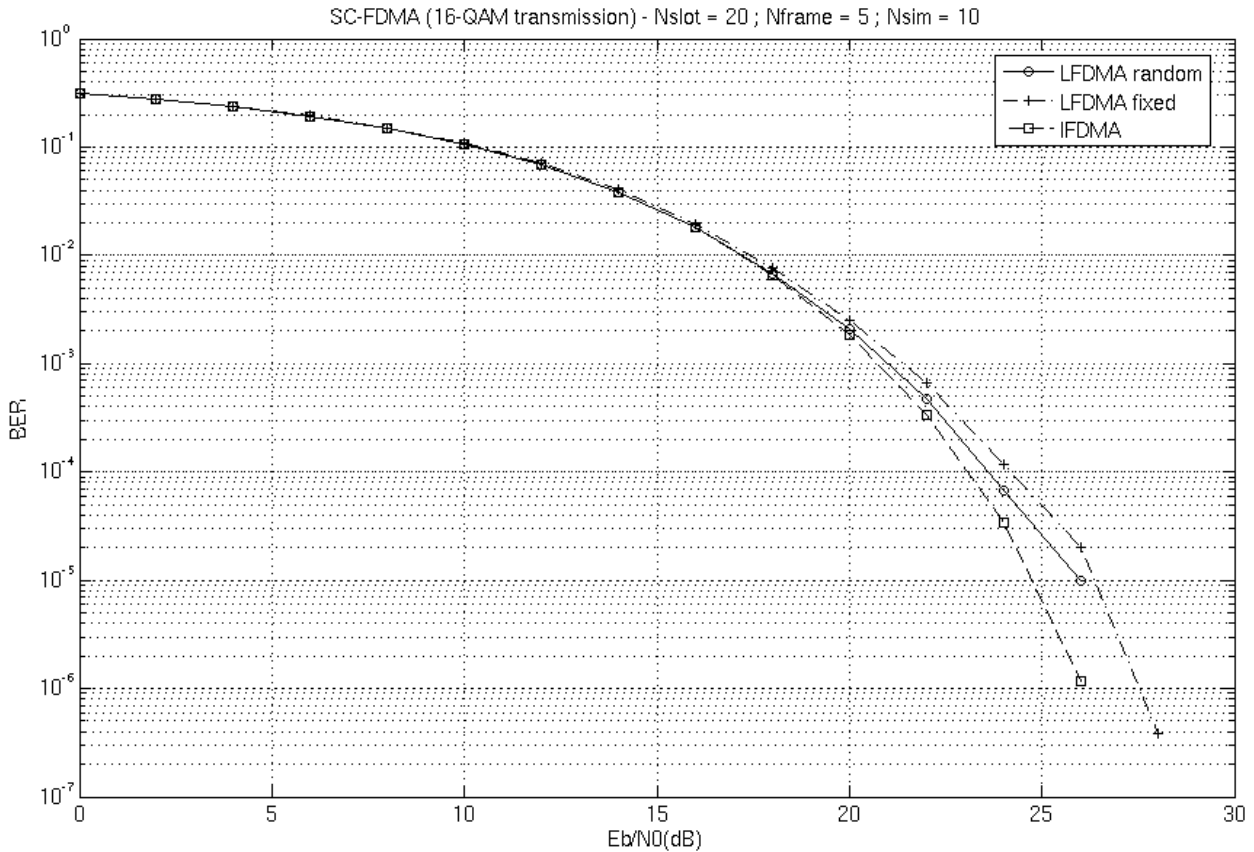


Figura 5.10: Comparação entre os mapeamentos (16-QAM).

- `N_SUBFRAME_CODED = 10`: codificando o *frame* inteiro de uma só vez.

Observa-se que as curvas de BER para os três casos são bem parecidas. Note que a curva referente ao codificador turbo que codifica o *frame* inteiro apresenta a melhor performance, seguido pelo que codifica cinco *subframes* e, por último, o que codifica um *subframe* por vez foi o que apresentou a pior performance³. Esse comportamento já era esperado, pois quanto maior o comprimento do *interleaver*, melhor o codificador turbo [17].

Porém, aumentar o tamanho do *interleaver* significa aumentar a complexidade do transmissor e receptor, além de aumentar o atraso do sistema⁴. Além disso, a vantagem (em termos de BER) das outras duas curvas, para o caso simulado, é muito pequena e acaba não compensando o esforço computacional que elas requerem.

³Como as curvas estão muito próximas, uma forma de se notar a diferença de performance entre elas é reparar que em 12 dB, as curvas de BER referentes a 10 e 5 *subframes* caem a zero.

⁴Basta lembrar que o decodificador turbo realiza um processo iterativo para decodificar os *bits* para entender o tamanho do problema de se aumentar o tamanho do *interleaver*.

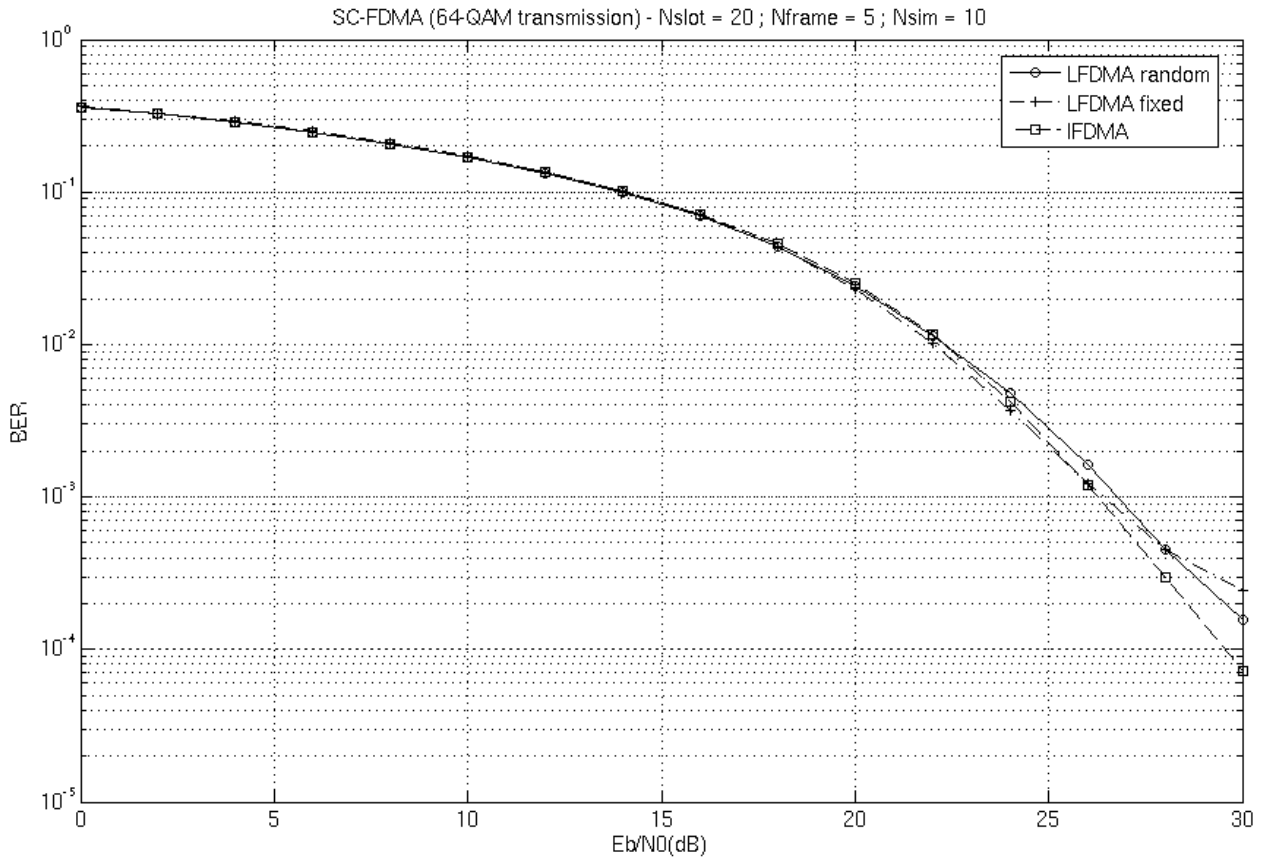


Figura 5.11: Comparação entre os mapeamentos (64-QAM).

Conclusões

A escolha de codificar apenas um *subframe* por vez acaba sendo um bom compromisso entre complexidade e BER.

5.3.4 3G-LTE

Nesta subseção pretende-se mostrar os resultados de simulações levando em conta somente os parâmetros das especificações do sistema 3G-LTE ([14] e [15]), apresentadas no Capítulo 4. A única informação extra (fora das especificações) é que o número de iterações utilizadas no decodificador turbo é dez.

As Figuras 5.14, 5.15 e 5.16 são os resultados das simulações do sistema 3G-LTE considerando as modulação QPSK, 16-QAM e 64-QAM, respectivamente. Nota-se que em baixas SNRs, a performance do sistema com estimador de canal é pior que a do sistema ideal (com CSI no receptor). Porém, em um determinado valor de SNR, a BER caiu rapidamente para zero (para os dois casos). Note que o comportamento das curvas apresentadas nesta

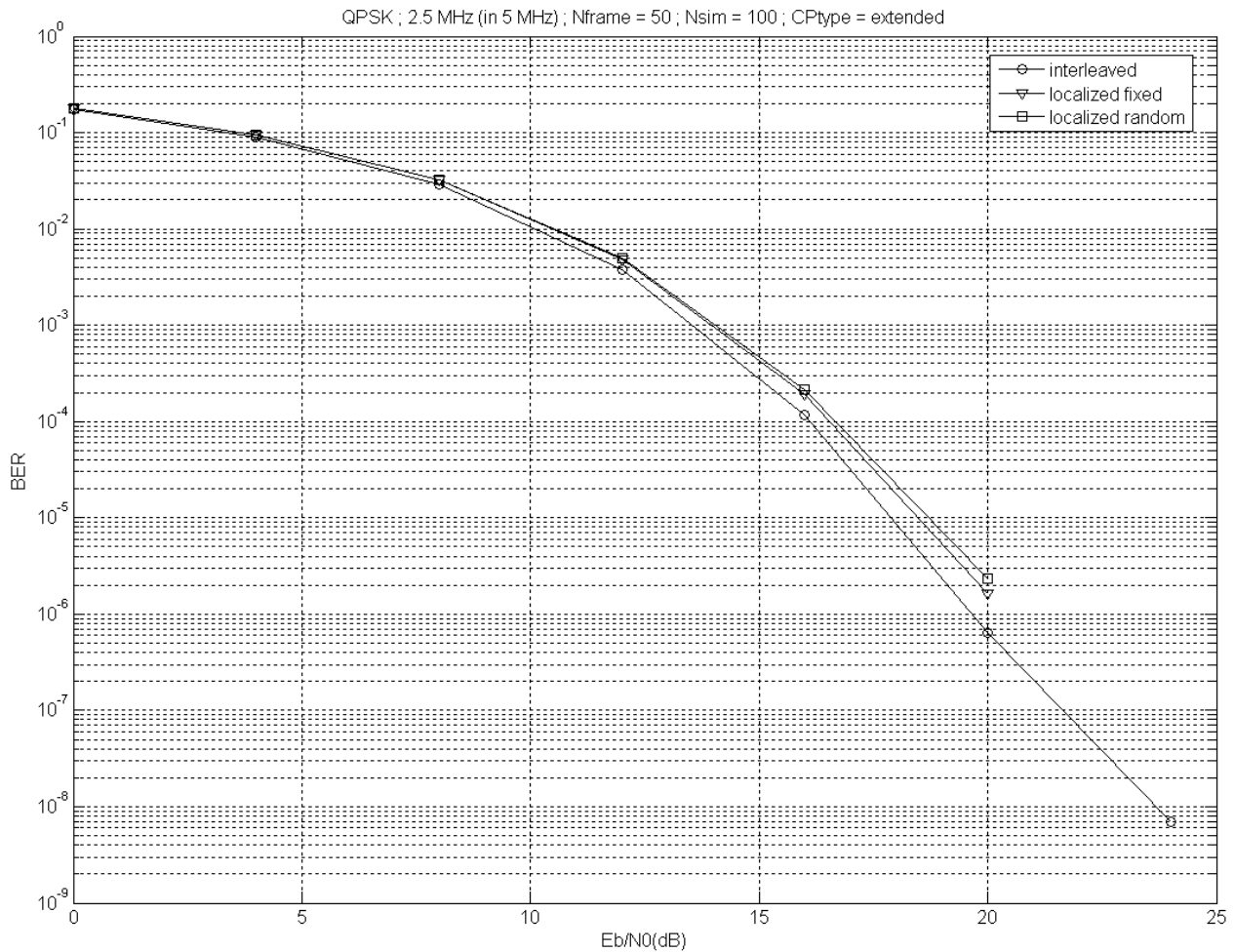


Figura 5.12: Comparação entre os mapeamentos para constelação QPSK.

subseção é análogo ao comportamento das curvas da Subseção 5.3.1, porém um pouco mais discrepante. Uma possível explicação para essa maior discrepância é que quanto maior for o número de símbolos estimados de forma equivocada, menor será a capacidade de correção de *bits*, por parte do codificador (devido à recursividade).

Conclusões

Os resultados exibidos nesta subseção sugerem a existência, na prática, de um limite inferior de SNR para operação do sistema. Abaixo desse limite, a performance do sistema fica aquém da do sistema ideal.

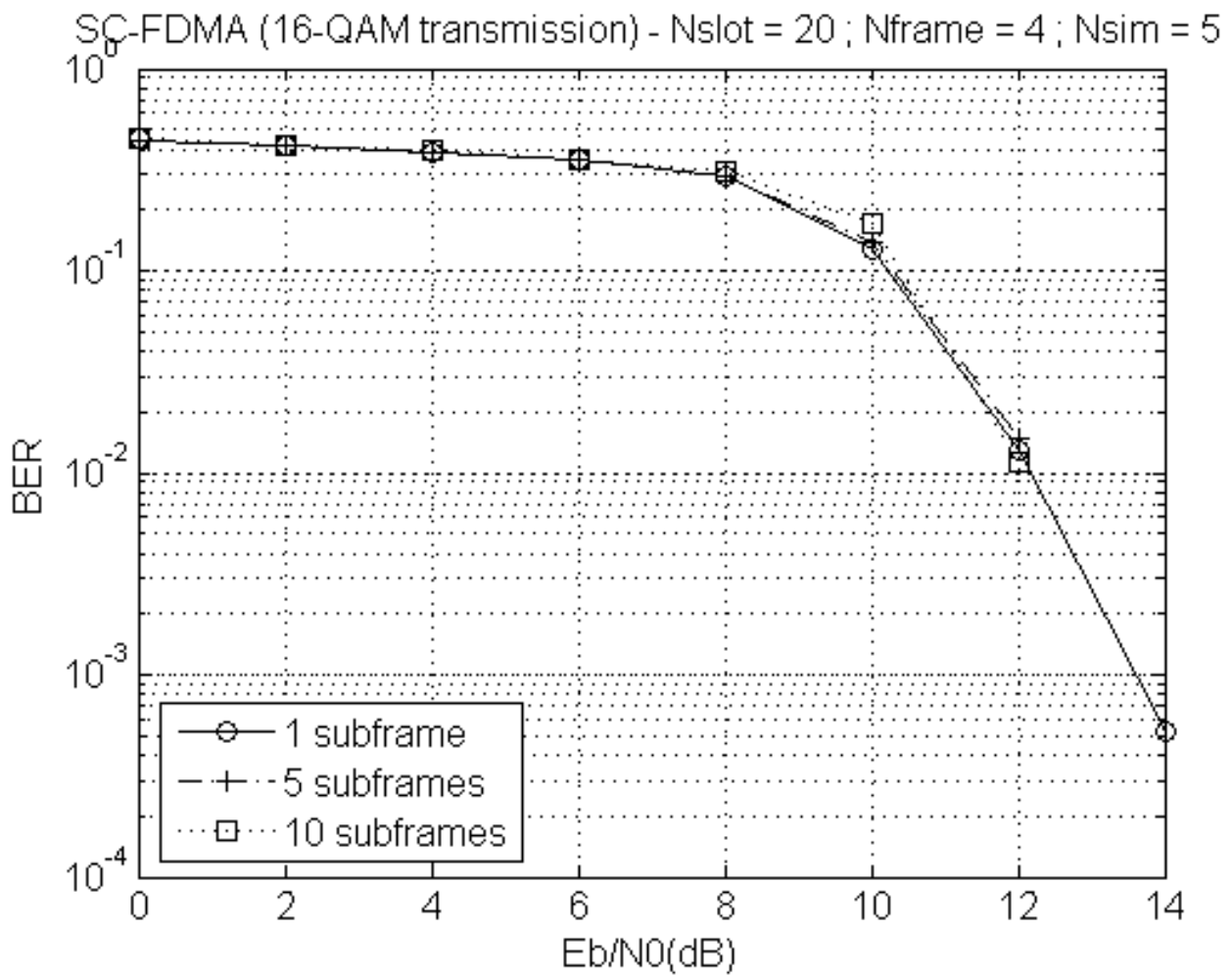


Figura 5.13: Comparação entre número de *frames* codificados conjuntamente.

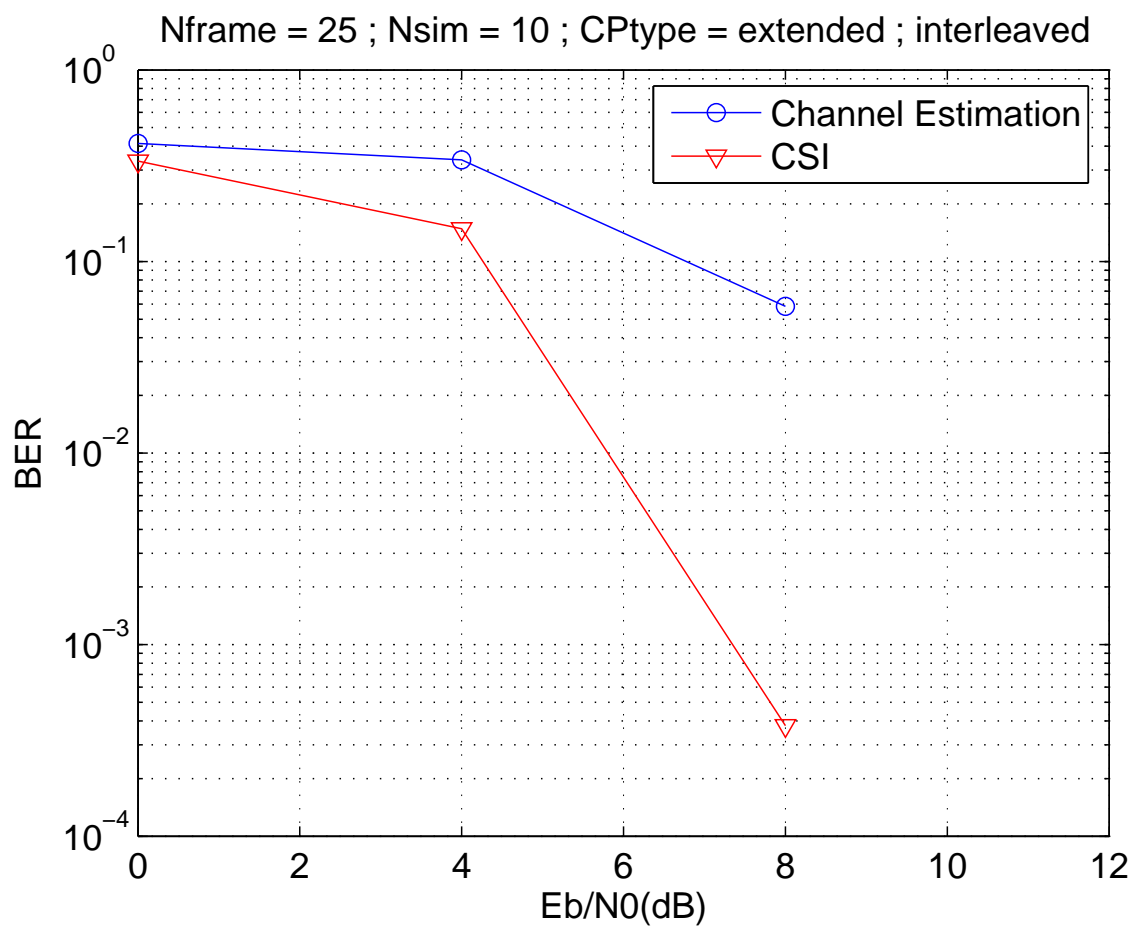


Figura 5.14: BER do sistema 3G-LTE (QPSK).

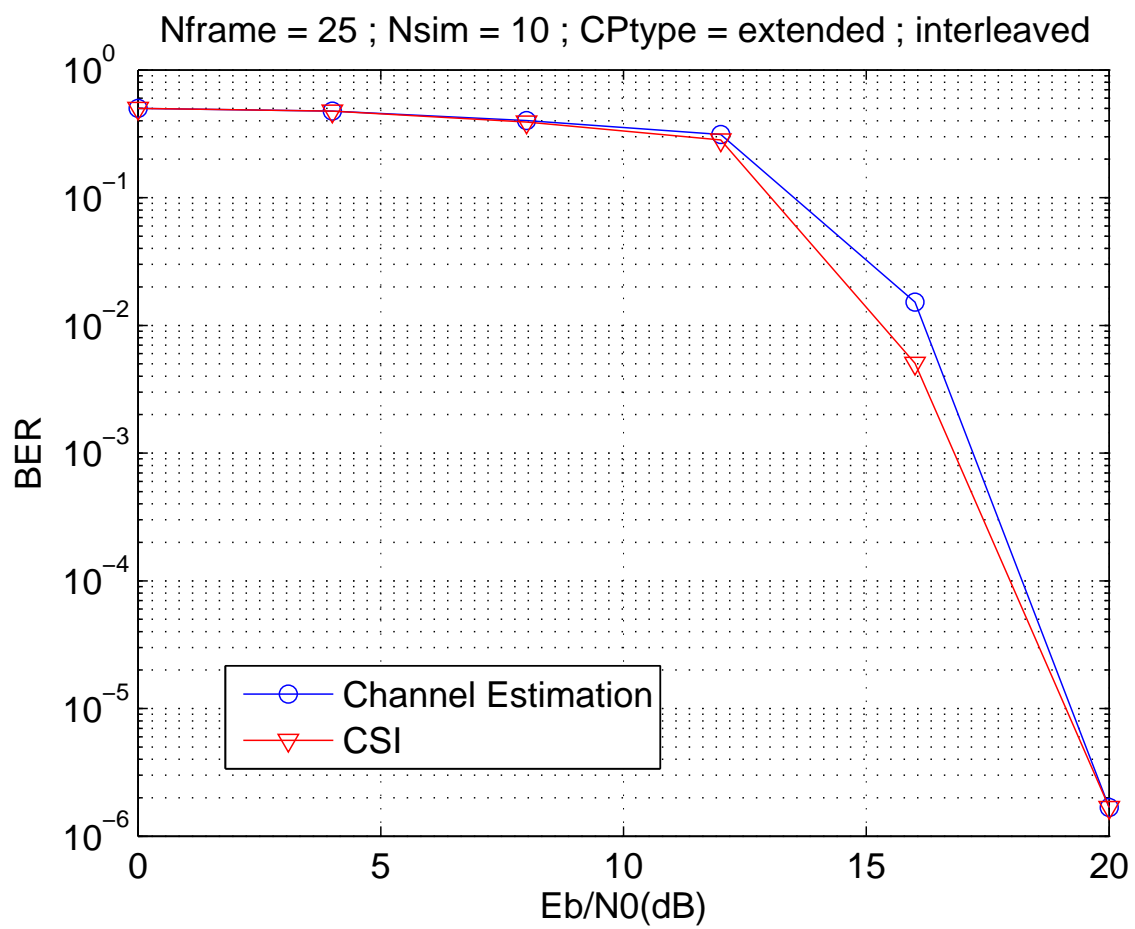


Figura 5.15: BER do sistema 3G-LTE (16-QAM).

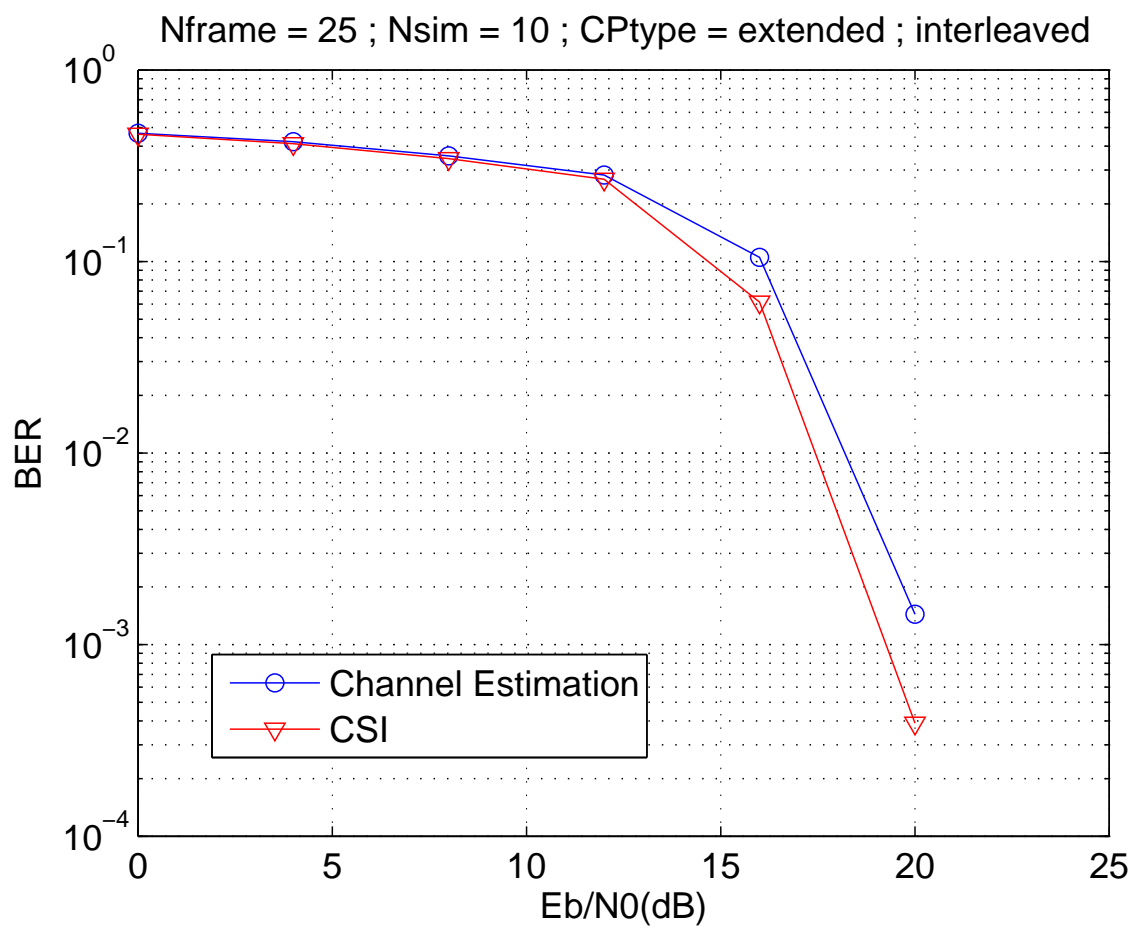


Figura 5.16: BER do sistema 3G-LTE (64-QAM).

Capítulo 6

Conclusões

O objetivo deste projeto final de curso foi a implementação do simulador da camada física de *uplink* do sistema 3G-LTE. Esse objetivo foi alcançado e, de certa forma, estendido, pois o simulador implementado permite que o usuário configure o cenário de simulação e, inclusive, mude as especificações do sistema.

No Capítulo 1, o cenário de comunicação móvel sem fio foi descrito. Através da exposição dos principais problemas desse cenário, dando ênfase ao fenômeno conhecido como multi-percurso, explicou-se o fato dos canais sem fio serem modelados por filtros FIR. Em seguida, discutiu-se os principais tipos de interferência existentes nesse tipo de sistema. Por fim, a utilização das técnicas de modulação digital, no caso OFDM e SC-FD, foi motivada devido à sua capacidade de eliminar IBI e ISI de forma simples.

No Capítulo 2, realizou-se uma descrição detalhada dos sistemas OFDM e SC-FD, ambos SISO, utilizando prefixo cíclico. São abordados os pontos fortes e fracos dessas técnicas. O principal ponto forte é a complexidade do receptor que é bem pequena (multiplicação por um número escalar, pois o equalizador é uma matriz diagonal). Dentre os pontos fracos está a sensibilidade aos zeros do canal. Para superar esse problema é sugerido a utilização do prefixo zero que, por outro lado, aumenta a complexidade do receptor, pois é necessária a inversão de uma matriz que não é diagonal. Esse capítulo termina comparando os sistemas SC-FD e OFDM com relação às três figuras de mérito a seguir: BER, PAPR e CFO.

No Capítulo 3, abordou-se os sistemas MIMO dando ênfase ao *Spatial Multiplexing* (SM) que permite máxima taxa de transmissão de dados (*throughput*), e ao esquema de Alamouti [13] que utiliza um sistema com diversidade de transmissão, de forma a ter um ganho em performance de BER e ao mesmo tempo ter um receptor de baixa complexidade. Essa

abordagem foi bastante concisa, pois na parte de *uplink* do 3G-LTE não há a possibilidade de se utilizar um esquema MIMO. Essa possibilidade só existe no *downlink* e, as possíveis formas de transmissão MIMO especificadas são: SM e Alamouti.

No Capítulo 4, as especificações do 3G-LTE foram apresentadas. Contudo, esse capítulo não tem por finalidade ser completo. Para essa finalidade já existem documentos (especificações do 3GPP, no caso [14] e [15]). A motivação desse capítulo foi apresentar as especificações (para estrutura do *frame* e para o canal de dados) de forma simples, relacionando os parâmetros, de forma a facilitar o entendimento de alguém que resolva ler as especificações.

No Capítulo 5, apresentou-se, inicialmente, a estrutura do simulador com ênfase no arquivo de configurações denominado *Settings.m*. Nesse *script* estão concentrados todos os parâmetros de simulação que podem ser alterados pelo usuário. O *script Main.m* representa a função principal de simulação que chama todas as outras funções e exibe o resultado (em geral, um gráfico de BER). Em seguida, são exibidos alguns resultados de simulações. O objetivo era o entendimento de algumas escolhas, das especificações do 3GPP, para alguns parâmetros e, por fim, verificar a performance do sistema 3G-LTE.

6.1 Contribuição do Trabalho

A principal contribuição deste projeto final é o simulador implementado, pois ele abre caminhos para novos trabalhos na área de comunicações. Por exemplo, ele pode servir como um bom ponto de partida para alguém que precise implementar um simulador. Outra idéia seria complementá-lo, uma vez que as especificações ainda não foram concluídas. Além disso, considerando trabalhos de pesquisa, o simulador pode servir como um cenário realístico para simulação de técnicas/algoritmos desenvolvidos.

Outra contribuição que merece destaque é a documentação do Capítulo 2 (referente ao SC-FD e ao OFDM). Embora não haja nenhuma novidade nesse capítulo, o conteúdo dele foi retirado de várias fontes. Portanto, ele tem o mérito de concentrar as informações de diversas fontes, facilitando o estudo desses sistemas.

6.2 Trabalhos Futuros

Algumas sugestões para trabalhos futuros são:

- Implementar uma solução adaptativa (no caso, *semi-blind*) para que o estimador de canal acompanhe as variações do canal dentro de um mesmo *slot*.
- Dar continuidade ao trabalho, implementando novas *features* para o simulador (por exemplo: prefixo zero, *scrambling*, etc.)
- Implementar o WiMAX, aproveitando-se da estrutura já pronta do simulador 3G-LTE, para fins de comparação entre esses dois sistemas.

Referências Bibliográficas

- [1] CAMPOS, M., “Evolução da Telefonia Móvel.” Notas de aula da antiga disciplina Comunicações Móveis (Transmissão Digital) do DEL/UFRJ, 2007.
- [2] 3GPP, “UTRA-UTRAN Long Term Evolution (LTE) and 3GPP System Architecture Evolution (SAE)”. <http://www.3gpp.org/Highlights/LTE/LTE.htm>.
- [3] DINIZ, P. S. R., “Principles of Wireless Communication.” Notas de aula da disciplina Transmissão Digital do DEL/UFRJ, 2005.
- [4] KRAUS, J. D., FLEISCH, D. A., *Electromagnetics with Applications*. McGraw-Hill, 1999.
- [5] DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B., NETTO, S. L., *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*. Cambridge University, 2002.
- [6] SAYED, A. H., *Fundamentals of Adaptive Filtering*. John Wiley, 2003.
- [7] GRAY, R. M., *Toeplitz and Circulant Matrices: A review*. Department of Electrical Engineering of Stanford University.
- [8] MUQUET, B., WANG, Z., GIANNAKIS, G. B., *et al.*, “Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 12, pp. 2136–2148, Dezembro 2002.
- [9] LIN, Y.-P., PHOONG, S.-M., “BER Minimized OFDM Systems With Channel Independent Precoders”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 51, n. 9, pp. 2369–2380, Setembro 2003.
- [10] TUBBAX, J., PERRE, L. V. D., ENGELS, M., *et al.*, “OFDM versus Single-Carrier: A Realistic Multiple-Antenna Comparison”, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp. 1275–1287, Setembro 2004.

- [11] FALCONER, D., ARIYAVISITAKUL, S. L., BENYAMIN-SEEYAR, A., *et al.*, “Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems”, *IEEE Communication Magazine*, v. 40, pp. 58–66, Abril 2002.
- [12] MERCHED, R., YOUSEF, N., “Carrier-offset and Doppler Compensation for OFDM Receivers”. Não foi publicado.
- [13] ALAMOUTI, S. M., “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, v. 16, n. 8, pp. 1451–1458, Outubro 1998.
- [14] 3GPP, *Physical Channels and Modulation (Release 8)*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 36.211 - v1.2.0, 2007.
- [15] 3GPP, *Multiplexing and channel coding (Release 8)*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 36.212 - v1.3.0, 2007.
- [16] 3GPP, *Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7)*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 25.814 - v7.1.0, 2006.
- [17] LIN, S., COSTELLO, D. J., *Error Control Coding*. Prentice Hall, 2004.
- [18] OLIVEIRA, J. F. L. D., *Modulação Codificada e Compressão de Sinais*. Tese Ph.D., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Dezembro 2003.
- [19] WANG, Z., MA, X., GIANNAKIS, G. B., “OFDM or Single-Carrier Block Transmission?”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 52, n. 3, pp. 380–394, Março 2004.
- [20] HAYKIN, S., *Sistemas de Comunicação: Analógicos e Digitais*. Bookman, 2004.
- [21] TSE, D., VISWANATH, P., *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University, 2004.
- [22] LIMA, E. L., *Álgebra Linear*. IMPA, 1998.
- [23] JERUCHIM, M. C., BALABAN, P., SHANMUGAN, K. S., *Simulation of Communication Systems*. Springer, 2000.