

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

ESTUDO E SIMULAÇÃO DA CAMADA FÍSICA DO 3G-LTE NA
CONEXÃO DOWNLINK

Autora:

Camila Maria Gabriel Gussen

Banca Examinadora:

Orientador:

Prof. Paulo Sergio Ramirez Diniz, Ph.D.

Co-Orientador:

Wallace Alves Martins, Eng.

Examinador:

Prof. Marcello Luiz Rodrigues de Campos, Ph.D.

Examinador:

Tadeu Nagashima Ferreira, M.Sc.

DEL

Janeiro de 2009

À minha família.

Agradecimentos

“Tudo o que é pensável é realizável.”

Agradeço a Deus por ter me dado as oportunidades necessárias para que eu conseguisse atingir e finalizar mais uma etapa da minha vida.

Agradeço muito a meus pais, Vera Joana e José Alberto, por terem me proporcionado uma excelente formação pessoal e educacional. Agradeço também a eles por estarem ao meu lado em todos os momentos da minha vida. Agradeço à minha irmã Clarissa por ser sempre minha amiga e por me entender (ou tentar!) nas diversas situações.

Agradeço especialmente à minha avó Angelina e à minha tia Tici por sempre me darem forças em todos os momentos. Agradeço também a todos os meus familiares que sempre torceram por mim!

Agradeço ao meu namorado, Reinaldo, pela compreensão e pelo apoio em todos os momentos e por estar sempre do meu lado.

Agradeço também ao meu orientador Paulo Diniz (tanto técnico quanto de zoações) por ter me orientado neste trabalho e por ser um exemplo a ser seguido de realização profissional e pessoal.

Agradeço também ao co-orientador deste trabalho Wallace Martins, pelos esclarecimentos de minhas dúvidas e pela sua calma transmitida a mim.

Agradeço a todos os professores que tive, tanto na faculdade quanto no colégio, especialmente ao coordenador do curso de Engenharia Eletrônica, Casé, por ter resolvido os problemas que aconteceram durante o curso de graduação. É com o conhecimento ensinado por eles que consegui finalizar mais uma etapa!

Agradeço ao professor Marcello Campos por ter participado de minha banca de projeto final no meio de suas férias!

Agradeço ao Tadeu Ferreira que sempre esteve disposto a me ajudar, tanto neste projeto quanto em outros trabalhos. Gostaria de agradecer também ao Markus Lima pela

ajuda dada no trabalho e ao pessoal do LPS pelos momentos de descontração no Burguesão!

Agradeço às meninas super-poderosas, Aninha e Adriana, por estarem comigo nestes anos de faculdade, e também aos meninos da minha turma EEL2004-1. Agradeço ainda aos meus amigos do colégio por me acompanharem nesta trajetória.

Agradeço ao CNPq pelos dois anos e meio de bolsa de iniciação científica.

Enfim, gostaria de agradecer a todos que contribuíram na minha vida.

Espero que consiga dar uma contribuição ainda maior para a sociedade.

Resumo

O objetivo deste trabalho é desenvolver um simulador de *downlink* da camada física do 3G-LTE. Com esse intuito, são mostradas algumas características desse novo sistema e também é realizada uma breve descrição da rede do sistema 3G-LTE. Além disso, o processamento do sinal nos sentidos do *uplink* e *downlink* é descrito, assim como a técnica SC-FD que é utilizada nas conexões *uplink*.

A técnica OFDM, usada no *downlink*, e a sua modelagem matemática são descritas para sistemas SISO e MIMO. Além disso, para o caso MIMO, é feito o modelamento matemático para os casos de transmissão com diversidade (caso SFBC) e de transmissão com multiplexação espacial.

As especificações necessárias para o desenvolvimento do simulador proposto também são expostas. Deve-se lembrar que esse padrão ainda está sendo desenvolvido e, por isso, suas especificações não estão completas.

O simulador desenvolvido também é apresentado e cada função implementada é descrita. São expostos ainda os parâmetros que o usuário pode alterar em cada função. Algumas considerações sobre o simulador são feitas, tais como o fato de ele ser mono-usuário, o sinal ser modelado como se transmitido em banda-base e de ter sido implementado em MATLAB[©], versão 7.

Através dos resultados obtidos com as simulações, verifica-se que existe, de fato, um ganho em termos de BER quando utilizam-se várias antenas transmissoras e receptoras. Para o caso de transmissão com multiplexação espacial existe ainda o ganho de *throughput*. O ganho em termos de BER torna-se ainda maior quando é utilizada codificação turbo.

Palavras-Chave

3G-LTE

BER

Downlink

Equalização

Mapeamento

MIMO

OFDM

OFDMA

Precodificação

Prefixo-Cíclico

SISO

SFBC

SM

Sumário

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Palavras-Chave	vi
Sumário	vii
1 Apresentação	1
1.1 Introdução	1
1.2 Histórico do 3G-LTE	1
1.3 Características do 3G-LTE	2
1.4 Descrição da Rede do 3G-LTE	3
1.5 Objetivos	5
1.6 Organização do Trabalho	6
1.7 Notação	6
2 Uplink e Downlink do 3G-LTE	7
2.1 Introdução	7
2.2 Canal sem Fio	7
2.3 Uplink do 3G-LTE	9
2.4 SC-FD	13
2.5 Downlink do 3G-LTE	15
3 MIMO-OFDM	20
3.1 Introdução	20
3.2 OFDM	20

3.3	SISO-OFDM	21
3.4	MIMO-OFDM	26
3.4.1	<i>Beam-forming</i>	27
3.4.2	Transmissão com Diversidade	27
3.4.3	Transmissão com Multiplexação Espacial	37
4	Especificações do 3G-LTE	41
4.1	Introdução	41
4.2	Definições	41
4.3	Classificação dos Sinais de <i>Downlink</i>	42
4.4	Estrutura Geral do <i>Frame</i>	42
4.5	Recursos Físicos do <i>Downlink</i>	44
4.6	Estrutura Geral do PDSCH	46
4.6.1	Embaralhador	47
4.6.2	Modulador	48
4.6.3	Mapeamento em Camadas	48
4.6.4	Precodificador	50
4.6.5	Mapeamento no <i>Resource Element</i>	57
4.6.6	Geração do Sinal OFDM	57
4.7	Codificador de Canal	57
5	Simulador	58
5.1	Introdução	58
5.2	Descrição Geral	58
5.3	<i>Scripts</i>	58
5.3.1	<i>Main.m</i>	59
5.3.2	<i>Settings.m</i>	59
5.3.3	<i>Source.m</i>	60
5.3.4	<i>CodewordMaker.m</i>	60
5.3.5	<i>TurboEncoder.m</i>	61
5.3.6	<i>Scrambling.m</i>	61
5.3.7	<i>Modulator.m</i>	62
5.3.8	<i>Precoder.m</i>	62

5.3.9	<i>OFDM-TX.m</i>	64
5.3.10	<i>OFDM-RX.m</i>	66
5.3.11	<i>ChannelEstimation.m</i>	66
5.3.12	<i>Combiner.m</i>	67
5.3.13	<i>TurboDecoder.m</i>	68
5.3.14	<i>Descrambling.m</i>	69
5.3.15	<i>CodewordDemaker.m</i>	69
5.3.16	<i>EvaluateBER.m</i>	69
6	Resultados Obtidos	70
6.1	Introdução	70
6.2	Parâmetros Utilizados	70
6.3	Resultados Obtidos	71
7	Conclusões	98
7.1	Contribuições do Trabalho	99
7.2	Trabalhos Futuros	100
	Referências Bibliográficas	101

Lista de Figuras

1.1	Rede do 3G-LTE.	3
2.1	Tipos de perda de potência em um canal sem fio [1].	9
2.2	Diagrama em blocos do <i>uplink</i>	10
2.3	Diagrama em blocos do SC-FD.	14
2.4	Diagrama em blocos do <i>downlink</i>	16
3.1	Diagrama em blocos do OFDM.	22
3.2	<i>Delay diversity</i> , onde T é o atraso.	28
3.3	<i>Cyclic delay diversity</i>	29
3.4	<i>Space-time block coding</i>	30
3.5	<i>Space-frequency block coding</i>	30
4.1	Estrutura do frame Tipo 1.	43
4.2	<i>Subframe</i> e suas partições.	44
4.3	<i>Downlink resource grid</i>	45
4.4	Processamento do sinal do PDSCH.	47
4.5	Codificador Turbo.	57
6.1	BER do Cenário 1 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	73
6.2	BER do Cenário 1 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	73
6.3	BER do Cenário 2 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	74
6.4	BER do Cenário 2 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	75
6.5	BER do Cenário 3 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	76
6.6	BER do Cenário 3 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	76
6.7	BER do Cenário 4 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	78
6.8	BER do Cenário 4 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	78

6.9	BER do Cenário 5 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	79
6.10	BER do Cenário 5 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	80
6.11	BER do Cenário 6 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	81
6.12	BER do Cenário 6 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	81
6.13	BER do Cenário 7 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	83
6.14	BER do Cenário 7 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	83
6.15	BER do Cenário 8 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	84
6.16	BER do Cenário 8 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	84
6.17	BER do Cenário 9 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	85
6.18	BER do Cenário 9 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	86
6.19	BER do Cenário 10 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	87
6.20	BER do Cenário 10 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	87
6.21	BER do Cenário 11 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	88
6.22	BER do Cenário 11 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	89
6.23	BER do Cenário 12 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	90
6.24	BER do Cenário 12 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	90
6.25	BER do Cenário 13 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.	91
6.26	BER do Cenário 13 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.	92
6.27	BER do Cenário 14.	94
6.28	BER do Cenário 15.	95
6.29	BER do Cenário 16.	96
6.30	BER do Cenário 17.	97

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros do <i>resource block</i> e prefixo cíclico (CP).	46
4.2	Banda do canal, banda de transmissão e $N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$	46
4.3	Mapeamento em camadas para transmissão com diversidade.	49
4.4	Mapeamento em camadas para transmissão com multiplexação espacial.	50
4.5	Matrizes \mathbf{U} e $\mathbf{D}(m)$ para um grande CDD.	54
4.6	Matriz \mathbf{W} para o caso de duas antenas transmissoras.	55
4.7	Vetor \mathbf{u}_n (camada(s) está representada pela abreviação Cam.).	56
6.1	Valores aproximados de $E_b N_0$ para $\text{BER} = 10^{-2}$	77
6.2	Valores de $E_b N_0$ para $\text{BER} = 10^{-2}$	93
6.3	Valores aproximados de $E_b N_0$ para $\text{BER} = 10^{-2}$	96
6.4	Valores aproximados do <i>Throughput</i> e eficiência espectral para $\text{BER} = 10^{-3}$	97

Lista de Abreviações

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
3G-LTE	<i>3rd Generation-Long Term Evolution</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift-Keying</i>
CDD	<i>Cyclic delay diversity</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
EPC	<i>Evolved Packet Core</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GSM	<i>Global System for Mobile communications</i>
HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat-reQuest</i>
HSS	<i>Home Subscriber Server</i>
IBI	<i>Inter-Block Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>
MBSFN	<i>Multi-Media Broadcast over a Single Frequency Network</i>
MCM	<i>Multicarrier Modulation</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</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>
PBCH	<i>Physical Broadcast CHannel</i>
PCFICH	<i>Physical Control Format Indicator CHannel</i>
PDCCH	<i>Physical Downlink Control CHannel</i>
PDSCH	<i>Physical Downlink Shared CHannel</i>
PHICH	<i>Physical Hybrid ARQ Indicator CHannel</i>
PMCH	<i>Physical Multicast CHannel</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift-Keying</i>
RNC	<i>Radio Network Controller</i>
SAE	<i>System Architecture Evolution</i>
SC-FD	<i>Single-Carrier Frequency-Domain equalization</i>
SC-FDMA	<i>Single-Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
SGSN	<i>Serving GPRS Support Node</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>
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>

Capítulo 1

Apresentação

1.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os seguintes tópicos:

- Breve histórico do 3G-LTE (do inglês, *3rd Generation-Long Term Evolution*);
- Características do 3G-LTE;
- Descrição da rede do 3G-LTE;
- Objetivos do trabalho;
- Organização do trabalho;
- Notação utilizada ao longo do trabalho.

1.2 Histórico do 3G-LTE

Desde os primórdios, a comunicação sempre esteve presente na vida humana. Inicialmente, dava-se através de desenhos, de uma linguagem corporal e de ruídos sonoros. Ao longo do tempo, houve uma evolução na forma de organização da sociedade e também na forma de pensar, resultando no desenvolvimento de formas de comunicação a distância como o telégrafo, os telefones fixo e móvel, dentre outros.

Os chamados telefones móveis de primeira geração, 1G, começaram a ser utilizados na década de 80 e eram analógicos. Gradativamente esses foram substituídos pelos de segunda

geração, 2G, que utilizam técnicas digitais. Porém, as taxas atingidas por esses sistemas não eram suficientes para atender as novas demandas de comunicação.

Atualmente existem sistemas de terceira geração (3G) implantados, como por exemplo o UMTS (do inglês, *Universal Mobile Telecommunications System*)¹, que sucedeu o GSM (do inglês, *Global System for Mobile communications*), que é um sistema de segunda geração. Porém, esses sistemas 3G já implantados atingem, na prática, taxas de transmissão inferiores a 1 Mbps (*Megabits* por segundo). Isso não é suficiente, já que existe uma demanda por taxas mais altas que possibilitem a transmissão de vídeos, dentre outros tipos de informação. É nesse cenário que surgiu o 3G-LTE.

O 3G-LTE pretende ser um sistema de comunicação móvel para a indústria de telecomunicações na década de 2020 [2]. Esse sistema tem suas normas desenvolvidas pelo *3rd Generation Partnership Project*, 3GPP, tendo sido esse grupo formado com o objetivo de produzir as especificações para o sistema móvel UMTS.

Alguns dos objetivos almejados pelo 3G-LTE são [3]:

- Reduzir o custo de transmissão por *bit*;
- Oferecer uma quantidade maior de serviços com um custo menor;
- Flexibilizar o uso das bandas novas e das já utilizadas;
- Ter uma arquitetura mais simplificada e de interfaces abertas;
- Permitir que o terminal tenha um consumo de potência razoavelmente baixo.

1.3 Características do 3G-LTE

O sistema 3G-LTE está sendo desenvolvido para que certas características de transmissão sejam atingidas. Dentre elas podemos citar [3]:

- Picos de transmissão de dados de 100 Mbps para o *downlink*² e de 50 Mbps para o *uplink*³ em uma banda de 20 MHz;

¹O UMTS usa a técnica de múltiplo acesso WCDMA (do inglês, *Wideband Code Division Multiple Access*).

²É a transmissão da informação do terminal fixo para o terminal móvel.

³É a transmissão da informação do terminal móvel para o terminal fixo.

- O sistema deve suportar pelo menos 200 terminais móveis ativos numa célula utilizando um espectro de até 5 MHz;
- Mobilidade com velocidade entre 15 e 120 km/h devem ser suportadas pelo sistema com um desempenho aceitável;
- Deve operar em espectros de diferentes larguras de faixa: 1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz e 20 MHz.

1.4 Descrição da Rede do 3G-LTE

A Figura 1.1 ilustra um esquema da rede do 3G-LTE.

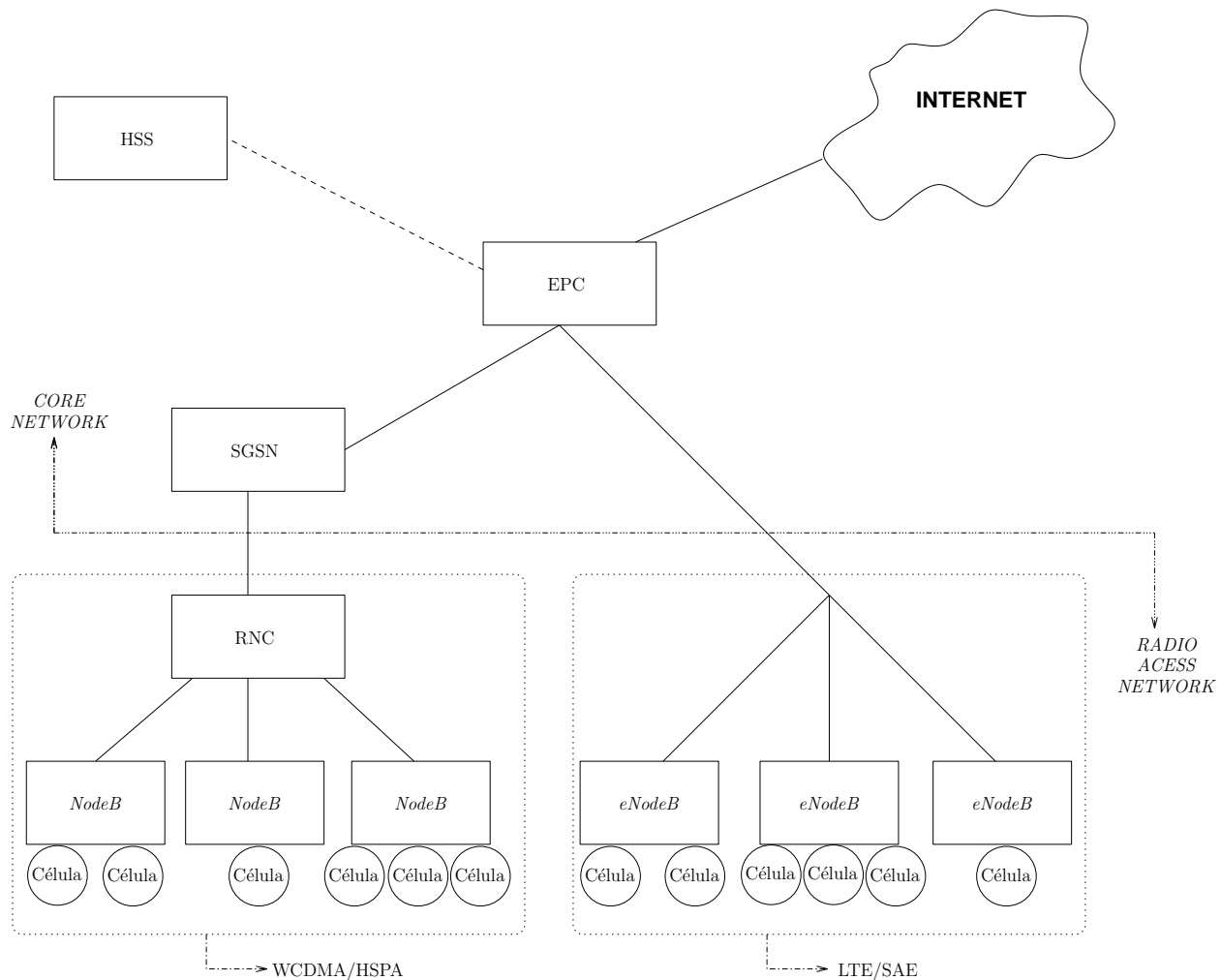


Figura 1.1: Rede do 3G-LTE.

A arquitetura da rede desse sistema é dividida em duas partes⁴:

- Interface de Rádio ou *Radio Access Network*;
- Núcleo de Rede ou *Core Network*.

O trabalho de padronização do *Core Network* do 3G-LTE foi denominado *System Architecture Evolution* (ou SAE). Apesar do *Core Network* do 3G-LTE ser uma evolução do *Core Network* do 3G, houve várias mudanças que motivaram a definição *Evolved Packet Core* (ou EPC).

A seguir descreveremos cada elemento da rede:

- *HSS (do inglês, Home Subscriber Server)*

O HSS tem a mesma função do HLR (do inglês, *Home Location Register*) que pertence a *core network* da rede do GSM/WCDMA; ele é uma base de dados que fica localizado na rede que cobre a residência do usuário, contendo todos os dados relativos a esse usuário.

- *SGSN (do inglês, Serving GPRS Support Node)*

Como é necessário haver uma compatibilidade do 3G-LTE com o WCDMA, deve existir um ponto na rede que faça a conexão entre a interface de rádio do WCDMA e o EPC, sendo tal ponto o SGSN. Esse dispositivo entrega pacotes de dados para as estações móveis dentro de sua área de serviço. Sua tarefa inclui roteamento e transferência de pacotes, funções de conexão e desconexão de estações móveis, assim como suas autenticações e gerenciamento lógico da conexão.

- *RNC (do inglês, Radio Network Controller)*

O RNC está dentro da interface de rádio do WCDMA. Ele controla os recursos de rádio.

- *NodeB*

Os *NodeBs* estão conectados ao RNC. Eles são nós lógicos responsáveis pelos processamentos da camada física como o código corretor de erros, modulação, espalhamento

⁴Estamos usando como base a referência [2].

e conversão do sinal que estava em banda-base para banda-passante a fim de ser transmitido pela antena. O *NodeB* é responsável pela transmissão e pela recepção de uma ou várias células.

- *eNodeB*

Ele faz parte do 3G-LTE *Radio Access Network*. Além de o *eNodeB* ter as mesmas funções do *NodeB*, ele também herdou a maioria das funções do RNC. Podemos notar ainda que um *eNodeB* também se comunica diretamente com outros *eNodeBs*.

Além desses elementos, podemos observar na rede que o EPC também tem uma conexão com a *Internet*.

O trabalho proposto abrange a comunicação no nível de camada física e de enlace entre o *eNodeB* e o terminal móvel numa conexão *downlink*.

No *downlink*, podemos identificar os seguintes tipos de canais físicos:

- PDSCH (do inglês, *Physical Downlink Shared CHannel*);
- PBCH (do inglês, *Physical Broadcast CHannel*);
- PMCH (do inglês, *Physical Multicast CHannel*);
- PCFICH (do inglês, *Physical Control Format Indicator CHannel*);
- PDCCH (do inglês, *Physical Downlink Control CHannel*);
- PHICH (do inglês, *Physical Hybrid ARQ Indicator CHannel*).

Neste projeto, trabalharemos especificamente com o PDSCH.

1.5 Objetivos

O objetivo deste trabalho é implementar um simulador de *downlink* da camada física do sistema 3G-LTE de acordo com as normas propostas pelo 3GPP [4], [5]. O sistema implementado possuirá várias antenas transmissoras e receptoras. O simulador será feito em banda-base.

1.6 Organização do Trabalho

O trabalho está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 será apresentado um diagrama com os blocos básicos e a posterior descrição das conexões *uplink* e *downlink*, assim como a técnica SC-FD que é utilizada no *uplink*. No Capítulo 3 será apresentada a técnica OFDM que é aplicada no *downlink*. Será feito também o modelamento matemático para a técnica OFDM aplicada a sistemas com uma antena transmissora/receptora e também a sistemas com múltiplas antenas transmissoras/receptoras. No Capítulo 4 serão vistas as especificações contidas em [4] e a forma como o processamento do sinal pertencente a PDSCH deve ser feito. No Capítulo 5 será mostrado toda a estrutura do simulador, assim como os *scripts* implementados. No Capítulo 6 serão apresentados os resultados de algumas simulações realizadas. No Capítulo 7 serão apresentadas as conclusões do trabalho realizado.

1.7 Notação

Usamos a seguinte notação: $\{\cdot\}^T$ representa o transposto e $\{\cdot\}^*$ o complexo conjugado. O operador valor esperado é representado por $E\{\cdot\}$. Escalares e vetores são escritos com letras minúsculas em itálico, contudo os vetores estão em negrito (x e \mathbf{x}). Matrizes são representadas por letras maiúsculas e em negrito e itálico (\mathbf{X}). \mathbf{I}_N denota a matriz identidade $N \times N$, e $\mathbf{0}_{N \times M}$ 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 $\|\cdot\|_2$. Os símbolos \Re e \Im representam respectivamente a parte real e imaginária de um número complexo.

Capítulo 2

Uplink e Downlink do 3G-LTE

2.1 Introdução

Iremos apresentar neste capítulo os seguintes tópicos:

- Características do canal sem fio (Seção 2.2);
- Diagrama com os blocos básicos do *uplink* (Seção 2.3);
- A técnica SC-FD, que é utilizada no *uplink* (Seção 2.4);
- Diagrama com os blocos básicos do *downlink* (Seção 2.5).

2.2 Canal sem Fio

O canal é o meio de propagação do sinal transmitido. A aplicação de interesse determina o tipo de canal a ser utilizado: par trançado, fibra ótica, atmosfera, dentre outros. Para o caso de comunicações móveis, o meio físico utilizado na transmissão é a atmosfera, ou seja, um canal sem fio.

O modelo matemático desse canal sem fio pode ser obtido com base em medidas de campo. Em geral, observa-se que o ambiente por onde o sinal se propaga não é estático, implicando que o modelo de canal a ser considerado será variante no tempo [6].

Algumas das características do canal sem fio que são observadas são [1]:

- *Path-Loss*

O *path-loss* é a medida da atenuação na potência média do sinal transmitido para uma distância arbitrária entre o transmissor e o receptor.

O *path-loss* é classificado como um desvanecimento de grande escala (do inglês, *large-scale fading*). Essa classificação engloba perdas do sinal que vão de centenas até milhares de metros.

- *Shadow Fading*

O *shadow fading* é um desvanecimento causado pela obstrução entre a linha de visada direta entre o terminal móvel e o terminal fixo. Ele também é classificado como um desvanecimento de grande escala.

- *Multipath-Fading*

O *multipath-fading* acontece nos canais com multipercursos. Esses multipercursos fazem com que o sinal transmitido chegue em diferentes momentos e com diferentes versões. Esse tipo de desvanecimento é classificado como de pequena escala (do inglês, *small-scale fading*). Essa classificação engloba as flutuações rápidas em pequenas variações de distâncias entre o transmissor e o receptor.

Deve-se observar que as diferentes versões do sinal podem chegar no receptor com diferentes fases e diferentes amplitudes, fazendo com que a potência da combinação desses sinais possa variar.

O multipercurso do canal pode causar também a interferência inter-simbólica (do inglês, ISI - *Inter-Symbol Interference*). Ela ocorre quando o canal é seletivo na frequência, isto é, o canal dá ganhos diferentes para as diferentes frequências dentro da banda ocupada pelo sinal a ser transmitido. Esse fenômeno do multipercurso é observável se a taxa em que o receptor trabalha seja tal que ele consiga discriminar alguns dos múltiplos caminhos.

A Figura 2.1 ilustra os tipos de desvanecimentos descritos anteriormente. Na Figura, P_r representa a potência do sinal recebido, P_t a potência do sinal transmitido e d_0 a distância entre o transmissor e o receptor.

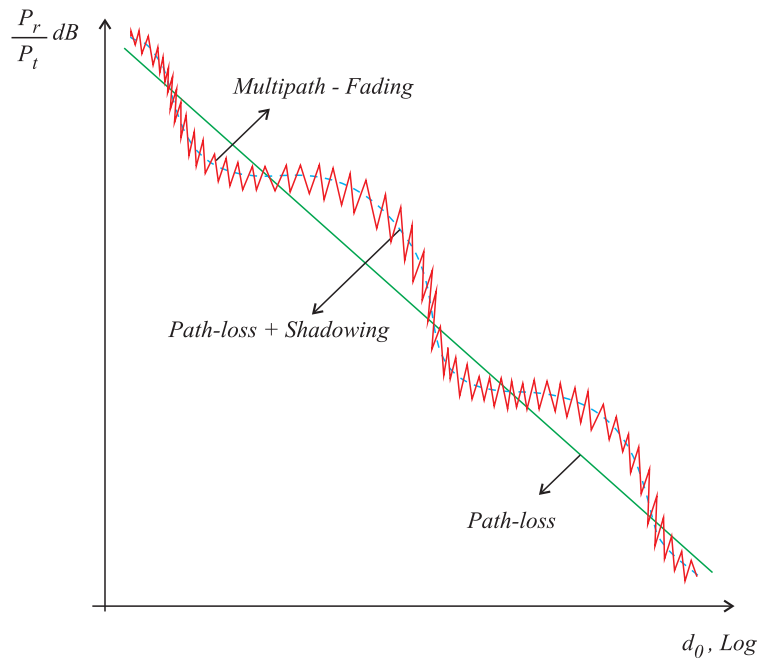


Figura 2.1: Tipos de perda de potência em um canal sem fio [1].

2.3 Uplink do 3G-LTE

Podemos observar na Figura 2.2 o diagrama em blocos do *uplink* [4].

Segue-se uma descrição sucinta de cada um de seus blocos constituintes [2]:

- *CRC*

Neste bloco, um CRC (do inglês, *Cyclic Redundancy Check*) é calculado e inserido ao bloco de dados. O CRC permite que o receptor detecte mais facilmente eventuais erros no bloco de dados decodificado.

- *Codificação do Canal*

Nesta etapa é feita a codificação de canal, que utiliza código turbo. A codificação do canal permite posteriormente detectar e corrigir alguns erros que aconteceram durante a transmissão dos dados.

- *Embaralhamento*

Depois de codificado, o sinal é embaralhado, sendo esse embaralhamento feito no nível de *bit*.

Podemos verificar a importância do embaralhador para o caso de o sinal ser transmitido por um canal que contenha um desvanecimento severo por um período curto de tempo.

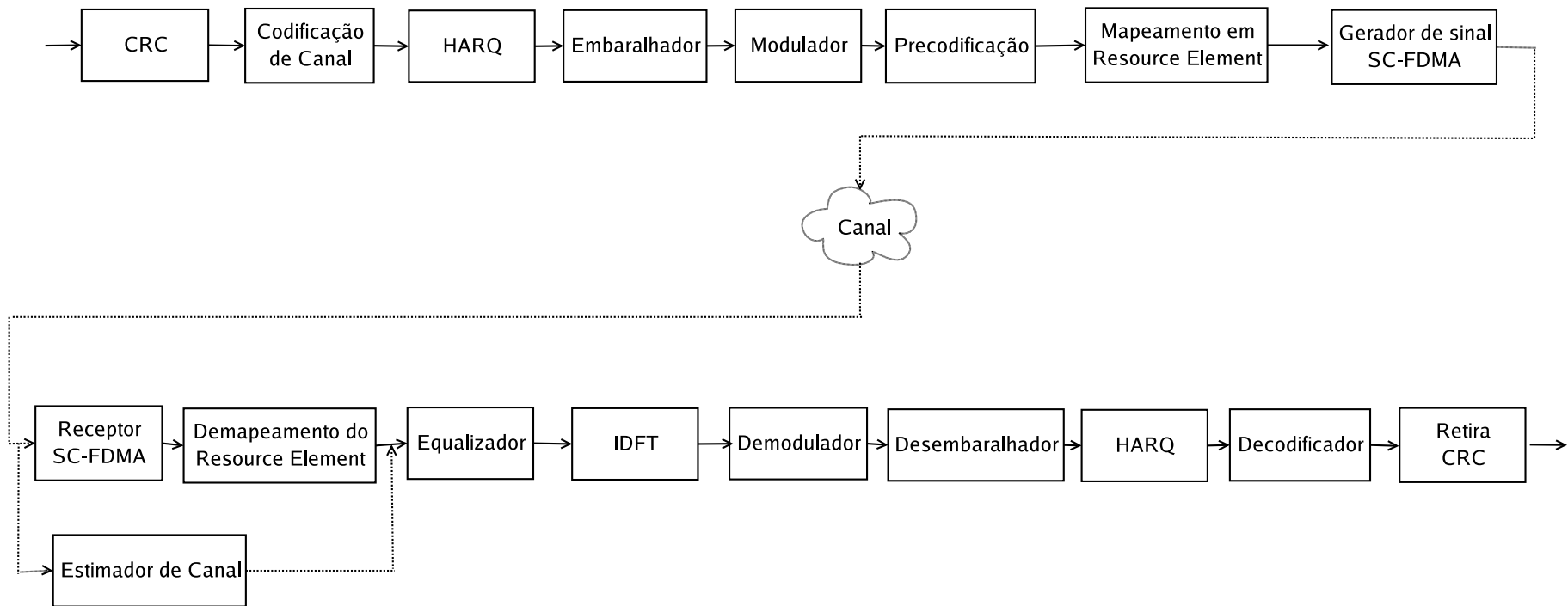


Figura 2.2: Diagrama em blocos do *uplink*.

Esses desvanecimentos são os responsáveis pela perda em rajada de parte dos dados; contudo, como houve o embaralhamento dos *bits*, não se perde um bloco inteiro de dados, mas sim dados que pertenciam a diferentes blocos. Dessa forma, de acordo com o tipo de codificação de canal feita anteriormente pode-se conseguir decodificar o sinal resultante.

Uma observação interessante é que terminais móveis usam diferentes seqüências de embaralhamento.

- *Modulação*

Com os *bits* já codificados e embaralhados, podemos transformá-los em símbolos complexos pertencentes a uma determinada constelação. As modulações que podem ser utilizadas são as seguintes: QPSK (do inglês, *Quadrature Phase Shift Keying*), que transforma dois *bits* em um símbolo complexo; 16-QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*) que transforma quatro *bits* em um símbolo complexo e 64-QAM que transforma seis *bits* em um símbolo complexo.

- *Precodificação*

Antes da precodificação, os símbolos complexos estão representados no domínio do tempo. Porém, como o mapeamento é feito no domínio da frequência, precisamos fazer uma transformação nos símbolos, que os leve do domínio do tempo para o da frequência. Para isso aplicamos a DFT (do inglês, *Discrete Fourier Transform*) neste estágio.

- *Mapeamento no Resource Element*

Neste bloco é feito o mapeamento dos símbolos no domínio da frequência. Esse mapeamento é localizado (conhecido no inglês como *localized*), isto é, utiliza portadoras adjacentes ou intercalado (conhecido no inglês como *interleaved*), ou seja, utiliza portadoras não-adjacentes.

- *Gerador de Sinal SC-FDMA*

Após o mapeamento na frequência são gerados os símbolos SC-FDMA. Para isso, aplica-se a IDFT (do inglês, *Inverse Discrete Fourier Transform*) para que os símbolos sejam transmitidos no domínio do tempo, e então é inserido o prefixo cíclico¹ no início de

¹A função do prefixo cíclico será explicada na Seção 2.4.

cada bloco. Os símbolos SC-FDMA são transformados de paralelos para sequenciais a fim de serem transmitidos.

- *Canal*

O sinal então passa pelo canal, que foi descrito na Seção 2.2.

- *Estimação do Canal*

O canal é estimado a partir de símbolos pilotos. As informações sobre o canal, que são obtidas na saída desse bloco, serão utilizadas na equalização dos símbolos.

- *Receptor SC-FDMA*

Após o recebimento dos símbolos SC-FDMA, é retirado o prefixo cíclico de cada símbolo e a seguir é aplicada a DFT, fazendo com que os dados passem para o domínio da frequência.

- *Demapeamento do Resource Element*

Nesta etapa é desfeito o mapeamento que havia sido feito no domínio da frequência no transmissor.

- *Equalizador*

O objetivo deste bloco é reverter o efeito do canal sobre os símbolos. Podemos notar que o equalizador utiliza a estimação do canal realizada anteriormente.

A equalização dos símbolos é realizada no domínio da frequência.

- *IDFT*

Depois de equalizados, os símbolos devem ser representados novamente no domínio do tempo. Para isso, é aplicada a IDFT.

- *Demodulador*

Os símbolos complexos devem ser mapeados em *bits*, de acordo com a constelação utilizada.

- *Desembaralhamento*

Os *bits* são então desembaralhados.

- *Decodificador*

Esses *bits* desembaralhados passam pelo decodificador de canal que irá corrigir alguns erros com base no código de canal utilizado. Eventualmente, o decodificador de canal pode introduzir outros erros.

- *Retira CRC*

Neste bloco o receptor detecta eventuais erros no bloco de dados decodificado e retira os *bits* de redundância referentes ao CRC utilizados na transmissão.

Através do diagrama em blocos apresentado, podemos observar que o *uplink* utiliza a técnica SC-FD (do inglês, *Single-Carrier Frequency-Domain equalization*), que será apresentada na próxima seção.

Outra importante observação é que detalhes da estrutura do HARQ (do inglês, *Hybrid Automatic Repeat-reQuest*) foram omitidas da explicação referente ao diagrama em blocos apresentado. O HARQ se encontra tanto no transmissor, entre o *Codificador de Canal* e o *Embaralhador*, como no receptor, entre o *Desembaralhador* e o *Decodificador de Canal*; sua função no 3G-LTE é descartar dados errados recebidos e pedir a retransmissão dos mesmos, porém o HARQ não faz parte do escopo do trabalho.

Outra consideração a respeito do diagrama em blocos apresentado, é que o sinal é modelado como se fosse transmitido em banda-base.

2.4 SC-FD

Como o nome já diz, o SC-FD, utiliza uma única portadora para a transmissão do sinal. Uma característica que poderá ser mais bem visualizada adiante, é que a transmissão ocorre no domínio do tempo e a equalização no domínio da frequência. Além disso, se houver zeros no canal nas frequências utilizadas, não acontece a perda de toda a informação, pois os dados estão espalhados no domínio da frequência [7]. Já na técnica OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)², que é um sistema multiportadoras, um zero no canal nas frequências utilizadas causa a perda da informação que aquela subportadora continha.

A Figura 2.3 apresenta o diagrama em blocos do SC-FD.

²No Capítulo 3 será exposta a técnica OFDM, que é utilizada no *downlink* (Seção 2.5).

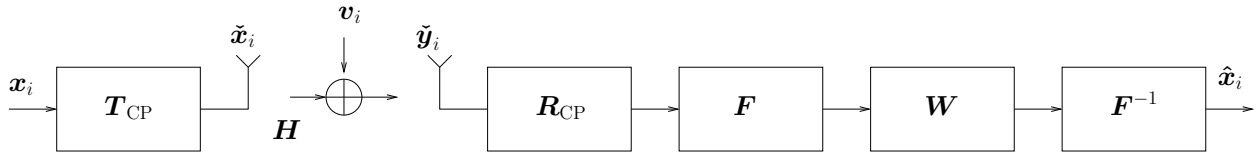


Figura 2.3: Diagrama em blocos do SC-FD.

Iremos então descrever apenas de maneira sucinta a técnica visualizada na Figura 2.3, já que essa não faz parte do escopo do trabalho realizado. Maiores detalhes podem ser encontradas em [7], [8] e [9].

Inicialmente é inserido o prefixo cíclico através da matriz de \mathbf{T}_{CP} ³ no sinal \mathbf{x}_i . Então os dados são transmitidos pelo canal. Deve-se ressaltar que essa transmissão acontece no domínio do tempo. No receptor é retirado o prefixo cíclico através da matriz \mathbf{R}_{CP} e é aplicada a matriz de DFT, \mathbf{F} . Os dados agora estão no domínio da frequência. Em seguida é feita a equalização dos símbolos complexos⁴, que é representada pela matriz \mathbf{W} . Depois de equalizados, os símbolos voltam para o domínio do tempo. Isso acontece com a aplicação da matriz de IDFT, \mathbf{F}^{-1} .

A utilização de algum tipo de prefixo é benéfica, pois permite a eliminação da interferência entre os blocos. Além disso, ao utilizarmos o prefixo cíclico, é possível transformar a matriz de canal em uma matriz circulante [10]. E sendo assim, as estruturas de DFT e IDFT que se seguem possibilitam um equalizador utilizando uma matriz diagonal⁵, diminuindo dessa forma o processamento resultante e também eliminando-se a interferência entre os símbolos (ISI, do inglês, *Inter-Symbol Interference*).

Além do SC-FD, outros métodos foram propostos para reduzir a grande variação de potência do sinal OFDM. Porém, tais métodos propostos tinham limitações em relação à redução dessa variação de potência, além de aumentarem significativamente a complexidade computacional e/ou reduzirem a qualidade da conexão [2].

³A estrutura das matrizes apresentadas nestas explicações será mostrada no Capítulo 3.

⁴Deve-se notar que a equalização ocorre no domínio da frequência. Adiante será explicado o porquê da escolha desse domínio para a equalização.

⁵Isso só é possível pois usou-se prefixo cíclico

2.5 *Downlink* do 3G–LTE

Na Figura 2.4 podemos observar o diagrama em blocos do *downlink*.

A seguir será descrito cada bloco constituinte visto na Figura 2.4 [2].

- *CRC*

Nesta etapa, o CRC é calculado e inserido aos blocos contendo *bits*. Para isso, é utilizado código cíclico [1], [5].

- *Codificação de Canal*

Então, utilizando código Turbo, é feita a codificação de canal.

- *Embaralhamento*

É feito o embaralhamento dos *bits* já codificados. O objetivo desta etapa é o mesmo do *Embaralhamento* utilizado no *uplink*.

Para o caso do *downlink*, são utilizadas diferentes seqüências de embaralhamento em células vizinhas.

- *Modulação*

Neste bloco, os *bits* são modulados, isto é, são transformados em símbolos complexos. Esses símbolos pertencem a uma das seguintes constelações: QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, onde são mapeados dois *bits*, quatro *bits* e seis *bits* em um símbolo, em cada uma das constelações citadas, respectivamente.

- *Mapeamento nas Camadas*

O *Mapeamento nas Camadas* mapeia os símbolos modulados de cada palavra-código em uma, duas, três ou quatro camadas, de acordo com o tipo escolhido de mapeamento em camadas [4]:

- Mapeamento em camada para transmissão com uma única antena;
- Mapeamento em camadas para multiplexação espacial;
- Mapeamento em camadas para transmissão com diversidade.

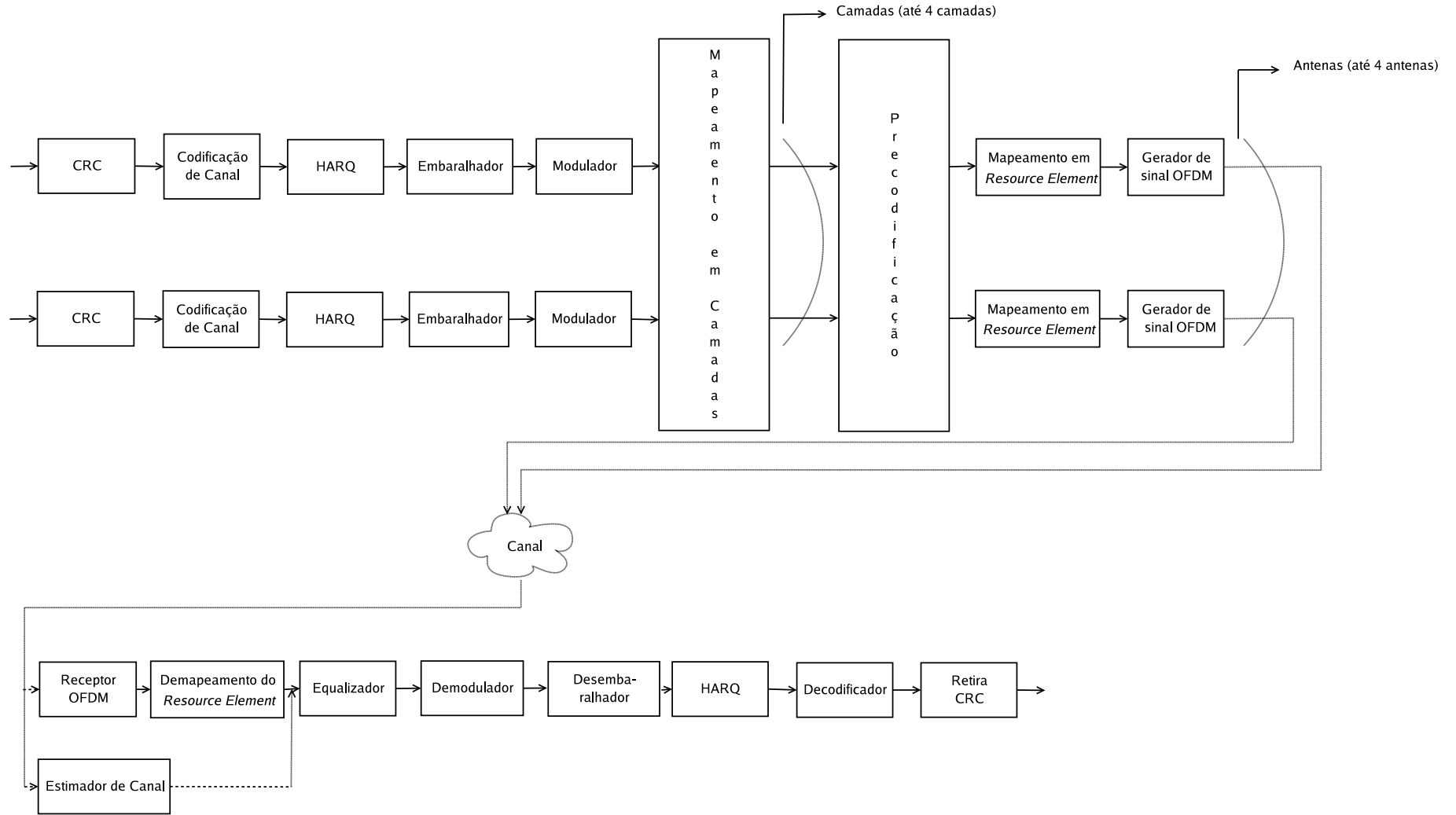


Figura 2.4: Diagrama em blocos do *downlink*.

- *Precodificador*

A precodificação extrai um símbolo de cada camada e faz o processamento conjunto desses símbolos; processamento que é feito de acordo com o tipo de mapeamento em camadas realizado anteriormente. Ao final dessa precodificação os recursos são mapeados nas antenas.

- *Mapeamento no Resource Element*

Nesta etapa, cada antena faz o mapeamento dos símbolos complexos em *resource elements*⁶ que não foram utilizados pelos seguintes canais:

- PBCH;
- PCFICH;
- PDCCH;
- PHICH.

- *Gerador de Sinal OFDM*

Para que sejam gerados os símbolos OFDM é aplicada a IDFT. Logo após é inserido o prefixo cíclico. Os símbolos OFDM que estavam em paralelo são colocados em seqüência para serem transmitidos.

Os dados são transmitidos no domínio do tempo.

- *Canal*

Neste momento o sinal passa pelo canal, que foi descrito na Seção 2.2.

- *Estimação de Canal*

Estima-se o canal utilizando-se símbolos pilotos. Essa informação do canal estimado só será utilizada mais adiante, quando for realizada a equalização dos símbolos.

- *Receptor OFDM*

Assim que o sinal é recebido, retira-se o prefixo cíclico e aplica-se a DFT. Logo após a aplicação da DFT, os dados voltam a ser representados no domínio da freqüência.

⁶Um conjunto de *resource elements* compõe um *resource block*, o qual é um bloco que tem recursos tanto no tempo quanto na freqüência; ele será melhor explicado no Capítulo 4.

- *Demapeamento do Resource Element*

Neste bloco é desfeito o mapeamento realizado no transmissor.

- *Equalizador*

Nesta etapa é feita a equalização dos símbolos que já foram demapeados. Devemos lembrar que nesse bloco utilizamos a informação do canal estimado.

- *Demodulador*

De acordo com a constelação utilizada, os símbolos complexos obtidos na saída do *Equalizador* são mapeados em *bits*.

- *Desembaralhamento*

Os *bits* são então desembaralhados.

- *Decodificador*

Esses *bits* desembaralhados passam pelo decodificador de canal que irá corrigir alguns erros com base no código de canal. É importante lembrar que o decodificador poderá introduzir erros em baixos valores de SNR (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*).

- *Retira CRC*

Nesta etapa, o receptor detecta eventuais erros no bloco de informações decodificado e retira os *bits* de redundância utilizados na transmissão. Esse bloco também pode se comunicar com o HARQ pedindo uma retransmissão dos dados.

Uma importante observação é que podem existir até no máximo duas palavras-códigos desde a inserção do *CRC* até o *Mapeamento em Camadas*. Após esse mapeamento pode-se ter no máximo quatro camadas. E para a transmissão utilizam-se até quatro antenas, número que varia de acordo com o mapeamento em camadas escolhido [4].

Podemos observar que o *downlink* do 3G-LTE utiliza a técnica OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), cujo modelamento matemático será deduzido no Capítulo 3 para os casos que são usados no *downlink* [4]:

- Transmissão com uma única antena, também conhecida como SISO-OFDM ;
- Transmissão com multiplexação espacial;

- Transmissão com diversidade.

Novamente a estrutura do HARQ foi omitida da explicação referente ao diagrama em blocos apresentado. Ela possui a mesma função da estrutura do HARQ presente no diagrama de blocos do *uplink*.

Capítulo 3

MIMO–OFDM

3.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os seguintes tópicos:

- A técnica OFDM (Seção 3.2);
- A técnica OFDM aplicada a sistemas com uma única antena transmissora e uma única antena receptora (SISO–OFDM, Seção 3.3);
- A técnica OFDM aplicada a sistemas com múltiplas antenas transmissoras/receptoras (MIMO–OFDM, Seção 3.4).

Todos os modelos que serão descritos podem ser usados no *downlink*. Na Seção 3.4 serão apresentados diferentes esquemas de transmissão com múltiplas antenas, onde o que diferencia um tipo de outro é o número de antenas transmissoras e/ou receptoras a ser utilizado, além da forma de precodificar o sinal a ser transmitido.

3.2 OFDM

O OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma técnica de modulação multiportadora ou MCM (do inglês, *Multicarrier Modulation*). Existe também uma forma de multiplexar vários usuários usando OFDM. Essa técnica se chama OFDMA (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*).

No MCM, o espectro disponível é dividido em subbandas ou subportadoras. Essa divisão do espectro pode ser vista como um processo de modulação e demodulação, onde

habitualmente são utilizadas bases ortonormais. A escolha de bases ortonormais conserva a energia do sinal e garante a independência das amostras do sinal [11]. No OFDM, as bases são as exponenciais que compõem as matrizes das transformações de DFT e IDFT¹. As subbandas resultantes da divisão do espectro têm resposta aproximadamente planas² se o número de subportadoras for suficientemente grande.

Podem existir desde menos de cem até mais de mil subportadoras. O espaçamento entre as subportadoras pode variar, isto é pode-se ter um espaçamento entre 10^3 Hz até 10^6 Hz. Esse espaçamento depende do tipo de ambiente em que o sistema irá operar além de aspectos como a seletividade do canal na frequência [2].

Como já foi dito anteriormente, além do 3G–LTE, os seguintes sistemas também utilizam a técnica OFDM:

- DVB (do inglês, *Digital Video Broadcasting*): padrão para Televisão-Digital;
- WiMax nas conexões *downlink* e *uplink*: padrão para MAN (do inglês, *Metropolitan Area Network*) sem fio;
- WiFi nas conexões *downlink* e *uplink*: padrão para LAN (do inglês, *Local Area Network*) sem fio.

3.3 SISO–OFDM

Como já foi dito anteriormente, no caso SISO–OFDM (do inglês, *Single-Input, Single-Output - OFDM*) é usada apenas uma antena transmissora e uma antena receptora. Na Figura 3.1, é apresentado o diagrama em blocos do SISO–OFDM. O modelamento matemático desenvolvido baseia-se nesse diagrama de blocos.

É importante lembrar que o modelo matemático a ser descrito tem como base a transmissão por blocos e o ruído a ser considerado nessa modelagem é AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*).

Seja $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^M$ um bloco de índice $i \in \mathbb{N}$ com M símbolos:

$$\mathbf{x}_i = \left[x_i(0) \quad x_i(1) \quad x_i(2) \quad \cdots \quad x_i(M-1) \right]^T. \quad (3.1)$$

¹Essas matrizes serão apresentadas na Seção 3.3.

²Esse termo em inglês é conhecido como *flat*.

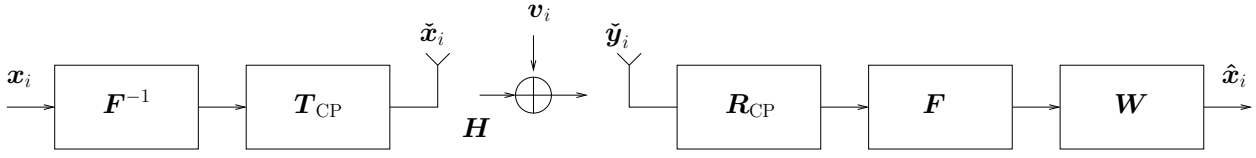


Figura 3.1: Diagrama em blocos do OFDM.

Cada um dos símbolos $x_i(m)$ deve ser mapeado em uma subportadora. Esse mapeamento ocorre através da aplicação da matriz unitária de IDFT, denotada por $\mathbf{F}^{-1} \in \mathbb{C}^{M \times M}$, sendo cada elemento da matriz $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ definido como $[\mathbf{F}]_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j \frac{2\pi}{M} kl}$:

$$\bar{\mathbf{x}}_i = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_i, \quad (3.2)$$

onde

$$\bar{\mathbf{x}}_i = \left[\bar{x}_i(0) \quad \bar{x}_i(1) \quad \bar{x}_i(2) \quad \cdots \quad \bar{x}_i(M-1) \right]^T \quad (3.3)$$

é um vetor com os dados no domínio do tempo.

Um prefixo cíclico é adicionado a $\bar{\mathbf{x}}_i$, isto é, as últimas D amostras são repetidas no início do bloco:

$$\check{\mathbf{x}}_i = \mathbf{T}_{\text{CP}} \bar{\mathbf{x}}_i, \quad (3.4)$$

onde \mathbf{T}_{CP} é a matriz que adiciona o prefixo cíclico sendo definida da seguinte forma:

$$\mathbf{T}_{\text{CP}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{D \times (M-D)} & \mathbf{I}_D \\ & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

Assim, o vetor resultante $\check{\mathbf{x}}_i$ é dado por:

$$\check{\mathbf{x}}_i = \left[\bar{x}_i(M-D) \quad \cdots \quad \bar{x}_i(M-1) \quad \bar{x}_i(0) \quad \cdots \quad \bar{x}_i(M-1) \right]^T. \quad (3.6)$$

O sinal $\check{\mathbf{x}}_i \in \mathbb{C}^{M+D}$ é transmitido pelo canal, cuja resposta ao impulso tem comprimento $L+1$ e pode ser descrita no domínio do tempo pelo vetor:

$$\mathbf{h}_i = \left[h_i(0) \quad h_i(1) \quad \cdots \quad h_i(L) \right]^T \in \mathbb{C}^{L+1}. \quad (3.7)$$

Consideramos também que o canal é invariante durante a transmissão de um bloco.

Podemos observar que ao passar pelo canal ocorre a interferência entre os símbolos de um mesmo bloco e também com os símbolos de blocos adjacentes. Isso acontece devido

a característica de seletividade de frequência . Dessa forma, logo após passar pelo canal, podemos representar o sinal como [7]:

$$\check{\mathbf{y}}_i = \mathbf{H}_{\text{ISI}} \check{\mathbf{x}}_i + \mathbf{H}_{\text{IBI}} \check{\mathbf{x}}_{i-1} + \check{\mathbf{v}}_i, \quad (3.8)$$

onde $\check{\mathbf{y}}_i \in \mathbb{C}^{M+D}$ é o sinal recebido de tamanho $M + D$, $\mathbf{H}_{\text{ISI}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ é a parte da matriz de convolução do canal responsável pela ISI:

$$\mathbf{H}_{\text{ISI}} = \begin{bmatrix} h_i(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_i(1) & h_i(0) & 0 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \\ h_i(L) & h_i(L-1) & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & h_i(L) & & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_i(L) & \cdots & h_i(0) \end{bmatrix}; \quad (3.9)$$

a matriz $\mathbf{H}_{\text{IBI}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ é a parte restante da matriz de convolução do canal, sendo essa parte a causadora da interferência entre os blocos transmitidos ou IBI (do inglês, *Inter-Block Interference*):

$$\mathbf{H}_{\text{IBI}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_i(L) & \cdots & h_i(2) & h_i(1) \\ & & & 0 & h_i(L) & \cdots & h_i(2) \\ & & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & & h_i(L) \\ & & & & & & 0 \\ 0 & \cdots & & & & & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

e $\check{\mathbf{v}}_i \in \mathbb{C}^{M+D}$ é o ruído adicionado ao sinal quando esse passa pelo canal:

$$\check{\mathbf{v}}_i = \left[\bar{v}_i(0) \quad \bar{v}_i(1) \quad \bar{v}_i(2) \quad \cdots \quad \bar{v}_i(M+D-1) \right]^T. \quad (3.11)$$

Deve-se observar que as estruturas das matrizes \mathbf{H}_{IBI} e \mathbf{H}_{ISI} são Toeplitz.

A seguir, é descartado o prefixo-cíclico do sinal recebido, isto é, são retiradas as primeiras D amostras de $\check{\mathbf{y}}_i$:

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{y}}_i, \quad (3.12)$$

onde

$$\mathbf{R}_{\text{CP}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times D} & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Podemos também escrever $\bar{\mathbf{y}}_i$ da seguinte forma:

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_i + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{IBI}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i-1} + \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{v}}_i. \quad (3.14)$$

Se o tamanho do prefixo-cíclico (D) for maior ou igual ao tamanho da memória do canal (L), o produto $\mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{IBI}}$ resulta numa matriz de zeros, fazendo com que a interferência entre os blocos (IBI) desapareça. Observamos também que $\mathbf{C}_i = \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{T}_{\text{CP}}$ é uma matriz circulante [10], ou seja:

$$\mathbf{C}_i = \begin{bmatrix} h_i(0) & 0 & \cdots & h_i(L) & \cdots & h_i(2) & h_i(1) \\ h_i(1) & h_i(0) & \cdots & 0 & h_i(L) & \cdots & h_i(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & & \\ h_i(L) & h_i(L-1) & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & h_i(L) & & & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_i(L) & \cdots & & h_i(0) \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Assim, fazendo $\bar{\mathbf{v}}_i = \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{v}}_i$, reescrevemos $\bar{\mathbf{y}}_i$ como:

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \mathbf{C}_i \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_i + \bar{\mathbf{v}}_i, \quad (3.16)$$

Como o sinal está no domínio do tempo, devemos passá-lo para o domínio da frequência a fim de recuperar os símbolos complexos transmitidos. Isso é feito através da aplicação da matriz de DFT, que é denotada por $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{F} \bar{\mathbf{y}}_i, \quad (3.17)$$

ou seja,

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{F} \mathbf{C}_i \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_i + \mathbf{F} \bar{\mathbf{v}}_i. \quad (3.18)$$

Mais uma vez, se substituirmos $\mathbf{F} \mathbf{C}_i \mathbf{F}^{-1}$ por $\mathbf{\Lambda}_i$ [10], notamos que essa última matriz,

que é a representação do canal no domínio da frequência, é da seguinte forma:

$$\mathbf{\Lambda}_i = \begin{bmatrix} \lambda_i(0) & 0 & 0 & \cdots & & 0 \\ 0 & \lambda_i(1) & 0 & & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & \\ 0 & 0 & & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & & & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \lambda_i(M-1) \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Podemos observar que o processamento feito utilizando as matrizes \mathbf{F}^{-1} e \mathbf{F} , que são compostas por bases ortonormais, deixa diagonal a matriz do canal [10], isto é, elimina a interferência inter-simbólica e dessa forma possibilita uma equalização simplificada.

Os símbolos devem então ser equalizados. O processo de equalização pode ser representado pela matriz \mathbf{W} :

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \mathbf{W} \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{W} \mathbf{F} \bar{\mathbf{v}}_i. \quad (3.20)$$

Um possível projeto para o equalizador baseia-se no MMSE (do inglês, *Minimum Mean Squared Error*), onde o objetivo é minimizar o erro quadrático médio, ou seja:

$$\varepsilon = \mathbf{E}\{\|\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i\|_2^2\}. \quad (3.21)$$

A partir da Equação (3.21) e de [7], [12] verifica-se que a matriz ótima \mathbf{W}_o é diagonal e cada um dos seus elementos pode ser descrito da seguinte forma:

$$w_{o,i}(m) = \frac{\lambda_i^*(m)}{\lambda_i(m)\lambda_i^*(m) + \frac{\sigma_v^2}{\sigma_x^2}} = \frac{\lambda_i^*(m)}{|\lambda_i(m)|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}, \quad (3.22)$$

onde $m \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ representa a posição de cada subportadora.

Na Equação (3.22) podemos notar que para um valor relativamente alto de SNR (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*), o equalizador pode ser descrito com uma forma ainda mais simplificada:

$$w_{o,i}(m) = \frac{1}{\lambda_i(m)}, \quad (3.23)$$

em que, neste caso, o equalizador é conhecido como ZF (do inglês, *Zero Forcing*).

O canal pode ser estimado a partir da Equação (3.22), trocando-se $\lambda_i(m)$ pelos elementos enviados como símbolos pilotos.

3.4 MIMO–OFDM

O uso de um *array* de antenas, isto é, de múltiplas antenas transmissoras e/ou múltiplas antenas receptoras³, foi proposto com o objetivo de aumentar o número máximo de usuários nos sistemas de comunicação, observando-se que a banda disponível para a comunicação é limitada. Pode-se observar que o uso de *array* de antenas pode melhorar o desempenho do sistema sob vários aspectos [13]:

- aumenta a capacidade do canal e a eficiência espectral, isto é, possibilita maiores taxas de dados por usuário;
- melhora a capacidade do sistema, isto é, coloca mais usuários por célula;
- amplia a área de cobertura, dessa forma sendo possível utilizar células maiores;
- reduz os efeitos do *multipath fading*;
- reduz a BER (do inglês, *Bit Error Rate*);
- reduz a interferência co-canal;
- dentre outros.

É importante frizar que existe uma relação de compromisso entre tais benefícios, isto é, não é possível um ganho simultâneo em todos os aspectos citados acima.

Um fator que contribui para a melhora do desempenho do sistema é a distância entre as antenas transmissoras (entre si) e/ou receptoras: quando uma antena está muito próxima de outra⁴, o tipo de desvanecimento do canal correspondente a cada uma dessas antenas é muito parecido, existindo, desse modo, uma alta correlação entre esses canais. Contudo, quando uma antena está devidamente afastada de outra que pertence ao mesmo *array*, o tipo de desvanecimento dos canais possui uma correlação muito baixa [2].

A seguir estão alguns tipos de transmissão quando são usadas múltiplas antenas transmissoras⁵:

³Nesta seção iremos nos referir às estações rádio-base como antenas transmissoras e aos terminais móveis como antenas receptoras. A motivação dessa consideração é o interesse no cenário que ocorre em uma conexão *downlink*.

⁴Pertencente ao mesmo *array*.

⁵Cada um desses tipos possibilita a melhora do desempenho do sistema em diferentes aspectos.

- *Beam-forming*;
- Transmissão com diversidade;
- Transmissão com multiplexação espacial.

Cada esquema citado acima será exposto nas próximas subseções.

3.4.1 *Beam-forming*

Se for conhecida a fase relativa ao canal de *downlink* no transmissor, as múltiplas antenas podem prover o *beam-forming*, ou seja, direcionar o sinal a ser transmitido para onde o receptor está localizado [2]. Desse modo, o sinal chega no receptor com uma maior potência. Esse ganho na potência do sinal é proporcional ao número de antenas transmissoras. Para esse caso, podemos ter várias antenas transmissoras e apenas uma receptora.

Porém essa estrutura de *beam-forming* não faz parte do escopo de nosso trabalho e por isso não será feito o modelamento matemático da mesma.

3.4.2 Transmissão com Diversidade

Existe transmissão com diversidade quando os dados são mandados com redundância. Essa redundância pode estar no domínio do espaço e/ou da frequência e/ou do tempo. Para o caso de a informação redundante ser mandada também no domínio espacial, seu efeito é mais benéfico quando há uma baixa correlação entre os canais das diferentes antenas. Para esse tipo de transmissão pode-se ter múltiplas antenas transmissoras e uma única receptora.

Algumas das configurações existentes que exploram alguma forma de diversidade são:

- Diversidade no atraso (do inglês, *Delay diversity*);
- Diversidade no atraso cíclico ou CDD (do inglês, *Cyclic delay diversity*);
- Codificação espaço-temporal de blocos ou STBC (do inglês, *Space-time block coding*);
- Codificação espaço-freqüencial de blocos ou SFBC (do inglês, *Space-frequency block coding*).

Nas próximas subseções será exposto cada um desses esquemas de transmissão.

Delay diversity

Podemos usar o *Delay diversity* se o canal não for dispersivo no tempo. Essa consideração é necessária pois nessa abordagem é gerada uma dispersão artificial do sinal no tempo, ou seja, é feita uma seletividade artificial na frequência. Para isso deve-se enviar o mesmo sinal nas diferentes antenas, com atrasos lineares entre uma e outra antena [2].

A Figura 3.2 ilustra um caso com *Delay diversity*.

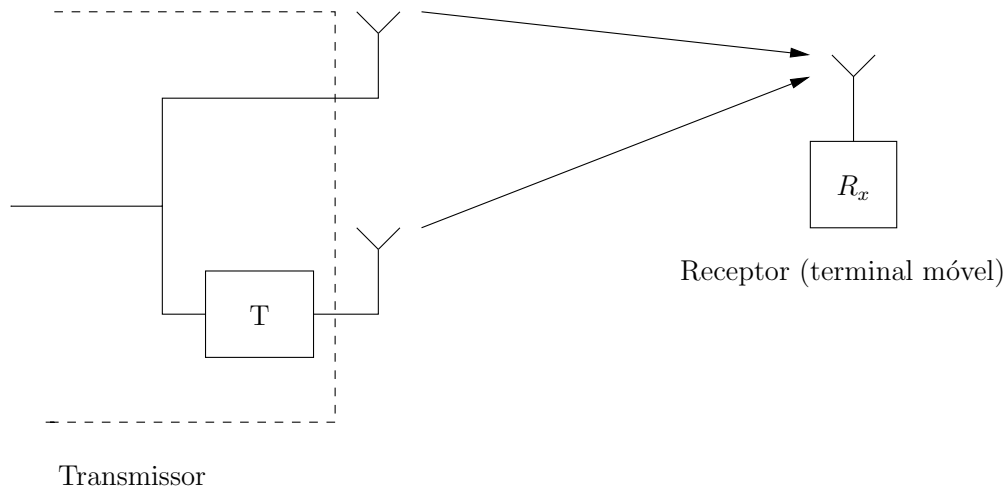


Figura 3.2: *Delay diversity*, onde T é o atraso.

Cyclic delay diversity (CDD)

A estrutura *Cyclic delay diversity* ou CDD é muito parecida com *Delay diversity*. A diferença é que no caso CDD são aplicados atrasos cíclicos no sinal a ser transmitido de uma das antenas. Uma interessante observação é que esse tipo de estrutura é aplicável a esquemas onde se tem transmissão por blocos [2].

Na Figura 3.3 observamos o *Cyclic delay diversity*.

Space-time block coding (STBC)

O esquema de *Space-time block coding* ou STBC é um dos modos mais conhecidos de se obter transmissão com diversidade. Nesse modo de transmissão, os símbolos são mapeados espaço-temporalmente com o intuito de se explorar a diversidade oferecida pelas múltiplas antenas. Para o caso específico de duas antenas transmissoras, num instante é transmitido dois símbolos diferentes, um em cada antena. No instante seguinte, onde se considera que

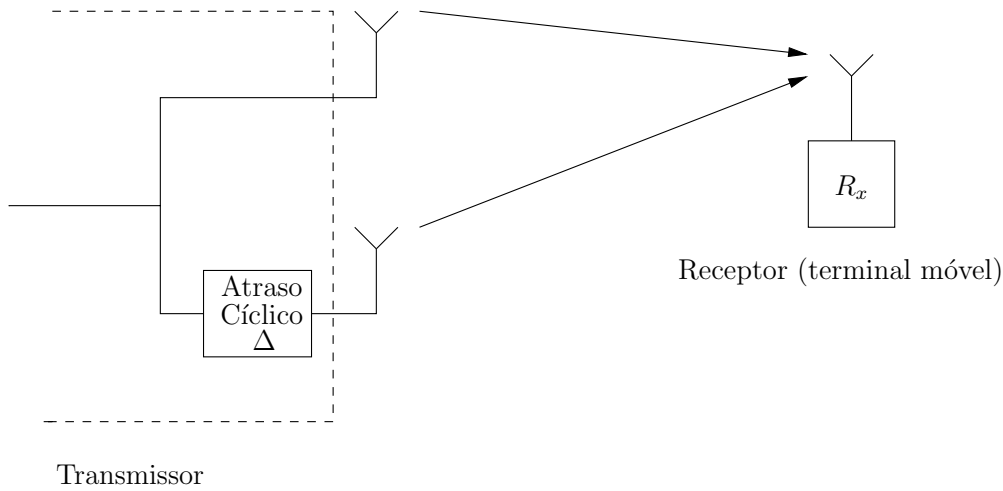


Figura 3.3: *Cyclic delay diversity*.

o canal continua o mesmo, cada antena transmite o complexo conjugado do símbolo que foi transmitido pela outra⁶. Na recepção é feita uma combinação dos sinais recebidos de maneira a recuperar o sinal enviado. Para mais detalhes sobre esse tipo de transmissão, é recomendável a referência [14], onde é desenvolvida toda a formulação matemática.

A Figura 3.4 ilustra o caso de *Space-time block coding* com duas antenas transmissoras e uma antena receptora.

Space-frequency block coding (SFBC)

O *Space-frequency block coding* ou SFBC é muito semelhante ao STBC. A diferença, é que, no SFBC, os símbolos são mapeados no domínio espaço-freqüência. A Figura 3.5 ilustra o caso de SFBC.

A seguir faremos o modelamento matemático para esse tipo de transmissão. A parte matemática a ser desenvolvida é adaptada da referência [4], a qual realiza um mapeamento em camadas antes de fazer esse tipo de precodificação. Novamente, deve ser lembrado que a transmissão é feita por blocos e que o ruído a ser considerado é AWGN.

Tem-se inicialmente, um bloco $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^M$ com M símbolos⁷:

$$\mathbf{x}_i = \left[x_i(0) \quad x_i(1) \quad x_i(2) \quad \cdots \quad x_i(M-1) \right]^T. \quad (3.24)$$

⁶Uma das antenas irá transmitir o negativo do complexo conjugado.

⁷Deve-se considerar M como um número par.

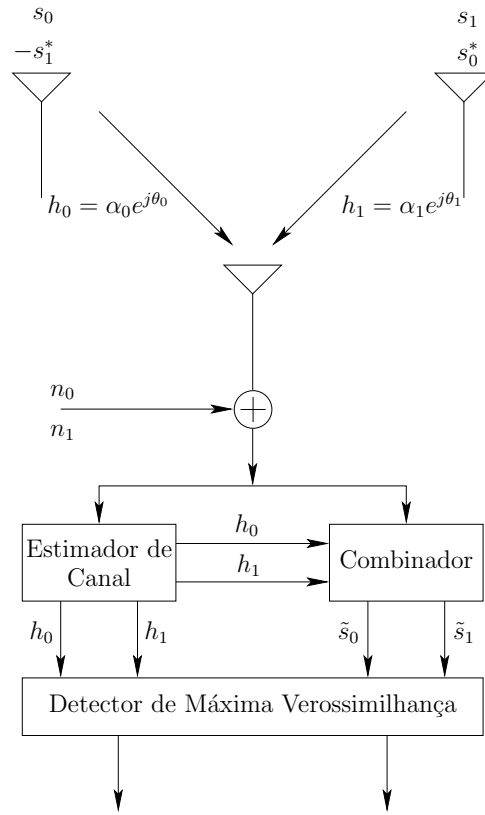


Figura 3.4: *Space-time block coding.*

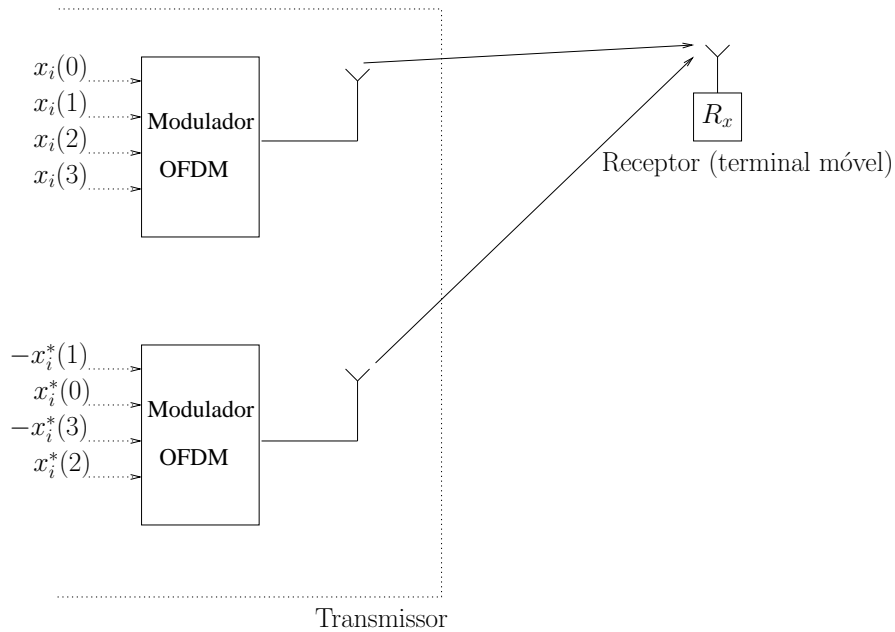


Figura 3.5: *Space-frequency block coding.*

Esse bloco de símbolos é mapeado em duas camadas. Esse mapeamento pode ser

realizado através do seguinte procedimento:

$$\mathbf{x}_{i,c=0} = \mathbf{M}_0 \mathbf{x}_i \quad (3.25)$$

e

$$\mathbf{x}_{i,c=1} = \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_i, \quad (3.26)$$

onde c representa o índice da camada e $\mathbf{M}_0 \in \mathbb{R}^{\frac{M}{2} \times M}$ é a matriz responsável pelo mapeamento na camada $c = 0$ possuindo o seguinte formato:

$$\mathbf{M}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & & & & & & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

A matriz $\mathbf{M}_1 \in \mathbb{R}^{\frac{M}{2} \times M}$ é responsável pelo mapeamento na camada $c = 1$ e possui o seguinte formato:

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & & & & & & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

Com essas definições, $\mathbf{x}_{i,c=0}$ contém os símbolos das posições pares de \mathbf{x}_i e $\mathbf{x}_{i,c=1}$ os símbolos das posições ímpares, ou seja:

$$\mathbf{x}_{i,c=0} = \left[x_i(0) \quad x_i(2) \quad x_i(4) \quad \cdots \quad x_i(M-2) \right]^T \quad (3.29)$$

e

$$\mathbf{x}_{i,c=1} = \left[x_i(1) \quad x_i(3) \quad x_i(5) \quad \cdots \quad x_i(M-1) \right]^T. \quad (3.30)$$

Podemos renomear os símbolos pertencentes aos blocos descritos em (3.29) e (3.30) como:

$$\mathbf{x}_{i,c=0} = \left[x_{i,c=0}(0) \quad x_{i,c=0}(1) \quad x_{i,c=0}(2) \quad \cdots \quad x_{i,c=0}\left(\frac{M}{2} - 1\right) \right]^T \quad (3.31)$$

e

$$\mathbf{x}_{i,c=1} = \left[x_{i,c=1}(0) \quad x_{i,c=1}(1) \quad x_{i,c=1}(2) \quad \cdots \quad x_{i,c=1}\left(\frac{M}{2} - 1\right) \right]^T. \quad (3.32)$$

Os símbolos complexos de cada camada devem ser precodificados e mapeados em cada uma das duas antenas. Temos como resultado [4]:

$$\mathbf{x}_{i,t=0} = \mathbf{P}_0 \mathbf{x}_{i,c=0} + \mathbf{P}_1 \mathbf{x}_{i,c=1} \quad (3.33)$$

e

$$\mathbf{x}_{i,t=1} = -\mathbf{P}_0 \mathbf{x}_{i,c=1}^* + \mathbf{P}_1 \mathbf{x}_{i,c=0}^*, \quad (3.34)$$

onde o índice t é correspondente a antena transmissora e \mathbf{P}_0 e $\mathbf{P}_1 \in \mathbb{R}^{M \times \frac{M}{2}}$ são as matrizes de precodificação que possuem o seguinte formato:

$$\mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

e

$$\mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Após essa precodificação, o sinal adquire um formato semelhante ao encontrado em [14]:

$$\mathbf{x}_{i,t=0} = \left[x_{i,c=0}(0) \quad x_{i,c=1}(0) \quad \cdots \quad x_{i,c=0}\left(\frac{M}{2} - 1\right) \quad x_{i,c=1}\left(\frac{M}{2} - 1\right) \right]^T \quad (3.37)$$

e

$$\mathbf{x}_{i,t=1} = \left[-x_{i,c=1}^*(0) \quad x_{i,c=0}^*(0) \quad \cdots \quad -x_{i,c=1}^*\left(\frac{M}{2} - 1\right) \quad x_{i,c=0}^*\left(\frac{M}{2} - 1\right) \right]^T. \quad (3.38)$$

Cada símbolo de $\mathbf{x}_{i,t=0}$ e $\mathbf{x}_{i,t=1}$ deve ser mapeado nas subportadoras. Isso pode ser feito através da aplicação da matriz unitária de IDFT:

$$\bar{\mathbf{x}}_{i,t=0} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=0} \quad (3.39)$$

e

$$\bar{\mathbf{x}}_{i,t=1} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=1}. \quad (3.40)$$

Novamente, antes da transmissão devemos adicionar o prefixo cíclico a cada um desses blocos de símbolos. Dessa forma, deve-se repetir as últimas D amostras no início de cada bloco:

$$\check{\mathbf{x}}_{i,t=0} = \mathbf{T}_{\text{CP}} \bar{\mathbf{x}}_{i,t=0}, \quad (3.41)$$

e

$$\check{\mathbf{x}}_{i,t=1} = \mathbf{T}_{\text{CP}} \bar{\mathbf{x}}_{i,t=1}, \quad (3.42)$$

onde a matriz \mathbf{T}_{CP} é a mesma da Equação (3.5).

O sinal é então transmitido pelo canal. Contudo, como $\check{\mathbf{x}}_{i,t=0}$ é transmitido pela antena 0 e $\check{\mathbf{x}}_{i,t=1}$ é transmitido pela antena 1 e considerando-se a existência de uma única antena receptora, podemos observar que o caminho percorrido pelos sinais transmitidos de cada antena são diferentes, isto é, o canal referente a cada percurso tem diferentes coeficientes. Dessa forma, podemos descrever o canal relativo à antena transmissora 0 e à antena transmissora 1, respectivamente, como:

$$\mathbf{h}_{i,t=0} = \left[h_{i,t=0}(0) \quad h_{i,t=0}(1) \quad \cdots \quad h_{i,t=0}(L) \right]^T \in \mathbb{C}^{L+1} \quad (3.43)$$

e

$$\mathbf{h}_{i,t=1} = \left[h_{i,t=1}(0) \quad h_{i,t=1}(1) \quad \cdots \quad h_{i,t=1}(L) \right]^T \in \mathbb{C}^{L+1}. \quad (3.44)$$

Ao passar pelo canal, os símbolos sofrem interferência dos símbolos do mesmo bloco e dos blocos adjacentes. Dessa forma, podemos descrever o sinal que chega na antena receptora como [7]:

$$\begin{aligned} \check{\mathbf{y}}_i = & \mathbf{H}_{\text{ISI},t=0} \check{\mathbf{x}}_{i,t=0} + \mathbf{H}_{\text{IBI},t=0} \check{\mathbf{x}}_{i-1,t=0} + \\ & \mathbf{H}_{\text{ISI},t=1} \check{\mathbf{x}}_{i,t=1} + \mathbf{H}_{\text{IBI},t=1} \check{\mathbf{x}}_{i-1,t=1} + \check{\mathbf{v}}_i, \end{aligned} \quad (3.45)$$

onde, $\mathbf{H}_{\text{ISI},t=0}$ e $\mathbf{H}_{\text{ISI},t=1} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ são as partes da matriz de convolução do canal de

cada antena responsável pela ISI:

$$\mathbf{H}_{\text{ISI},t=0} = \begin{bmatrix} h_{i,t=0}(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_{i,t=0}(1) & h_{i,t=0}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \\ h_{i,t=0}(L) & h_{i,t=0}(L-1) & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & h_{i,t=0}(L) & & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{i,t=0}(L) & \cdots & h_{i,t=0}(0) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

e $\mathbf{H}_{\text{IBI},t=0}$ e $\mathbf{H}_{\text{IBI},t=1} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ são as partes restantes da matriz de convolução do canal de cada antena, parte essa a causadora da IBI:

$$\mathbf{H}_{\text{IBI},t=0} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_{i,t=0}(L) & \cdots & h_{i,t=0}(2) & h_{i,t=0}(1) \\ & & & 0 & h_{i,t=0}(L) & \cdots & h_{i,t=0}(2) \\ & & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & & h_{i,t=0}(L) \\ & & & & & & 0 \\ 0 & \cdots & & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

e $\tilde{\mathbf{v}}_i \in \mathbb{C}^{M+D}$ é o ruído adicionado ao sinal.

Podemos observar que a estrutura de $\mathbf{H}_{\text{ISI},t=0}$ é igual a de $\mathbf{H}_{\text{ISI},t=1}$ e a estrutura de $\mathbf{H}_{\text{IBI},t=0}$ é igual a de $\mathbf{H}_{\text{IBI},t=1}$, sendo que a diferença entre elas está no valor dos *taps* do canal. Novamente, as estruturas de $\mathbf{H}_{\text{ISI},t=0}$ e de $\mathbf{H}_{\text{ISI},t=1}$ são de matrizes Toeplitz.

Retirando-se o prefixo-cíclico de $\tilde{\mathbf{y}}_i$, ou seja, retirando-se as primeiras D amostras, obtemos o seguinte:

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \mathbf{R}_{\text{CP}} \tilde{\mathbf{y}}_i, \quad (3.48)$$

onde a matriz \mathbf{R}_{CP} foi definida na Equação (3.13).

Escrevendo $\bar{\mathbf{y}}_i$ de outra forma, obtemos:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}_i = & \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI},t=0} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=0} + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{IBI},t=0} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i-1,t=0} + \\ & \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI},t=1} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=1} + \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{IBI},t=1} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i-1,t=1} + \mathbf{R}_{\text{CP}} \tilde{\mathbf{v}}_i. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Novamente, se o tamanho D do prefixo cíclico for maior ou igual ao tamanho L da memória do canal, a interferência entre os blocos desaparece. Além disso, $\mathbf{C}_{t=0} =$

$\mathbf{R}_{\text{CP}}\mathbf{H}_{\text{ISI},t=0}\mathbf{T}_{\text{CP}}$ e $\mathbf{C}_{t=1} = \mathbf{R}_{\text{CP}}\mathbf{H}_{\text{ISI},t=1}\mathbf{T}_{\text{CP}}$ possuem a mesma estrutura, ou seja, de uma matriz circulante [10]:

$$\mathbf{C}_{t=0} = \begin{bmatrix} h_{i,t=0}(0) & 0 & \cdots & h_{i,t=0}(L) & \cdots & h_{i,t=0}(1) \\ h_{i,t=0}(1) & h_{i,t=0}(0) & \cdots & 0 & h_{i,t=0}(L) & \cdots & h_{i,t=0}(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & & \\ h_{i,t=0}(L) & h_{i,t=0}(L-1) & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & h_{i,t=0}(L) & & & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & h_{i,t=0}(L) & & \cdots & & h_{i,t=0}(0) \end{bmatrix}, \quad (3.50)$$

onde foi omitido o índice i de $\mathbf{C}_{t=0}$ por simplicidade.

Podemos ainda reescrever a Equação (3.49) como:

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \mathbf{C}_{t=0}\mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=0} + \mathbf{C}_{t=1}\mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=1} + \bar{\mathbf{v}}_i, \quad (3.51)$$

onde foi considerado $\bar{\mathbf{v}}_i = \mathbf{R}_{\text{CP}}\check{\mathbf{v}}_i$.

O sinal deve ser transformado para o domínio em que os símbolos modulados estavam inicialmente, isto é, para o domínio da frequência. Para isso aplicamos a matriz de DFT:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{F}\bar{\mathbf{y}}_i, \quad (3.52)$$

ou,

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{F}\mathbf{C}_{t=0}\mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=0} + \mathbf{F}\mathbf{C}_{t=1}\mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=1} + \mathbf{F}\bar{\mathbf{v}}_i. \quad (3.53)$$

Considerando $\mathbf{v}_i = \mathbf{F}\bar{\mathbf{v}}_i$ e fazendo mais uma substituição,

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{\Lambda}_{i,t=0} \mathbf{x}_{i,t=0} + \mathbf{\Lambda}_{i,t=1} \mathbf{x}_{i,t=1} + \mathbf{v}_i, \quad (3.54)$$

onde $\mathbf{\Lambda}_{i,t=0} = \mathbf{F}\mathbf{C}_{t=0}\mathbf{F}^{-1}$ e $\mathbf{\Lambda}_{i,t=1} = \mathbf{F}\mathbf{C}_{t=1}\mathbf{F}^{-1}$ são as respectivas matrizes de canal no domínio da frequência que possuem o seguinte formato [10]:

$$\mathbf{\Lambda}_{i,t} = \begin{bmatrix} \lambda_{i,t}(0) & 0 & 0 & \cdots & & 0 \\ 0 & \lambda_{i,t}(1) & 0 & & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & \\ 0 & 0 & & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & & & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \lambda_{i,t}(M-1) \end{bmatrix}. \quad (3.55)$$

Mais uma vez notamos que o uso de bases ortonormais (elementos das colunas de \mathbf{F} e \mathbf{F}^{-1}) e a inserção e posterior retirada do prefixo cíclico são responsáveis por eliminar a interferência entre os blocos, a interferência inter-simbólica e também possibilita uma equalização simplificada, já que, depois desse processamento, pode-se representar a matriz de convolução do canal como uma matriz diagonal.

Então, devemos combinar os símbolos contidos em \mathbf{y}_i para que consigamos recuperar os símbolos enviados. Para isso, fazemos [14]:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{i,c=0} = \mathbf{M}_0 \mathbf{\Lambda}_{i,t=0}^* \mathbf{y}_i + \mathbf{M}_1 \mathbf{\Lambda}_{i,t=1} \mathbf{y}_i^* \quad (3.56)$$

e

$$\tilde{\mathbf{x}}_{i,c=1} = \mathbf{M}_0 \mathbf{\Lambda}_{i,t=1}^* \mathbf{y}_i - \mathbf{M}_1 \mathbf{\Lambda}_{i,t=0} \mathbf{y}_i^*, \quad (3.57)$$

onde as matrizes \mathbf{M}_0 e \mathbf{M}_1 possuem a mesma estrutura que foi apresentada nas Equações (3.27) e (3.28). A combinação feita anteriormente considera que os ganhos das duas subportadoras adjacentes ao passar pelo canal sejam o mesmo pois \mathbf{y}_i depende de *taps* do canal cujos índices são $2m$ e $2m + 1$. Para isso, é necessário que se divida o espectro disponível para a transmissão em pedaços pequenos de modo que os ganhos das subportadoras adjacentes sejam iguais ou aproximadamente iguais. Essa consideração é necessária para que seja possível recuperar os símbolos enviados da maneira descrita acima.

Deve-se notar que é também possível fazer apenas multiplicações escalares ao invés das apresentadas nas Equações (3.56) e (3.57). Dessa forma teremos:

$$\tilde{x}_{i,c=0}(m) = \lambda_{i,t=0}^*(2m) y_i(2m) + \lambda_{i,t=1}(2m) y_i^*(2m + 1) \quad (3.58)$$

e

$$\tilde{x}_{i,c=1}(m) = \lambda_{i,t=1}^*(2m) y_i(2m) - \lambda_{i,t=0}(2m) y_i^*(2m + 1), \quad (3.59)$$

onde $2m$ é a posição de uma dada subportadora e $2m + 1$ a posição da subportadora adjacente, subportadoras essas que tiveram o mesmo ganho devido ao canal e $m \in \{0, 1, 2, \dots, \frac{M}{2} - 1\}$.

Podemos reescrever (3.58) e (3.59) da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{i,c=0}(m) = & (\lambda_{i,t=0}^2(2m) + \lambda_{i,t=1}^2(2m)) x_{i,c=0}(m) + \\ & \lambda_{i,t=0}^*(2m) v_i(2m) + \lambda_{i,t=1}(2m) v_i^*(2m + 1) \end{aligned} \quad (3.60)$$

e

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{i,c=1}(m) = & -(\lambda_{i,t=0}^2(2m) + \lambda_{i,t=1}^2(2m))x_{i,c=1}^*(m) + \\ & \lambda_{i,t=1}^*(2m) v_i(2m) - \lambda_{i,t=0}(2m) v_i^*(2m + 1), \end{aligned} \quad (3.61)$$

no entanto, devemos ainda normalizar $\tilde{\mathbf{x}}_{i,c=0}$ e $\tilde{\mathbf{x}}_{i,c=1}$.

Para obtermos uma estimativa do sinal \mathbf{x}_i podemos fazer:

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \mathbf{P}_0 \tilde{\mathbf{x}}_{i,c=0} + \mathbf{P}_1 \tilde{\mathbf{x}}_{i,c=1}, \quad (3.62)$$

onde \mathbf{P}_0 e \mathbf{P}_1 são as matrizes descritas nas Equações (3.35) e (3.36) e consideramos $\tilde{\mathbf{x}}_{i,c=0}$ e $\tilde{\mathbf{x}}_{i,c=1}$ já normalizados.

É importante destacar que se o ruído tiver uma potência alta se comparado com a potência do sinal, será muito improvável a recuperação dos símbolos transmitidos.

3.4.3 Transmissão com Multiplexação Espacial

Na transmissão com multiplexação espacial são usadas múltiplas antenas tanto no transmissor, quanto no receptor. As informações independentes são multiplexadas no espaço. O objetivo desse tipo de transmissão é aumentar a taxa efetiva de dados, ou seja, o *throughput*.

A seguir será feito o modelamento matemático para transmissão com multiplexação espacial adaptado a um dos casos da referência [4], o qual novamente realiza um mapeamento em camadas antes de fazer a precodificação dos símbolos. O modelo a ser descrito utiliza duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras. A partir desse caso, é fácil a adaptação do modelamento matemático às outras possíveis configurações. As diferenças serão explicitadas no Capítulo 4.

Deve-se lembrar novamente que a transmissão é feita por blocos, sendo o canal invariante durante o período de transmissão de um bloco, e o ruído é AWGN.

Tem-se inicialmente, um bloco $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{2M}$ com $2M$ símbolos:

$$\mathbf{x}_i = \left[x_i(0) \quad x_i(1) \quad x_i(2) \quad \cdots \quad x_i(2M - 1) \right]^T. \quad (3.63)$$

Os símbolos contidos em \mathbf{x}_i devem ser mapeados em duas camadas⁸. Esse mapea-

⁸O número de camadas pode variar. Os possíveis tipos de matrizes que realizam esse mapeamento serão mostrados no Capítulo 4

mento é análogo ao mostrado na Seção 3.4.2:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i,c=0} \\ \mathbf{x}_{i,c=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_0 \\ \mathbf{M}_1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_i \quad (3.64)$$

onde as matrizes $\mathbf{M}_0 \in \mathbb{R}^{M \times 2M}$ e $\mathbf{M}_1 \in \mathbb{R}^{M \times 2M}$ que fazem o mapeamento dos símbolos nas camada 1 e 2, respectivamente, possuem o mesmo formato das matrizes apresentadas nas Equações (3.27) e (3.28).

Depois de mapeados, os símbolos devem ser precodificados, isto é, devem ser combinados de alguma forma em cada uma das antenas que serão usadas na transmissão. Essa precodificação pode ser representada por uma matriz \mathbf{P} . Essa matriz \mathbf{P} deve ser escolhida a partir de um *codebook* apresentado em [4]. A matriz \mathbf{P} usada nesta subseção não altera o modelamento matemático apresentado, apenas facilita o desenvolvimento do mesmo. Dessa forma, deve-se precodificar os símbolos da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} x_{i,t=0}(m) \\ x_{i,t=1}(m) \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} x_{i,c=0}(m) \\ x_{i,c=1}(m) \end{bmatrix}, \quad (3.65)$$

onde $x_{i,t=0}(m)$ é um símbolo precodificado a ser enviado na subportadora m pela antena transmissora $t = 0$ e $x_{i,t=1}(m)$ pela antena transmissora $t = 1$, e \mathbf{P} pode ser a seguinte matriz [4]:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

Como pode ser observado, cada antena pode transmitir uma combinação diferente dos mesmos símbolos que a outra antena. Essa diferente combinação permite explorar uma maior quantidade de graus de liberdade.

Novamente, assim como nos modelos matemáticos apresentados anteriormente, cada símbolo de $\mathbf{x}_{i,t=0}$ e $\mathbf{x}_{i,t=1}$ deve ser mapeado nas subportadoras. Da mesma forma, aplicamos a IDFT:

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_{i,t=0} \\ \bar{\mathbf{x}}_{i,t=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}^{-1} & \mathbf{0}_{M \times M} \\ \mathbf{0}_{M \times M} & \mathbf{F}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i,t=0} \\ \mathbf{x}_{i,t=1} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Deve-se então adicionar o prefixo cíclico a $\bar{\mathbf{x}}_{i,t=0}$ e a $\bar{\mathbf{x}}_{i,t=1}$:

$$\begin{bmatrix} \check{\mathbf{x}}_{i,t=0} \\ \check{\mathbf{x}}_{i,t=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\text{CP}} & \mathbf{0}_{(M-D) \times M} \\ \mathbf{0}_{(M-D) \times M} & \mathbf{T}_{\text{CP}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_{i,t=0} \\ \bar{\mathbf{x}}_{i,t=1} \end{bmatrix}, \quad (3.68)$$

onde a matriz \mathbf{T}_{CP} foi definida na Equação (3.5).

O sinal é transmitido pelo canal MIMO com comprimento de memória L . A matriz de convolução do canal pode ser descrita como:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{r=0,t=0} & \mathbf{H}_{r=0,t=1} \\ \mathbf{H}_{r=1,t=0} & \mathbf{H}_{r=1,t=1} \end{bmatrix}, \quad (3.69)$$

com $\mathbf{H}_{r,t} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$, $\forall (r,t) \in \{0,1\} \times \{0,1\}$, sendo a matriz Toeplitz de convolução do canal entre a antena transmissora t e a antena receptora r .

Novamente, ao passar pelo canal, os símbolos sofrem IBI e ISI. Dessa forma, podemos escrever o sinal recebido da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \check{\mathbf{y}}_{i,r=0} \\ \check{\mathbf{y}}_{i,r=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=0}} & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=1}} \\ \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=0}} & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \check{\mathbf{x}}_{i,t=0} \\ \check{\mathbf{x}}_{i,t=1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{IBI}_{r=0,t=0}} & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{r=0,t=1}} \\ \mathbf{H}_{\text{IBI}_{r=1,t=0}} & \mathbf{H}_{\text{IBI}_{r=1,t=1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \check{\mathbf{x}}_{i-1,t=0} \\ \check{\mathbf{x}}_{i-1,t=1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \check{\mathbf{v}}_{i,r=0} \\ \check{\mathbf{v}}_{i,r=1} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

onde $\mathbf{H}_{\text{ISI}_{r,t}}$ e $\mathbf{H}_{\text{IBI}_{r,t}} \in \mathbb{C}^{(M+D) \times (M+D)}$ podem ser definidas de forma análoga ao que foi feito nas Equações (3.46) e (3.47) e $\check{\mathbf{v}}_{i,r} \in \mathbb{C}^{(M+D)}$ é o ruído adicionado ao sinal.

No receptor, retira-se o prefixo-cíclico de $\check{\mathbf{y}}_{i,r=0}$ e de $\check{\mathbf{y}}_{i,r=1}$:

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_{i,r=0} \\ \bar{\mathbf{y}}_{i,r=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{CP}} & \mathbf{0}_{M \times (M-D)} \\ \mathbf{0}_{M \times (M-D)} & \mathbf{R}_{\text{CP}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=0}} & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=1}} \\ \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=0}} & \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \check{\mathbf{x}}_{i,t=0} \\ \check{\mathbf{x}}_{i,t=1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{CP}} & \mathbf{0}_{M \times (M-D)} \\ \mathbf{0}_{M \times (M-D)} & \mathbf{R}_{\text{CP}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \check{\mathbf{v}}_{i,r=0} \\ \check{\mathbf{v}}_{i,r=1} \end{bmatrix}, \quad (3.71)$$

onde a matriz \mathbf{R}_{CP} foi definida na Equação (3.13). Mais uma vez, notamos que a interferência entre os blocos desaparece.

Podemos ainda reescrever a Equação (3.71) da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}_{i,r=0} \\ \bar{\mathbf{y}}_{i,r=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=0}} & \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=1}} \\ \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=0}} & \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=0} \\ \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{v}}_{i,r=0} \\ \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{v}}_{i,r=1} \end{bmatrix}. \quad (3.72)$$

Os símbolos devem voltar ao domínio em que estavam inicialmente. Para isso, aplicamos a matriz unitária de DFT:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{i,r=0} \\ \mathbf{y}_{i,r=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0}_{M \times M} \\ \mathbf{0}_{M \times M} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=0}} & \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=0,t=1}} \\ \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=0}} & \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r=1,t=1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=0} \\ \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{x}_{i,t=1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0}_{M \times M} \\ \mathbf{0}_{M \times M} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{v}}_{i,r=0} \\ \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{v}}_{i,r=1} \end{bmatrix}. \quad (3.73)$$

A Equação (3.73) pode ser escrita de outra forma:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{i,r=0} \\ \mathbf{y}_{i,r=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_{r=0,t=0} & \mathbf{\Lambda}_{r=0,t=1} \\ \mathbf{\Lambda}_{r=1,t=0} & \mathbf{\Lambda}_{r=1,t=1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i,t=0} \\ \mathbf{x}_{i,t=1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{i,r=0} \\ \mathbf{v}_{i,r=1} \end{bmatrix}, \quad (3.74)$$

onde $\mathbf{\Lambda}_{r,t} = \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \mathbf{H}_{\text{ISI}_{r,t}} \mathbf{T}_{\text{CP}} \mathbf{F}^{-1}$ é uma matriz diagonal e $\mathbf{v}_{i,r} = \mathbf{F} \mathbf{R}_{\text{CP}} \check{\mathbf{v}}_{i,r}$. Dessa forma, mais uma vez conseguimos retirar a interferência entre os blocos e entre os símbolos através de uma equalização simples.

A partir da Equação (3.74) podemos ver que os símbolos contidos em cada uma das $m \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ subportadoras de $\mathbf{y}_{i,r=0}$ e de $\mathbf{y}_{i,r=1}$ são:

$$y_{i,r=0}(m) = \lambda_{r=0,t=0}(m) x_{i,t=0}(m) + \lambda_{r=0,t=1}(m) x_{i,t=1}(m) + v_{i,r=0}(m) \quad (3.75)$$

e

$$y_{i,r=1}(m) = \lambda_{r=1,t=0}(m) x_{i,t=0}(m) + \lambda_{r=1,t=1}(m) x_{i,t=1}(m) + v_{i,r=1}(m). \quad (3.76)$$

Podemos ainda escrever as Equações (3.75) e (3.76) em um formato matricial:

$$\begin{bmatrix} y_{i,r=0}(m) \\ y_{i,r=1}(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{r=0,t=0}(m) & \lambda_{r=0,t=1}(m) \\ \lambda_{r=1,t=0}(m) & \lambda_{r=1,t=1}(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{i,t=0}(m) \\ x_{i,t=1}(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{i,r=0}(m) \\ v_{i,r=1}(m) \end{bmatrix}. \quad (3.77)$$

Substituindo a Equação (3.65) na Equação (3.77), obtemos:

$$\begin{bmatrix} y_{i,r=0}(m) \\ y_{i,r=1}(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{r=0,t=0}(m) & \lambda_{r=0,t=1}(m) \\ \lambda_{r=1,t=0}(m) & \lambda_{r=1,t=1}(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{i,c=0}(m) \\ x_{i,c=1}(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{i,r=0}(m) \\ v_{i,r=1}(m) \end{bmatrix}. \quad (3.78)$$

Agora devemos combinar de alguma forma os símbolos de $\mathbf{y}_{i,r=0}$ e de $\mathbf{y}_{i,r=1}$. Para isso, podemos fazer o seguinte processamento:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \hat{x}_{i,c=0}(m) \\ \hat{x}_{i,c=1}(m) \end{bmatrix} = \\ & = \left(\begin{bmatrix} \lambda_{r=0,t=0}(m) & \lambda_{r=0,t=1}(m) \\ \lambda_{r=1,t=0}(m) & \lambda_{r=1,t=1}(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{r=0,t=0}(m) & \lambda_{r=0,t=1}(m) \\ \lambda_{r=1,t=0}(m) & \lambda_{r=1,t=1}(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{i,c=0}(m) \\ x_{i,c=1}(m) \end{bmatrix} + \\ & \left(\begin{bmatrix} \lambda_{r=0,t=0}(m) & \lambda_{r=0,t=1}(m) \\ \lambda_{r=1,t=0}(m) & \lambda_{r=1,t=1}(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} v_{i,r=0}(m) \\ v_{i,r=1}(m) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.79)$$

Como podemos observar, esta solução é ZF.

A partir da Equação (3.79), notamos que se forem usadas N antenas transmissoras e N antenas receptoras, teremos que inverter uma matriz de tamanho $N \times N$, aumentando consideravelmente a complexidade da equalização.

Capítulo 4

Especificações do 3G-LTE

4.1 Introdução

Neste capítulo, os seguintes tópicos relacionados às especificações do 3G-LTE (referências [4] e [5]) serão vistos:

- Definições de alguns símbolos que serão usados ao longo do Capítulo (Seção 4.2);
- Classificação dos sinais de *downlink* (Seção 4.3);
- Estrutura geral do *frame* (Seção 4.4);
- Recursos físicos do *downlink* (Seção 4.5);
- Estrutura geral do PDSCH (Seção 4.6);
- Codificador de canal (Seção 4.7).

4.2 Definições

Para um melhor entendimento das próximas seções, é importante a definição de alguns símbolos que serão usados:

- CP : Abreviação para prefixo cíclico;
- T_s : Unidade básica de tempo do sistema 3G-LTE;
- $N_{\text{syb}}^{\text{DL}}$: Número de símbolos OFDM¹ contidos em um *time-slot*;

¹Na Seção 4.5 será descrito o símbolo OFDM.

- N_{RB}^{DL} : Número de *resource blocks* contidos em um símbolo OFDM;
- N_{SC}^{RB} : Número de subportadoras em um *resource block*;
- Δf : Espaçamento entre duas subportadoras adjacentes.

4.3 Classificação dos Sinais de *Downlink*

A menor unidade no domínio tempo-freqüência que carrega informação no sentido do *downlink* é o *resource element*. O tipo de informação que ele contém pode ser originado de camadas superiores ou não.

Os canais físicos são recursos de rádio alocados para a transmissão de informações provenientes de camadas superiores. São definidos os seguintes canais físicos:

- PDSCH (do inglês, *Physical Downlink Shared CHannel*);
- PBCH (do inglês, *Physical Broadcast CHannel*);
- PMCH (do inglês, *Physical Multicast CHannel*);
- PCFICH (do inglês, *Physical Control Format Indicator CHannel*);
- PDCCH (do inglês, *Physical Downlink Control CHannel*);
- PHICH (do inglês, *Physical Hybrid ARQ Indicator CHannel*).

Os sinais que são gerados na camada física são chamados sinais físicos, os quais possuem *resource elements* alocados para eles. Os seguintes tipos de sinais físicos são definidos:

- sinais de referência, que são utilizados na estimação de canal;
- sinais de sincronismo, que são usados na busca inicial da célula e também na procura de células vizinhas.

4.4 Estrutura Geral do *Frame*

Um *frame* tem a seguinte duração:

$$T_{frame} = 10 \text{ ms.} \quad (4.1)$$

Cada *frame* contém dez *subframes* de mesmo tamanho, ou seja, cada *subframe* tem a seguinte duração:

$$T_{subframe} = 1 \text{ ms.} \quad (4.2)$$

O intervalo de tempo disponível para a transmissão de um *frame* também pode ser definido da seguinte forma:

$$T_{frame} = 307200 \cdot T_s \text{ s,} \quad (4.3)$$

onde T_s é a unidade básica de tempo do sistema 3G-LTE, a partir da qual são definidos vários parâmetros. Ela possui o seguinte valor:

$$T_s = \frac{1}{30720000} \text{ s.} \quad (4.4)$$

A estrutura do *frame* pode ser de dois tipos diferentes: Tipo 1 e Tipo 2.

A estrutura do Tipo 1 pode ser vista na Figura 4.1. Nesse tipo é possível ter FDD (do inglês, *Frequency Division Duplex*), onde todo o *frame* é usado para a transmissão no sentido do *downlink* ou *uplink*; ou TDD (do inglês, *Time Division Duplex*), onde os *subframes* 0 e 5 são usados para transmissão *downlink*, o *subframe* 2 na transmissão *uplink* e os outros podem ser utilizados tanto no *downlink* quanto no *uplink*.

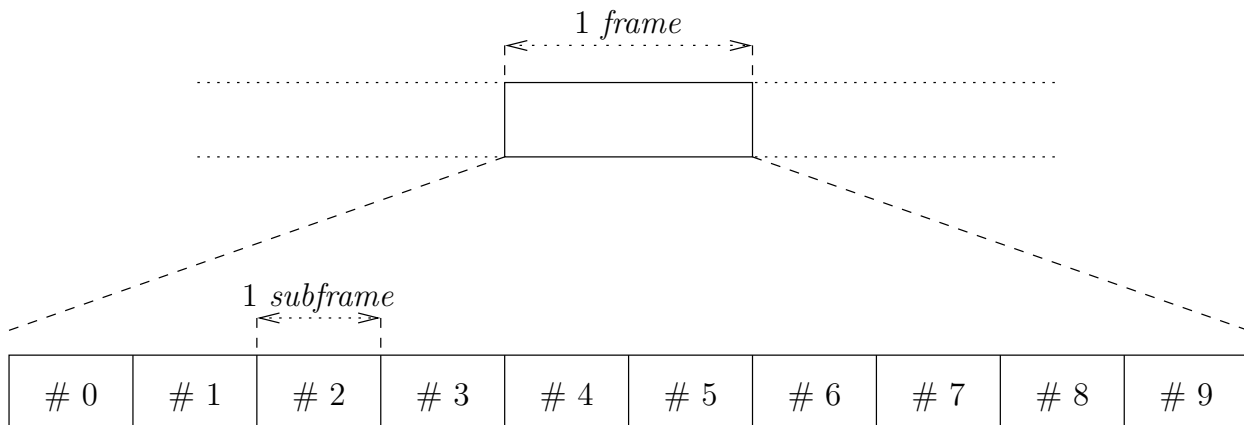


Figura 4.1: Estrutura do frame Tipo 1.

Na estrutura do Tipo 2 somente é possível TDD.

Como a implementação feita utiliza a estrutura do Tipo 1, as descrições posteriores terão como base essa estrutura.

4.5 Recursos Físicos do *Downlink*

Um *subframe* pode ser visto como a junção de dois *time-slots*, sendo que cada *time-slot* tem a seguinte duração:

$$T_{slot} = 0,5 \text{ ms}, \quad (4.5)$$

e cada *time-slot* pode conter sete, seis ou três símbolos OFDM ($N_{\text{sy mb}}^{\text{DL}}$), dependendo do comprimento do prefixo cíclico a ser escolhido, normal ou estendido, e da distância entre as subportadoras. A duração do prefixo cíclico para cada um dos casos encontra-se na Tabela 4.1, e a divisão descrita está ilustrada na Figura 4.2.

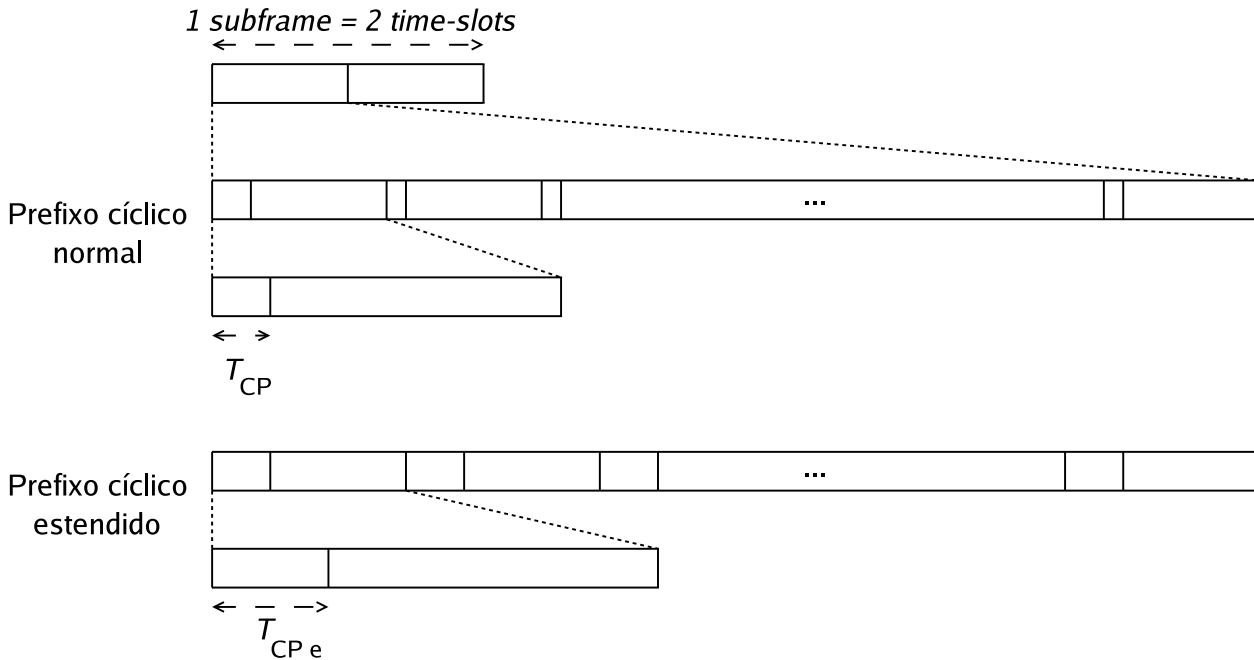


Figura 4.2: *Subframe* e suas partições.

Pode-se ainda visualizar na Figura 4.3 a estrutura básica do recurso físico disponível para transmissão como um *grid* no domínio tempo-freqüência. Esses recursos disponíveis são chamados de *resource blocks*. Como pode ser visto na Figura 4.3, um *resource block* é composto por $N_{SC}^{\text{RB}} = 12$ ou $N_{SC}^{\text{RB}} = 24$ subportadoras que podem ter o espaçamento entre elas de $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ ou $\Delta f = 7,5 \text{ kHz}$ ².

Divide-se ainda, no tempo e na freqüência, o *resource block* em $N_{\text{sy mb}}^{\text{DL}} \cdot N_{SC}^{\text{RB}}$ *resource elements*, sendo o *resource element* a menor unidade do *grid* apresentado. Os *resource*

²Esse espaçamento reduzido entre as subportadoras somente é utilizado nas transmissões do tipo MBSFN (do inglês, *Multi-Media Broadcast over a Single Frequency Network*).

elements são identificados por um par de índices (k,l) , onde $k = 0, 1, \dots, N_{RB}^{DL} \cdot N_{SC}^{RB} - 1$ é o índice no domínio da frequência e $l = 0, 1, \dots, N_{symb}^{DL} - 1$, o índice no domínio do tempo.

Na Tabela 4.1 encontra-se a relação entre os dados apresentados com o comprimento do prefixo cíclico.

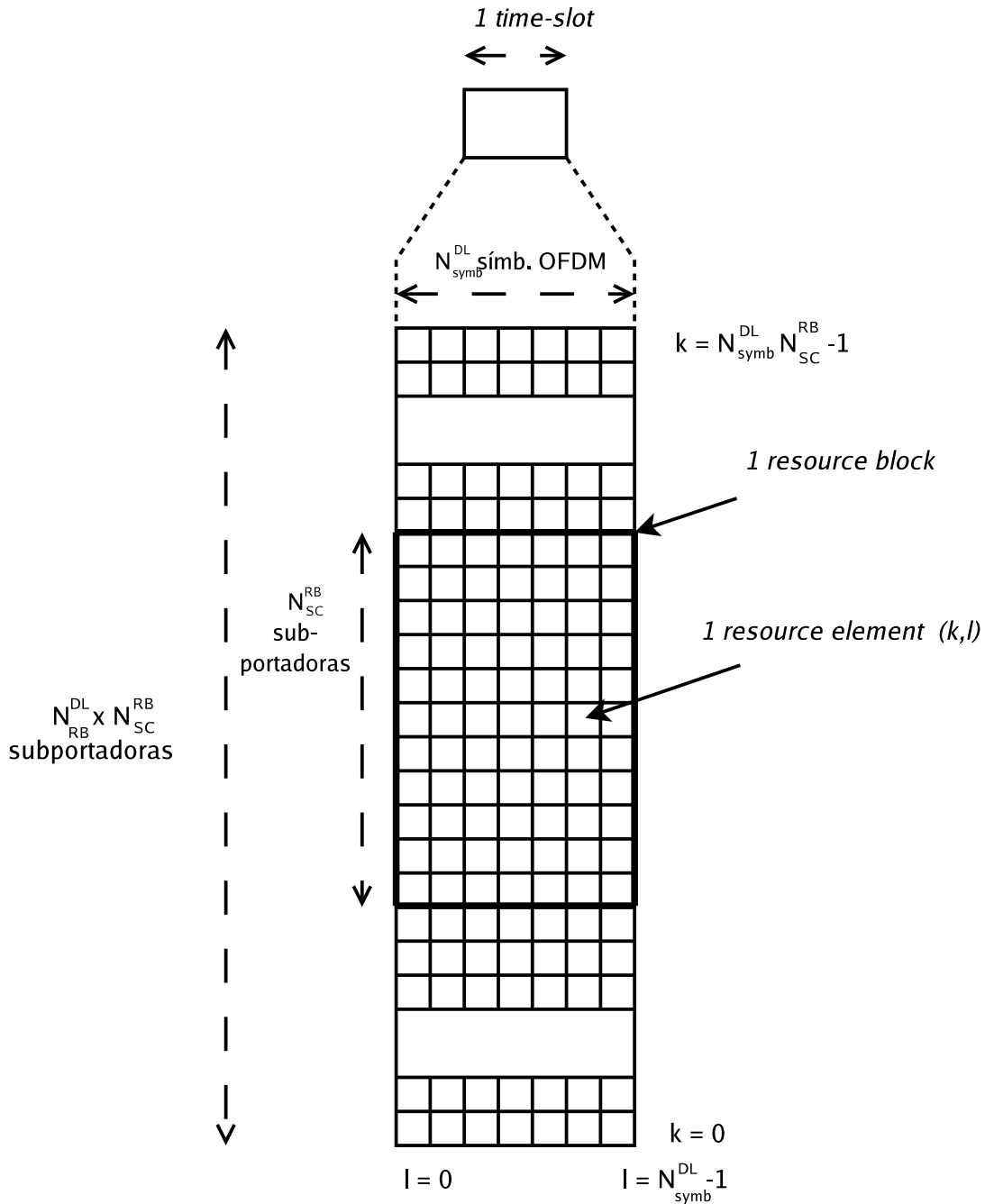


Figura 4.3: *Downlink resource grid.*

Em um símbolo OFDM pode-se ter de $N_{RB}^{DL} = 6$ até $N_{RB}^{DL} = 100$ *resource blocks*.

Na Tabela 4.2 encontram-se as larguras de banda do canal que são especificadas para

Tabela 4.1: Parâmetros do *resource block* e prefixo cíclico (CP).

Configuração do CP	Δf	N_{SC}^{RB}	N_{symp}^{DL}	T_{CP}
normal	15 kHz	12	7	$160 \cdot T_s = 5,2 \mu s$, primeiro símbolo OFDM $144 \cdot T_s = 4,7 \mu s$, demais símbolos OFDM
estendido	15 kHz	12	6	$512 \cdot T_s = 16,7 \mu s$
estendido	7,5 kHz	24	3	$1024 \cdot T_s = 33,4 \mu s$

o 3G-LTE, juntamente com a banda de transmissão³ [15]. Pode-se notar que existe uma diferença entre a banda do canal e a banda de transmissão. Isso é necessário para que não haja a interferência de sinais que ocupam bandas próximas.

Tabela 4.2: Banda do canal, banda de transmissão e N_{RB}^{DL} .

Banda do canal (MHz)	Banda de transmissão (MHz)	N_{RB}^{DL}
1,4	1,08	6
3	2,7	15
5	4,5	25
10	9	50
15	13,5	75
20	18	100

O usuário pode utilizar ou não toda a banda de transmissão; contudo o tamanho da banda utilizada pelo usuário deve ser múltiplo de $\Delta f \cdot N_{SC}^{RB} = 180 \text{ kHz}$ ⁴. A banda a ser usada também deve ser menor do que a banda disponível para transmissão.

4.6 Estrutura Geral do PDSCH

A seguir serão descritas as especificações de como o sinal do PDSCH deve ser processado. A descrição será apenas do PDSCH, pois o interesse e a implementação realizada do trabalho baseiam-se nesse tipo de canal.

³banda de transmissão = $\Delta f \cdot N_{SC}^{RB} \cdot N_{RB}^{DL}$

⁴No simulador implementado, somente para o caso de transmissão com multiplexação espacial, em que são utilizadas duas camadas e quatro antenas transmissoras, o valor atribuído à banda a ser utilizada pelo usuário deve ser um múltiplo de dois.

Na Figura 4.4 podemos ver as etapas do processamento do sinal no transmissor. Nas próximas subseções serão descritas as especificações contidas em [4].

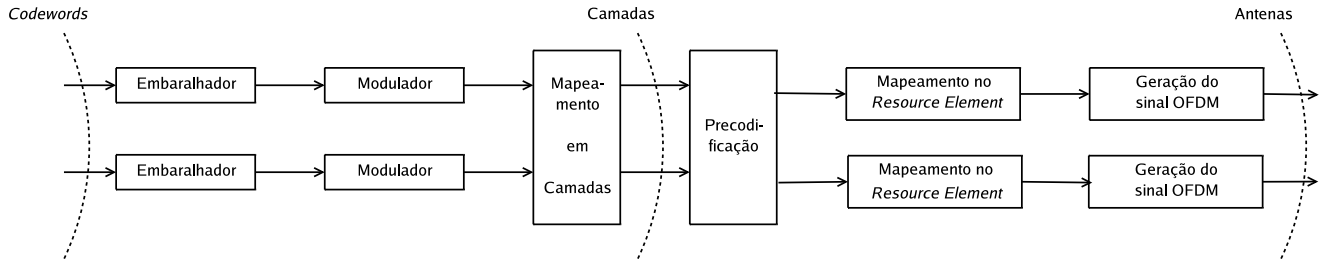


Figura 4.4: Processamento do sinal do PDSCH.

É importante lembrar que no sentido do *downlink* é possível ter uma ou duas *codewords*, isto é, blocos de *bits* que serão processados em paralelo até o mapeamento em camadas, conforme mostra a Figura 4.4.

4.6.1 Embaralhador

O bloco de *bits* de cada *codeword* é embaralhado. Esse embaralhamento é feito da seguinte forma:

$$\tilde{b}_q(m) = (b_q(m) + c_q(m)) \bmod 2, \quad (4.6)$$

onde $\bmod 2$ representa o resto da divisão por 2, $b_q(m)$ é o m -ésimo *bit* ($m \in \{0, 1, \dots, M_{bits} - 1\}$, sendo M_{bits} o número de *bits*) contido na *codeword* $q \in \{0, 1\}^5$ e $c_q(m)$ é o m -ésimo termo da seqüência de embaralhamento. Essa seqüência de embaralhamento é definida da seguinte forma:

$$c_q(m) = (x_1(m + N_c) + x_2(m + N_c)) \bmod 2, \quad (4.7)$$

onde $N_c = 1600$,

$$x_1(m + 31) = (x_1(m + 3) + x_1(m)) \bmod 2, \quad (4.8)$$

e

$$x_2(m + 31) = (x_2(m + 3) + x_2(m + 2) + x_2(m + 1) + x_2(m)) \bmod 2. \quad (4.9)$$

A seqüência x_1 deve ser inicializada com:

$$x_1(0) = 1 \quad (4.10)$$

$$x_1(m) = 1, \quad (4.11)$$

⁵Se existir somente uma *codeword*, então $q = 0$.

para $m \in \{0, 1, \dots, 30\}$, e a seqüência x_2 deve ser inicializada da seguinte maneira:

$$c_{init} = \sum_{m=0}^{30} x_2(m) \cdot 2^m \quad (4.12)$$

onde

$$c_{init} = \eta_{\text{RNTI}} \cdot 2^{14} + q \cdot 2^{13} + \left\lfloor \frac{\eta_s}{2} \right\rfloor \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}, \quad (4.13)$$

em que η_{RNTI} corresponde a identificação temporária do equipamento do usuário, η_s ao número do *slot* dentro do *frame*, $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ a identificação da camada física da célula e $\lfloor \cdot \rfloor$ é o operador que aproxima o argumento para o menor número inteiro mais próximo a ele⁶.

A seqüência de embaralhamento deve ser inicializada no início de cada *subframe*.

4.6.2 Modulador

Os *bits* embaralhados devem ser modulados nesta etapa. Dessa forma, os seguintes tipos de modulação são possíveis:

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

É feita a consideração que existem M_{symb} símbolos complexos depois de realizada a modulação.

4.6.3 Mapeamento em Camadas

Os símbolos complexos modulados devem ser mapeados em camadas. Contudo o mapeamento depende do tipo de transmissão a ser escolhido:

- transmissão com uma única antena;
- transmissão com diversidade;
- transmissão com multiplexação espacial.

A seguir será descrito o mapeamento para cada um desses tipos.

⁶Esse operador também é conhecido como função *floor*.

Mapeamento em camadas para transmissão com uma única antena

Quando se utiliza apenas uma antena para transmissão, o mapeamento dos símbolos complexos modulados é direto, ou seja:

$$x_{c=0}(m) = x_{q=0}(m), \quad (4.14)$$

onde $x_{q=0}(m)$ representa o m -ésimo símbolo complexo modulado pertencente à *codeword* $q = 0$, $x_{c=0}(m)$ o sinal mapeado na camada $c = 0$ e $m \in \{0, 1, \dots, M_{\text{symp}} - 1\}$.

Mapeamento em camadas para transmissão com diversidade

No caso de transmissão com diversidade, só existe uma *codeword* e o mapeamento pode ser feito em duas ou quatro camadas conforme a Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Mapeamento em camadas para transmissão com diversidade.

Nº de camadas	Nº de <i>codewords</i>	Mapeamento <i>codeword</i> -camada	
2	1	$x_{c=0}(m) = x_{q=0}(2m)$ $x_{c=1}(m) = x_{q=0}(2m + 1)$	$m \in \{0, 1, \dots, \frac{M_{\text{symp}}}{2} - 1\}$
4	1	$x_{c=0}(m) = x_{q=0}(4m)$ $x_{c=1}(m) = x_{q=0}(4m + 1)$ $x_{c=2}(m) = x_{q=0}(4m + 2)$ $x_{c=3}(m) = x_{q=0}(4m + 3)$	$m \in \{0, 1, \dots, \frac{M_{\text{symp}}}{4} - 1\}$

Através da Tabela 4.3 podemos observar que quando é escolhido mapear os dados em duas camadas, os símbolos de índice par encontram-se na camada 0 e os de índice ímpar na camada 1, conforme descrito na Subseção 3.4.2.

Mapeamento em camadas para transmissão com multiplexação espacial

Quando a transmissão é com multiplexação espacial, pode-se ter uma ou duas *codewords*, e o mapeamento pode ser feito de uma até quatro camadas, de acordo com a Tabela 4.4.

O caso descrito na Subseção 3.4.3 é o que possui uma *codeword* e é mapeado em duas camadas. A dedução matemática para os outros mapeamentos em uma e duas camadas é simples, e pode ser adaptada a partir do caso descrito.

Tabela 4.4: Mapeamento em camadas para transmissão com multiplexação espacial.

Nº de camadas	Nº de <i>codewords</i>	Mapeamento <i>codeword</i> -camada	
1	1	$x_{c=0}(m) = x_{q=0}(m)$	$m \in \{0, 1, \dots, M_{syimb} - 1\}$
2	2	$x_{c=0}(m) = x_{q=0}(m)$ $x_{c=1}(m) = x_{q=1}(m)$	$m \in \{0, 1, \dots, M_{syimb} - 1\}$
2	1	$x_{c=0}(m) = x_{q=0}(2m)$ $x_{c=1}(m) = x_{q=0}(2m + 1)$	$m \in \{0, 1, \dots, \frac{M_{syimb}}{2} - 1\}$
3	2	$x_{c=0}(m_0) = x_{q=0}(m_0)$ $x_{c=1}(m) = x_{q=1}(2m)$ $x_{c=2}(m) = x_{q=1}(2m + 1)$	$m_0 \in \{0, 1, \dots, M_{syimb} - 1\}$ $m \in \{0, 1, \dots, \frac{M_{syimb}}{2} - 1\}$
4	2	$x_{c=0}(m) = x_{q=0}(2m)$ $x_{c=1}(m) = x_{q=0}(2m + 1)$ $x_{c=2}(m) = x_{q=1}(2m)$ $x_{c=3}(m) = x_{q=1}(2m + 1)$	$m \in \{0, 1, \dots, \frac{M_{syimb}}{2} - 1\}$

Deve-se ressaltar que não foi implementado o caso em que os símbolos são mapeados em três e quatro camadas. A explicação para isso está na Subseção 5.3.12.

4.6.4 Precodificador

A precodificação também depende do tipo de transmissão a ser realizada. Sendo assim, será explicitado como ela deve ser feita para cada um dos três possíveis tipos de transmissão.

Deve-se notar que nesta etapa realiza-se o mapeamento dos símbolos⁷ nas antenas.

Precodificação para transmissão com uma única antena

Para o caso de transmissão com uma única antena, não existe precodificação, isto é:

$$x_{t=0}(m) = x_{c=0}(m), \quad (4.15)$$

onde $x_{t=0}(m)$ é o m -ésimo ($m \in \{0, 1, \dots, M_{syimb} - 1\}$) símbolo mapeado na antena $t = 0$.

⁷Esses símbolos já foram mapeados nas camadas.

Precodificação para Transmissão com Diversidade

A precodificação para transmissão com diversidade depende do número de camadas escolhido na etapa anterior. Dessa forma, se foi escolhido o mapeamento em duas camadas, têm-se duas antenas transmissoras e a precodificação é da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} x_{t=0}(2m) \\ x_{t=1}(2m) \\ x_{t=0}(2m+1) \\ x_{t=1}(2m+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Re(x_{i,c=0}(m)) \\ \Re(x_{i,c=1}(m)) \\ \Im(x_{i,c=0}(m)) \\ \Im(x_{i,c=1}(m)) \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

onde $m \in \{0, 1, \dots, \frac{M_{symp}}{2} - 1\}$.

Deve-se notar que essa precodificação pode ser descrita de outra maneira, como a apresentada nas Equações (3.33) e (3.34).

Já no caso em que os símbolos foram mapeados em quatro camadas, são utilizadas quatro antenas transmissoras e a precodificação é realizada da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} x_{t=0}(4m) \\ x_{t=1}(4m) \\ x_{t=2}(4m) \\ x_{t=3}(4m) \\ x_{t=0}(4m+1) \\ x_{t=1}(4m+1) \\ x_{t=2}(4m+1) \\ x_{t=3}(4m+1) \\ x_{t=0}(4m+2) \\ x_{t=1}(4m+2) \\ x_{t=2}(4m+2) \\ x_{t=3}(4m+2) \\ x_{t=0}(4m+3) \\ x_{t=1}(4m+3) \\ x_{t=2}(4m+3) \\ x_{t=3}(4m+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Re(x_{i,c=0}(m)) \\ \Re(x_{i,c=1}(m)) \\ \Re(x_{i,c=2}(m)) \\ \Re(x_{i,c=3}(m)) \\ \Im(x_{i,c=0}(m)) \\ \Im(x_{i,c=1}(m)) \\ \Im(x_{i,c=2}(m)) \\ \Im(x_{i,c=3}(m)) \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

onde $m \in \{0, 1, \dots, \frac{M_{symp}}{4} - 1\}$.

Como para o caso de duas antenas transmissoras, pode-se reescrever a precodificação descrita na Equação (4.17) como:

$$\mathbf{x}_{i,t=0} = \mathbf{P}_0 \mathbf{x}_{i,c=0} + \mathbf{P}_1 \mathbf{x}_{i,c=1}, \quad (4.18)$$

$$\mathbf{x}_{i,t=2} = -\mathbf{P}_0 \mathbf{x}_{i,c=1}^* + \mathbf{P}_1 \mathbf{x}_{i,c=0}^*, \quad (4.19)$$

$$\mathbf{x}_{i,t=1} = \mathbf{P}_2 \mathbf{x}_{i,c=2} + \mathbf{P}_3 \mathbf{x}_{i,c=3}, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{x}_{i,t=3} = -\mathbf{P}_2 \mathbf{x}_{i,c=3}^* + \mathbf{P}_3 \mathbf{x}_{i,c=2}^*, \quad (4.21)$$

onde $\mathbf{x}_{i,c=0}$, $\mathbf{x}_{i,c=1}$, $\mathbf{x}_{i,c=2}$ e $\mathbf{x}_{i,c=3}$ são símbolos complexos e \mathbf{P}_0 , \mathbf{P}_1 , \mathbf{P}_2 e $\mathbf{P}_3 \in \mathbb{R}^{M_{symp} \times \frac{M_{symp}}{4}}$ são as matrizes de precodificação que possuem o seguinte formato:

$$\mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & & & & & & & \ddots & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (4.22)$$

$$\mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & & & & & & & \ddots & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (4.23)$$

$$\mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & & & & & & & \ddots & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (4.24)$$

e

$$\mathbf{P}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & & & & & & & \ddots & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T. \quad (4.25)$$

Analogamente ao caso de duas antenas transmissoras, nota-se que após a precodificação, o sinal adquire um formato conhecido:

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{i,t=0} &= \left[x_{i,c=0}(0) \quad x_{i,c=1}(0) \quad 0 \quad 0 \quad \cdots \quad x_{i,c=0}\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \quad x_{i,c=1}\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \quad 0 \quad 0 \right]^T, \\
\mathbf{x}_{i,t=2} &= \left[-x_{i,c=1}^*(0) \quad x_{i,c=0}^*(0) \quad 0 \quad 0 \quad \cdots \quad -x_{i,c=1}^*\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \quad x_{i,c=0}^*\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \quad 0 \quad 0 \right]^T, \\
\mathbf{x}_{i,t=1} &= \left[0 \quad 0 \quad x_{i,c=2}(0) \quad x_{i,c=3}(0) \quad \cdots \quad 0 \quad 0 \quad x_{i,c=2}\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \quad x_{i,c=3}\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \right]^T, \\
\mathbf{x}_{i,t=3} &= \left[0 \quad 0 \quad -x_{i,c=3}^*(0) \quad x_{i,c=2}^*(0) \quad \cdots \quad 0 \quad 0 \quad -x_{i,c=3}^*\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \quad x_{i,c=2}^*\left(\frac{M_{syimb}}{4} - 1\right) \right]^T.
\end{aligned}$$

Deve-se notar que o par de antenas de índices 0 e 2 utilizam as subportadoras de índices $4m$ e $4m + 1$, e o par de antenas 1 e 3, as subportadoras $4m + 2$ e $4m + 3$. Considerando-se cada par de antenas citados anteriormente, obtemos um esquema semelhante ao caso de duas antenas transmissoras.

Precodificação para transmissão com multiplexação espacial

Neste caso, a transmissão pode usar duas ou quatro antenas transmissoras. Existem também dois tipos de precodificação quando se utiliza transmissão com multiplexação espacial:

- Precodificação sem CDD:

Neste tipo, a precodificação é definida da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} x_{t=0}(m) \\ \vdots \\ x_{t=T-1}(m) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(m) \begin{bmatrix} x_{c=0}(m) \\ \vdots \\ x_{c=C-1}(m) \end{bmatrix}, \quad (4.26)$$

onde $T \in \{2, 4\}$ e $C \in \{1, 2, 3, 4\}$ correspondem respectivamente ao número de antenas transmissoras e de camadas; a matriz $\mathbf{W}(m)$ será definida adiante⁸.

Deve-se notar que o número de camadas deve sempre ser menor ou igual ao número de antenas transmissoras.

⁸Deve-se notar que o conjunto de valores que m pode assumir varia de acordo com o número de camadas.

- Precodificação com um alto CDD:

Nesse tipo de precodificação, o processamento deve ser feito da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} x_{t=0}(m) \\ \vdots \\ x_{t=T-1}(m) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(m)\mathbf{D}(m)\mathbf{U} \begin{bmatrix} x_{c=0}(m) \\ \vdots \\ x_{c=C-1}(m) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

onde $T \in \{2, 4\}$ e $C \in \{1, 2, 3, 4\}$ correspondem respectivamente ao número de antenas transmissoras e de camadas; as matrizes \mathbf{U} e $\mathbf{D}(m)$ estão definidas na Tabela 4.5. Como podemos observar na Tabela 4.5, quando se utiliza apenas uma camada, $\mathbf{D}(m) = [1]$ e $\mathbf{U} = [1]$; isso faz com que a precodificação para um alto CDD seja igual a precodificação sem CDD.

Novamente o número de antenas transmissoras deve ser maior ou igual ao número de camadas⁹.

Tabela 4.5: Matrizes \mathbf{U} e $\mathbf{D}(m)$ para um grande CDD.

Número de camadas	\mathbf{U}	$\mathbf{D}(m)$
1	[1]	[1]
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{2}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi}{2}m} \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{4\pi}{3}} \\ 1 & e^{-j\frac{4\pi}{3}} & e^{-j\frac{8\pi}{3}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi}{3}m} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi}{3}m} \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{4}} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} & e^{-j\frac{6\pi}{4}} \\ 1 & e^{-j\frac{4\pi}{4}} & e^{-j\frac{8\pi}{4}} & e^{-j\frac{12\pi}{4}} \\ 1 & e^{-j\frac{6\pi}{4}} & e^{-j\frac{12\pi}{4}} & e^{-j\frac{18\pi}{4}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi}{4}m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi}{4}m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{6\pi}{4}m} \end{bmatrix}$

A matriz \mathbf{W} deve ser selecionada de um *codebook*. Ela está definida na Tabela 4.6 para o caso em que são usadas duas antenas transmissoras.

Contudo, para o caso em que são utilizadas quatro antenas transmissoras, deve-se fazer a seguinte operação para determinar a matriz \mathbf{W} :

$$\mathbf{W}_n = \mathbf{I}_4 - \frac{2\mathbf{u}_n\mathbf{u}_n^H}{\mathbf{u}_n^H\mathbf{u}_n}, \quad (4.28)$$

⁹Mais uma vez, os valores de m variam de acordo com o número de camadas.

Tabela 4.6: Matriz \mathbf{W} para o caso de duas antenas transmissoras.

Índice do <i>codebook</i>	1 Camada		2 Camadas	
0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{matrix} 1 \\ 1 \end{matrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{matrix} 1 \\ -1 \end{matrix}$	$\frac{1}{2}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{matrix} 1 \\ j \end{matrix}$	$\frac{1}{2}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{matrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{matrix} 1 \\ -j \end{matrix}$	—	

onde \mathbf{u}_n está definido na Tabela 4.7 e n corresponde ao índice do *codebook*.

O índice superior dos elementos das últimas quatro colunas da Tabela 4.7 indicam quais colunas da matriz \mathbf{W}_n devem ser utilizadas para os casos de se ter uma, duas, três ou quatro camadas, respectivamente.

A escolha do índice do *codebook* para o caso de grande CDD é da seguinte forma¹⁰:

- Para transmissão com duas antenas:

O precodificador é o seguinte:

$$\mathbf{W}(m) = \mathbf{W}_0, \quad (4.29)$$

onde \mathbf{W}_0 é a matriz de precodificação que possui índice 0 na Tabela 4.6.

- Para transmissão com quatro antenas:

Uma matriz de precodificação diferente é utilizado a cada C vetores, onde C denota o número de camadas existentes. O precodificador deve ser selecionado da seguinte forma:

$$\mathbf{W}(m) = \mathbf{W}_k, \quad (4.30)$$

onde k é o índice do *codebook* sendo definido como:

$$k = \left(\left\lfloor \frac{m}{C} \right\rfloor \bmod 4 \right) + 12, \quad (4.31)$$

¹⁰Este critério de escolha do índice do *codebook* também será utilizado no simulador no caso sem CDD.

Tabela 4.7: Vetor \mathbf{u}_n (camada(s) está representada pela abreviação Cam.).

Índice do <i>codebook</i>	\mathbf{u}_n	1 Cam.	2 Cam.	3 Cam.	4 Cam.
0	$\mathbf{u}_0 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_0^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_0^{\{14\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_0^{\{124\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_0^{\{1234\}}$
1	$\mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} 1 & -j & 1 & j \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_1^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_1^{\{12\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_1^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_1^{\{1234\}}$
2	$\mathbf{u}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_2^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_2^{\{12\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_2^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_2^{\{3214\}}$
3	$\mathbf{u}_3 = \begin{bmatrix} 1 & j & 1 & -j \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_3^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_3^{\{12\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_3^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_3^{\{3214\}}$
4	$\mathbf{u}_4 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{(-1-j)}{\sqrt{2}} & -j & \frac{(1-j)}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_4^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_4^{\{14\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_4^{\{124\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_4^{\{1234\}}$
5	$\mathbf{u}_5 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{(1-j)}{\sqrt{2}} & j & \frac{(-1-j)}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_5^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_5^{\{14\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_5^{\{124\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_5^{\{1234\}}$
6	$\mathbf{u}_6 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{(1+j)}{\sqrt{2}} & -j & \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_6^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_6^{\{13\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_6^{\{134\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_6^{\{1324\}}$
7	$\mathbf{u}_7 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}} & j & \frac{(1+j)}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_7^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_7^{\{13\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_7^{\{134\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_7^{\{1324\}}$
8	$\mathbf{u}_8 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_8^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_8^{\{12\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_8^{\{124\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_8^{\{1234\}}$
9	$\mathbf{u}_9 = \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 & -j \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_9^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_9^{\{14\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_9^{\{134\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_9^{\{1234\}}$
10	$\mathbf{u}_{10} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_{10}^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_{10}^{\{13\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_{10}^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_{10}^{\{1324\}}$
11	$\mathbf{u}_{11} = \begin{bmatrix} 1 & j & -1 & j \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_{11}^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_{11}^{\{13\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_{11}^{\{134\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_{11}^{\{1324\}}$
12	$\mathbf{u}_{12} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_{12}^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_{12}^{\{12\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_{12}^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_{12}^{\{1234\}}$
13	$\mathbf{u}_{13} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_{13}^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_{13}^{\{13\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_{13}^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_{13}^{\{1324\}}$
14	$\mathbf{u}_{14} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_{14}^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_{14}^{\{13\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_{14}^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_{14}^{\{3214\}}$
15	$\mathbf{u}_{15} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{W}_{15}^{\{1\}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{W}_{15}^{\{12\}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{W}_{15}^{\{123\}}$	$\frac{1}{2} \mathbf{W}_{15}^{\{1234\}}$

então, k assume os valores $\{12, 13, 14, 15\}$ e $\mathbf{W}_{12}, \mathbf{W}_{13}, \mathbf{W}_{14}$ e \mathbf{W}_{15} correspondem respectivamente às matrizes de precodificação que possuem os índices 12, 13, 14 e 15 da Tabela 4.7.

A partir das especificações apresentadas podemos notar que a matriz \mathbf{P} mostrada como um exemplo na Equação (3.66) poderia ser a matriz $\mathbf{W}(m)$ no caso de precodificação sem CDD ou o produto $\mathbf{W}(m)\mathbf{D}(m)\mathbf{U}$ para o caso de precodificação com um alto CDD. Para o caso de haver quatro antenas transmissoras basta a simples adaptação das equações apresentadas na Subseção 3.4.3.

4.6.5 Mapeamento no *Resource Element*

Nas especificações é definido o tipo de mapeamento nos *resource elements* das informações contidas nos canais PCFICH, PHICH, PDCCH, PBCH. Os recursos restantes desses mapeamentos são usados pelo PDSCH. Contudo, como o objetivo do trabalho é implementar somente o PDSCH, essa parte não será feita, nem descrita de acordo com [4], segundo os motivos supra citados. Dessa forma, será feito um tipo de mapeamento diferente, que será descrito no próximo capítulo.

4.6.6 Geração do Sinal OFDM

Com os símbolos mapeados nas antenas e precodificados, deve-se gerar os símbolos OFDM. Para isso, aplica-se a matriz de IDFT e a seguir insere-se o prefixo cíclico, conforme descrito no Capítulo 3. Logo após o processamento descrito, o sinal pode ser enviado.

4.7 Codificador de Canal

Para o PDSCH, somente código turbo pode ser aplicado. Ele possui um *interleaver* e dois codificadores convolucionais recursivos¹¹ e a taxa de codificação é $\frac{1}{3}$. Na Figura 4.5 pode ser vista a estrutura do codificador turbo. Mais detalhes das especificações podem ser encontrados em [5].

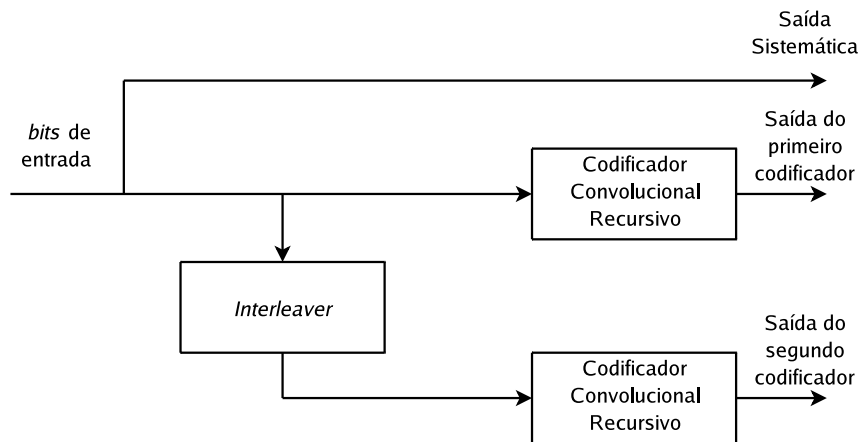


Figura 4.5: Codificador Turbo.

¹¹Esta parte não será explicitada pois a implementação utilizada foi a mesma de [7].

Capítulo 5

Simulador

5.1 Introdução

Neste capítulo os seguintes assuntos serão apresentados:

- Descrição geral (Seção 5.2);
- *Scripts* contidos no simulador (Seção 5.3).

5.2 Descrição Geral

Neste capítulo será apresentada a estrutura do simulador, ou seja, todos os *scripts* necessários para simular o sistema proposto. Deve-se enfatizar que alguns destes *scripts* foram reutilizados ou adaptados de um trabalho realizado juntamente com dois alunos de mestrado da COPPE/UFRJ e com o Instituto Nokia de Tecnologia (INdT). Tal trabalho foi o simulador de *uplink* da camada física do 3G-LTE [7].

Como já foi dito anteriormente, o simulador implementado é de *downlink*, da camada física do 3G-LTE. Ele foi feito em banda-base e nele considera-se que existe apenas um usuário. Somente o ruído branco é considerado como uma interferência aditiva. O simulador foi feito utilizando o software MATLAB[©], versão 7.

5.3 *Scripts*

Nesta seção serão descritos todos os *scripts* e as suas possíveis configurações que estão contidas no simulador. É importante lembrar que quase todas as partes do projeto

desenvolvido estão de acordo com as normas propostas pelo 3GPP [4] e [5], e as que não estiverem serão explicitadas.

5.3.1 *Main.m*

Para simular o sistema implementado, basta executar o *script Main.m*, sendo dessa forma o principal arquivo.

Em *Main.m*, são feitos três tipos de *loops*:

- *Loop* de Monte Carlo:

Ele é usado para tirar uma média de várias realizações do sinal que foi enviado *Nsim* vezes, onde *Nsim* é um parâmetro do simulador que está declarado em *Settings.m*¹.

- *Loop* de transmissão do *frame*:

A cada *loop*, um *frame* é transmitido, sendo que o número de *frames* a serem transmitidos é atribuído no parâmetro *Nframe*, o qual é declarado em *Settings.m*.

- *Loop* de variação de E_b/N_0 :

É neste *loop* que é feita a variação da razão energia do *bit* (E_b) por potência ruído (N_0). A variação dos valores de SNR está contida no parâmetro *EbN0*, que também é declarado em *Settings.m*.

O *script Main.m* também é responsável por executar todas as funções necessárias para este simulador; essas funções serão apresentadas nas próximas subseções e na ordem em que são executadas.

Ao final da execução de *Main.m*, um gráfico com as curvas de decaimento da BER (do inglês, *Bit Error Rate*) por E_b/N_0 é apresentado. Uma das curvas apresentadas é com a consideração de que há conhecimento do canal (CSI, do inglês, *Channel State Information*) e a outra é com a consideração de que o canal foi estimado.

5.3.2 *Settings.m*

Este *script* contém todos os parâmetros necessários para a simulação. Os parâmetros que podem ser alterados pelo usuário serão citados ao longo deste capítulo e estarão escritos com letra do tipo máquina de escrever.

¹Falaremos sobre este *script* na Subseção 5.3.2.

Dessa forma, *Settings.m* deve ser executada no início de todos os *scripts* descritos.

5.3.3 *Source.m*

A função *Source.m* não precisa de nenhum argumento de entrada quando é chamada.

Esta função é responsável por gerar *bits*. A forma de gerar os *bits* pode ser de dois tipos diferentes:

- `sourceType = 'random'`:

onde é gerada uma seqüência aleatória de *bits*, uniformemente distribuídos, sendo essa seqüência de tamanho `numberOfGeneratedBits`. Esse tamanho depende de outras configurações do sistema.

- `sourceType = 'file'`:

onde uma seqüência de *bits* é extraída do arquivo desejado.

Este *script* tem como saída o vetor de *bits* que foi gerado.

5.3.4 *CodewordMaker.m*

O *script* *CodewordMaker.m* recebe os *bits* que foram gerados em *Source.m*.

Este arquivo é responsável por gerar as *codewords*, cujo número depende do parâmetro `codeword`, que pode assumir os seguintes valores:

- `codeword = '1'`

Neste caso é gerada apenas uma *codeword*. A *codeword* é o bloco de *bits* que foi gerado anteriormente.

- `codeword = '2'`

Neste caso são geradas duas *codewords*. Cada *codeword* contém metade do número de *bits* gerados em *Source.m*.

Esta função retorna uma matriz, em que cada linha contém o bloco de *bits* de cada *codeword*.

5.3.5 *TurboEncoder.m*

A função *TurboEncoder.m* recebe os *bits* de cada *codeword*.

Este *script* faz a codificação turbo. Nele é possível escolher os seguintes parâmetros:

- `N-SUBFRAME-CODED` :

Ele representa o número de *subframes* a serem codificados conjuntamente, em que

`N-SUBFRAME-CODED` $\in \{1, 2, \dots, 10\}$;

- `coderate` :

Ao parâmetro `coderate` é atribuído a taxa de codificação. Ele pode assumir os seguintes valores:

- `coderate = 0` :

A taxa de codificação é 1/3;

- `coderate = 1` :

A taxa de codificação é 1/2;

- `coderate = 2` :

A taxa de codificação é 2/3;

- `coderate = 3` :

Neste caso não será usada esta codificação;

- `g` :

Nele está contido o polinômio gerador dos codificadores convolucionais recursivos.

Ao final de *TurboEncoder.m* os *bits* de cada *codeword* estão codificados.

5.3.6 *Scrambling.m*

O *script* *Scrambling.m* tem como argumento de entrada os *bits* de cada *codeword*².

²Por questões de implementação, esta função é usada somente nos casos em que `coderate = 3`, ou seja, nos casos em que não há codificação. A explicação para isso é que a função *TurboDecoder.m* faz a demodulação juntamente com a retirada da codificação de canal. Desta forma, não é possível desembaralhar os *bits* antes que seja retirada a codificação de canal.

Esta função embaralha os *bits* com uma seqüência de embaralhamento que é gerada de acordo com as especificações contidas em [4], sendo que essa seqüência deve ser inicializada a cada *subframe*.

Este *script* tem como argumento de saída os *bits* embaralhados de cada *codeword*.

5.3.7 *Modulator.m*

A função *Modulator.m* tem como entrada os *bits* embaralhados de cada *codeword*.

Esta parte do simulador transforma os *bits* em símbolos complexos pertencentes a uma determinada constelação. Existem dois parâmetros relativos à escolha da constelação: `modulation`, que indica a modulação e `M` que contém o número de símbolos existentes na constelação. Contudo, são possíveis apenas três combinações de valores que `modulation` e `M` podem assumir e elas são as seguintes:

- `M = '4'` e `modulation = 'PSK'` :

Esta modulação, também conhecida como QPSK, mapeia dois *bits* em um símbolo;

- `M = '16'` e `modulation = 'QAM'` :

16-QAM: esta modulação mapeia quatro *bits* em um símbolo;

- `M = '64'` e `modulation = 'QAM'` :

64-QAM: esta modulação mapeia seis *bits* em um símbolo.

Existe ainda um outro parâmetro a ser considerado na modulação: `Es`; que é a energia média desejada do símbolo complexo.

Como saída de *Modulator.m* têm-se os símbolos complexos de cada *codeword*.

5.3.8 *Precoder.m*

Os símbolos complexos originados de *Modulator.m* entram em *Precoder.m*.

A função *Precoder.m* realiza o mapeamento em camadas e a posterior precodificação dos símbolos de acordo com [4]. Contudo, esse mapeamento em camadas e precodificação³ depende do tipo de transmissão a ser realizada:

³Juntamente com a precodificação ocorre o mapeamento nas antenas.

- Transmissão com uma única antena – `precoding = 'singlePort'` :

Neste tipo de transmissão somente é possível a seguinte configuração:

- `codeword = '1'` – uma única *codeword*;
- `layer = '1'` – o mapeamento é realizado em apenas uma única camada;
- `TxNum = '1'` – uma antena transmissora;
- `RxNum = '1'` – uma antena receptora.

- Transmissão com diversidade – `precoding = 'transmitDiversity'` :

Para transmissão com diversidade, as seguintes configurações são possíveis:

- `codeword = '1'` – uma única *codeword*;
- `layer = '2'` – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- `TxNum = '2'` – duas antenas transmissoras;
- `RxNum = '1'` – uma antena receptora.

ou

- `codeword = '1'` – uma única *codeword*;
- `layer = '4'` – o mapeamento é realizado em quatro camadas;
- `TxNum = '4'` – quatro antenas transmissoras;
- `RxNum = '1'` – uma antena receptora.

- Transmissão com multiplexação espacial – `precoding = 'spatialMultiplexing'` :

As seguintes configurações são possíveis quando se tem transmissão com multiplexação espacial:

- `codeword = '1'` – uma única *codeword*;
- `spacialMultiplexingType = 'withoutCDD'` ou `'CDD'` – sem CDD ou com CDD, respectivamente;
- `layer = '1'` – o mapeamento é realizado em uma única camada;
- `TxNum = '2'` ou `'4'` – duas ou quatro antenas transmissoras;
- `RxNum = '2'` – duas antenas receptoras.

ou

- `codeword` = ‘1’ – uma única *codeword*;
- `spacialMultiplexingType` = ‘withoutCDD’ ou ‘CDD’ - sem CDD ou com CDD, respectivamente;
- `layer` = ‘2’ – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- `TxNum` = ‘2’ ou ‘4’ – duas ou quatro antenas transmissoras;
- `RxNum` = ‘2’ – duas antenas receptoras.

ou

- `codeword` = ‘2’ – duas *codewords*;
- `spacialMultiplexingType` = ‘withoutCDD’ ou ‘CDD’ – sem CDD ou com CDD, respectivamente;
- `layer` = ‘2’ – o mapeamento é realizado duas camadas;
- `TxNum` = ‘2’ ou ‘4’ – duas ou quatro antenas transmissoras;
- `RxNum` = ‘2’ – duas antenas receptoras.

Como já foi dito anteriormente, não foram implementados os casos em que os símbolos são mapeados em três ou quatro camadas.

Deve-se observar que os símbolos pilotos também devem ser mapeados em camadas e precodificados da mesma forma que os outros símbolos.

Na saída dessa função temos os símbolos precodificados e mapeados na(s) antena(s) transmissora(s).

5.3.9 *OFDM-TX.m*

A função *OFDM-TX.m* tem como argumento de entrada os símbolos retornados por *Precoder.m*.

Em *OFDM-TX.m* são feitos os seguintes processamentos:

- Mapeamento dos símbolos nos *resource elements*:

Se o usuário não ocupar toda a banda disponível para a transmissão, só é possível o seguinte tipo de mapeamento:

– `resourceElementMapper = 'random'`;

neste tipo, metade das posições que o usuário vai ocupar são geradas aleatoriamente, e a outra metade é escolhida de forma que fiquem adjacentes às posições geradas aleatoriamente. Isto é necessário pois os casos de transmissão com diversidade (descrito na Subseção 3.4.2) e de transmissão com multiplexação espacial utilizando duas camadas (descrito na Subseção 3.4.3) fazem essa consideração na combinação dos símbolos recebidos e na estimação de canal⁴, respectivamente.

Deve-se notar que esse mapeamento não segue as especificações contidas em [4]. De fato, a referência [4] define o mapeamento nos *resource elements* dos outros tipos de canais e deixa os recursos restantes para serem ocupadas pelo PDSCH. Por isso⁵, essa parte foi feita de uma forma diferente do que a sugerida por [4].

- Aplicação da matriz de IDFT:

A matriz de IDFT é aplicada a cada bloco de símbolos.

- Inserção do prefixo cíclico:

O prefixo cíclico deve ser inserido no início de cada símbolo OFDM. Porém a duração dele depende do seguinte parâmetro:

– `Ctype = 'normal'`:

Neste caso $N_{\text{symb}}^{\text{DL}} = '7'$, ou seja, temos sete símbolos OFDM sendo transmitidos em um *time-slot*. Contudo o tamanho do prefixo cíclico adicionado ao primeiro símbolo OFDM é maior do que o tamanho do prefixo cíclico acrescentado aos demais símbolos, como foi visto na Tabela 4.1;

– `Ctype = 'extended'`;

Neste caso $N_{\text{symb}}^{\text{DL}} = '6'$, isto é, seis símbolos OFDM são transmitidos em um *time-slot* e o tamanho do prefixo cíclico adicionado aos seis símbolos é constante. Deve-se notar que a duração do prefixo cíclico neste caso é maior do que quando se é escolhido `Ctype = 'normal'`.

⁴A estimação do canal para este caso será explicitada adiante.

⁵Deve-se lembrar que o objetivo deste trabalho é implementar a parte relativa ao PDSCH.

Deve-se ressaltar que os pilotos estão localizados no terceiro símbolo OFDM de cada *time-slot*.

Ao final de *OFDM-TX.m*, o sinal já pode ser enviado.

5.3.10 *OFDM-RX.m*

OFDM-RX.m tem como argumento de entrada o sinal que passou pelo canal.

Esta função desfaz o processamento feito por *OFDM-TX.m*, ou seja:

- Retira-se o prefixo cíclico;
- Aplica-se a matriz de DFT;
- Desmapeiam-se os *resource-elements*;

As posições usadas no mapeamento dos *resource-elements* são consideradas conhecidas por *OFDM-RX.m*.

Este *script* tem como saída símbolos complexos resultantes do processamento descrito acima.

5.3.11 *ChannelEstimation.m*

Em *ChannelEstimation.m* são utilizados apenas os símbolos pilotos, estando eles localizados no terceiro símbolo OFDM de cada *time-slot*. Por simplicidade, a posição em que os símbolos pilotos são enviados é diferente da especificada em [4], na qual é definida de uma forma mais elaborada.

Dessa forma, nesta função, deve-se estimar o canal. Ele é estimado da mesma maneira que os símbolos são combinados, conforme mostrado no Capítulo 3 para todos os tipos de transmissão. Somente para o caso de transmissão com multiplexação espacial, em que os símbolos são mapeados em duas camadas, a estimação do canal é diferente. Para esse caso, é feita a consideração de que as duas subportadoras adjacentes têm o mesmo ganho ao passar pelo canal⁶. Fazendo-se essa consideração, teremos:

$$\begin{bmatrix} y_{i,r=0}(2m) \\ y_{i,r=1}(2m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{r=0,t=0}(2m) & \lambda_{r=0,t=1}(2m) \\ \lambda_{r=1,t=0}(2m) & \lambda_{r=1,t=1}(2m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{i,t=0}(2m) \\ x_{i,t=1}(2m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{i,r=0}(2m) \\ v_{i,r=1}(2m) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

⁶Podemos fazer esta aproximação pois estamos utilizando um canal com as mesmas características do usado para o caso de transmissão com diversidade, na qual esta condição é necessária.

e

$$\begin{bmatrix} y_{i,r=0}(2m+1) \\ y_{i,r=1}(2m+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{r=0,t=0}(2m) & \lambda_{r=0,t=1}(2m) \\ \lambda_{r=1,t=0}(2m) & \lambda_{r=1,t=1}(2m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{i,t=0}(2m+1) \\ x_{i,t=1}(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{i,r=0}(2m+1) \\ v_{i,r=1}(2m+1) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Podemos reescrever as equações acima da seguinte forma:

$$y_{i,r=0}(2m) = \lambda_{r=0,t=0}(2m) x_{i,t=0}(2m) + \lambda_{r=0,t=1}(2m) x_{i,t=1}(2m), \quad (5.3)$$

$$y_{i,r=1}(2m) = \lambda_{r=1,t=0}(2m) x_{i,t=0}(2m) + \lambda_{r=1,t=1}(2m) x_{i,t=1}(2m), \quad (5.4)$$

$$y_{i,r=0}(2m+1) = \lambda_{r=0,t=0}(2m) x_{i,t=0}(2m+1) + \lambda_{r=0,t=1}(2m) x_{i,t=1}(2m+1), \quad (5.5)$$

$$y_{i,r=1}(2m+1) = \lambda_{r=1,t=0}(2m) x_{i,t=0}(2m+1) + \lambda_{r=1,t=1}(2m) x_{i,t=1}(2m+1), \quad (5.6)$$

onde foi considerado que a potência do ruído é desprezível. Considerando-se conhecido o sinal transmitido, podemos estimar o canal através das seguintes equações:

$$\lambda_{r=0,t=1}(2m) = \frac{x_{i,t=0}(2m)y_{i,r=0}(2m+1) - x_{i,t=0}(2m+1)y_{i,r=0}(2m)}{x_{i,t=0}(2m)x_{i,t=1}(2m+1) - x_{i,t=1}(2m)x_{i,t=0}(2m+1)}, \quad (5.7)$$

$$\lambda_{r=0,t=0}(2m) = \frac{y_{i,r=0}(2m)}{x_{i,t=0}(2m)} - \frac{x_{i,t=1}(2m)}{x_{i,t=0}(2m)} \lambda_{r=0,t=1}(2m), \quad (5.8)$$

$$\lambda_{r=1,t=1}(2m) = \frac{x_{i,t=0}(2m)y_{i,r=1}(2m+1) - x_{i,t=0}(2m+1)y_{i,r=1}(2m)}{x_{i,t=0}(2m)x_{i,t=1}(2m+1) - x_{i,t=1}(2m)x_{i,t=0}(2m+1)}, \quad (5.9)$$

$$\lambda_{r=1,t=0}(2m) = \frac{y_{i,r=1}(2m)}{x_{i,t=0}(2m)} - \frac{x_{i,t=1}(2m)}{x_{i,t=0}(2m)} \lambda_{r=1,t=1}(2m). \quad (5.10)$$

Ao final de *ChannelEstimation.m* tem-se o canal estimado que será usado em *Combiner.m*.

5.3.12 *Combiner.m*

O *script Combiner.m* possui como argumentos de entrada o canal estimado, o canal conhecido e os símbolos que passaram por *OFDM-RX.m*.

Esta função faz o processamento descrito no Capítulo 3 de forma a recuperar os símbolos complexos modulados. A etapa de equalização também é realizada por ela. Deve-se frisar que todo processamento realizado a partir daqui até *EvaluateBER.m* é feito para o caso em que é conhecido o canal (CSI do inglês, *Channel State Information*) e para o caso em que o canal é estimado.

No caso em que é usada apenas uma antena transmissora, é possível escolher o tipo de equalização:

- `RX-TYPE = 'MMSE'` :

Quando equaliza-se usando o método MMSE (do inglês, *Minimum Mean Squared Error*);

- `RX-TYPE = 'ZF'` :

Quando escolhe-se o método ZF (do inglês, *Zero-Forcing*) para equalizar os símbolos.

Como já foi dito anteriormente, não é possível ter no simulador implementado um cenário de transmissão com multiplexação espacial com o mapeamento em três ou quatro camadas. A explicação para essa parte não ter sido feita é que foi considerado que o receptor (neste caso o terminal móvel) poderia ter até duas antenas receptoras. Contudo quando os símbolos são mapeados em três ou quatro camadas, é necessário ter pelo menos três ou quatro antenas receptoras, respectivamente. Essa necessidade fica clara quando vemos a Equação (3.79). Através da Equação (3.79) podemos verificar que teremos três ou quatro incógnitas⁷ e duas equações, sendo dessa forma um sistema com mais de uma solução possível. Então para estimar os símbolos recebidos, seria necessário um receptor não-linear, o que não faz parte do escopo do trabalho realizado.

Dessa forma, tem-se como saída da função *Combiner.m* símbolos complexos equalizados pelo canal estimado e pelo canal conhecido.

5.3.13 *TurboDecoder.m*

O *script TurboDecoder.m* recebe os símbolos complexos equalizados.

Esta função retira a codificação que havia sido inserida em *TurboEncoder.m*. Nesta função é possível escolher o valor do seguinte parâmetro:

- `niter` :

Ele indica o número de iterações do decodificador turbo. É importante lembrar que ao escolher esse parâmetro existe um compromisso entre o tempo de simulação e o desempenho em termos de taxa de erros.

Ao final de *TurboDecoder.m* têm-se os *bits* estimados.

⁷Para três e quatro camadas, respectivamente.

5.3.14 *Descrambling.m*

Os *bits* estimados devem ser desembaralhados.

Para isso, utilizam-se as mesmas seqüências que foram usadas em *Scrambling.m*. Deve-se lembrar que para cada *subframe*, a seqüência de embaralhamento era diferente.

Esta função tem como argumento de saída os *bits* desembaralhados.

5.3.15 *CodewordDemaker.m*

Os *bits* desembaralhados são o argumento de entrada de *CodewordDemaker.m*.

Em *CodewordDemaker.m* os *bits* de cada *codeword* são colocados na forma de um vetor, de maneira que fiquem no mesmo formato que o bloco de *bits* gerados inicialmente em *Source.m*.

5.3.16 *EvaluateBER.m*

O script *EvaluateBER.m* recebe os *bits* que foram gerados por *Source.m* e os que foram reordenados por *CodewordDemaker.m*.

Esta função compara os *bits* enviados com os recebidos com CSI e sem CSI.

Capítulo 6

Resultados Obtidos

6.1 Introdução

Neste capítulo os seguintes tópicos serão vistos:

- Parâmetros utilizados em todas as simulações (Seção 6.2);
- Resultados obtidos (Seção 6.3).

6.2 Parâmetros Utilizados

As simulações apresentadas neste capítulo utilizaram os seguintes parâmetros:

- `Nsim = 30`:

ou seja, é feita uma média para trinta realizações; este valor representa um compromisso entre uma representação estatística suficiente e complexidade computacional.

- `Nframe = 15`:

é o número de *frames* a serem transmitidos a cada realização; e mais uma vez, esse número resulta de um compromisso entre uma representação estatística suficiente e uma elevada complexidade computacional;

- `EbNO = 0:2:30`

é a variação do *loop* de E_b/N_0 ; são feitas simulações desde 0 até 30 dB, em que os valores utilizados variam a cada 2 dB. O valor de 30 dB foi escolhido pois é um valor próximo ao máximo observado em sistemas práticos.

- `sourceType = 'random'`:

os *bits* foram gerados de forma aleatória e uniformemente distribuídos;

- 16 QAM:

é a modulação utilizada; ela foi escolhida pois é uma constelação intermediária¹.

- `CPTtype = 'extended'`:

é usada sempre a configuração de prefixo cíclico estendido;

É importante frizar que é utilizado o método ZF para a estimação de canal e combinação de símbolos; quando este método não for usado, será explicitado.

Na próxima seção serão mostrados os resultados obtidos.

6.3 Resultados Obtidos

Nas próximas subseções serão mostrados os cenários simulados e os resultados obtidos para cada um deles. Em todos os casos é apresentada uma curva para o canal conhecido (CSI) e outra curva para o canal estimado, a fim de que se possa analisar a estimação de canal utilizada.

Os cenários das simulações foram escolhidos com o intuito de fazer uma comparação entre os possíveis tipos de transmissão. Para cada esquema de transmissão, analisa-se também o benefício de se ter duas ou quatro antenas transmissoras. Para o caso de transmissão com multiplexação espacial, verifica-se o efeito de se ter precodificação sem CDD ou com um alto CDD. Desta forma, os cenários propostos contêm todas as combinações possíveis do tipo de transmissão, número de *codewords*, número de camadas e número de antenas transmissoras.

Nos Cenários de 1 a 13 são apresentadas duas simulações. Uma tem uma banda disponível de 3 MHz (B_t) e utiliza 360 kHz (B_u) e a outra tem uma banda disponível de 10 MHz (B_t) e utiliza 1,08 MHz (B_u). A motivação para a escolha da banda disponível de 3 MHz para a simulação é que esta banda foi uma das escolhidas para facilitar a migração dos sistemas GSM e TD-SCDMA (do inglês, *Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access*) para o 3G-LTE [16].

¹As outras possíveis constelações são: 4 PSK e 64 QAM

Nos Cenários 14 a 17 é apresentada apenas uma simulação; nesses casos, é usada codificação turbo a fim de que se possa comparar o desempenho do sistema com esse tipo de codificação².

Cenário 1

Neste caso, as seguintes configurações foram utilizadas:

- `precoding` = 'singlePort' – neste cenário estamos interessados no caso SISO;
- `codeword` = '1' – para o caso SISO só é possível uma *codeword*;
- `coderate` = 3 – não é aplicada codificação de canal;
- `layer` = '1' – o mapeamento só pode ser realizado em apenas uma única camada;
- `TxNum` = '1' – uma antena transmissora;
- `RxNum` = '1' – uma antena receptora;
- `RX-TYPE` = 'MMSE' – o equalizador linear foi projetado utilizando-se o método MMSE.

O resultado das simulações para as diferentes bandas estão nas Figuras 6.1 e 6.2. Podemos observar que a BER para o caso do canal estimado está próxima à BER do caso que se tem conhecimento do canal no receptor. Essa proximidade é devido ao fato de a estimação de canal e a equalização dos símbolos terem levado em consideração o ruído, ou seja, tanto a estimação de canal quanto a equalização utilizaram o método MMSE.

Cenário 2

Neste cenário, os parâmetros escolhidos foram:

- `precoding` = 'transmitDiversity' – transmissão com diversidade;
- `codeword` = '1' – neste caso somente pode-se ter uma única *codeword*;
- `coderate` = 3 – não é aplicada codificação de canal;

²Não foram simulados os Cenários equivalentes de 1 a 13 pois o custo computacional é muito elevado, além de não ser o foco principal do trabalho.

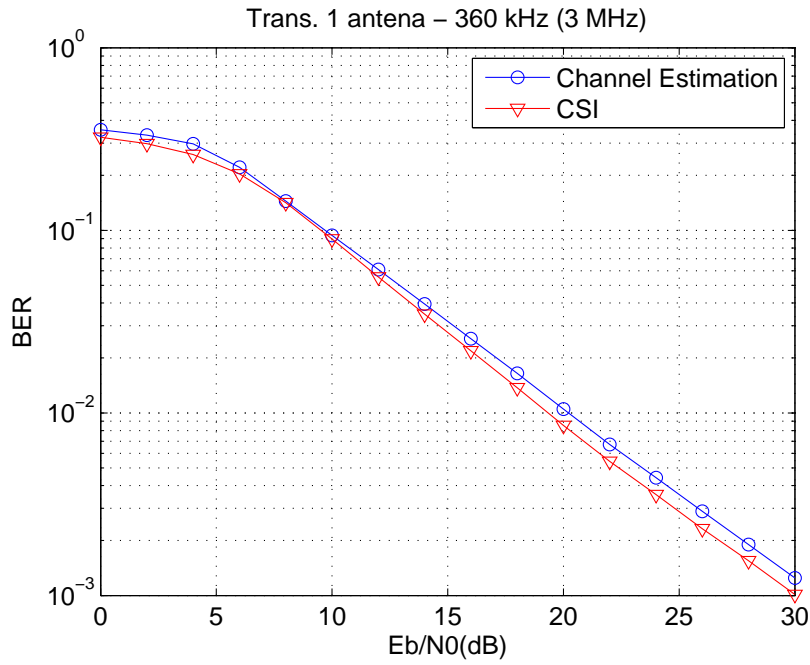


Figura 6.1: BER do Cenário 1 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

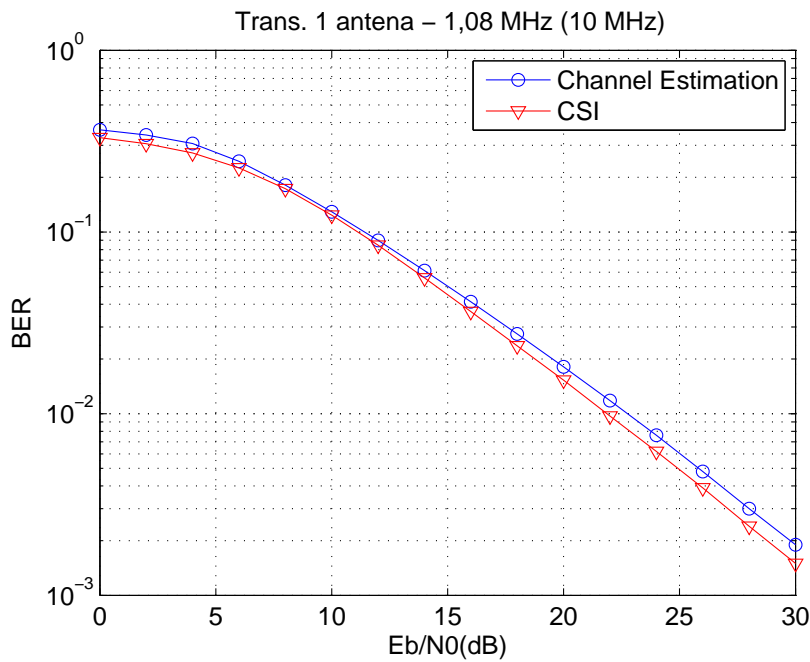


Figura 6.2: BER do Cenário 1 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

- layer = '2' – quando se utilizam duas antenas transmissoras, o mapeamento só pode ser realizado em duas camadas;
- TxNum = '2' – duas antenas transmissoras;

- RxNum = '1' – uma antena receptora.

Pode-se observar tanto na Figura 6.3 quanto na Figura 6.4 que a utilização de uma antena transmissora a mais do que o caso do Cenário 1 permitindo a utilização da diversidade no espaço e na frequência possibilitaram que fosse obtida uma BER menor para todos os valores de E_bN_0 .

A curva de BER para o caso do canal estimado ficou um pouco distante da curva de BER para o caso de CSI nas duas figuras pois para o esquema de transmissão com diversidade é feita a consideração de que as duas subportadoras adjacentes têm o mesmo ganho ao passar pelo canal; porém, elas têm *aproximadamente* o mesmo ganho. Um outro motivo é o fato de o estimador de canal assim como a combinação dos símbolos/estimador não utilizar informação sobre a potência do ruído, ou seja, serem ZF.

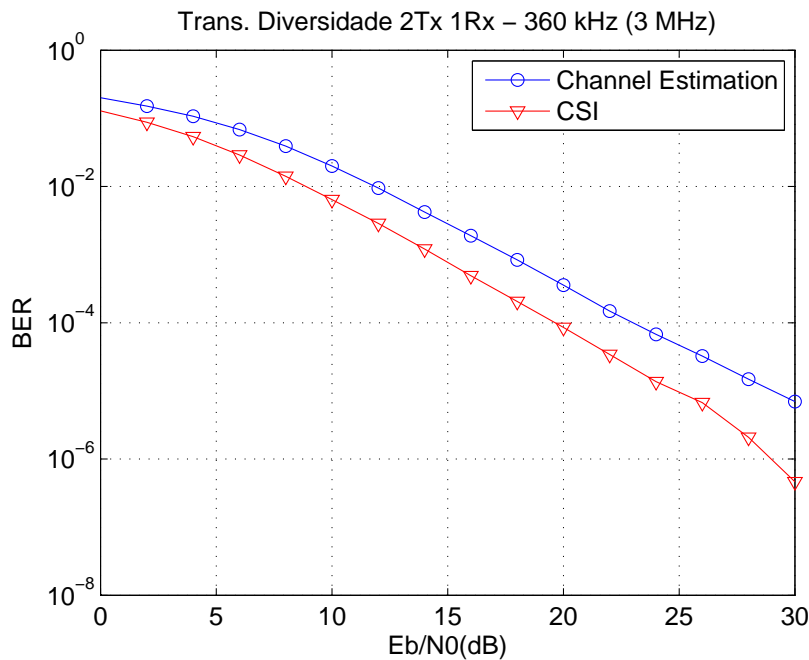


Figura 6.3: BER do Cenário 2 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

Cenário 3

A única diferença deste cenário para o Cenário 2 é o número de antenas transmissoras:

- precoding = 'transmitDiversity' – transmissão com diversidade;
- codeword = '1' – uma única *codeword*;

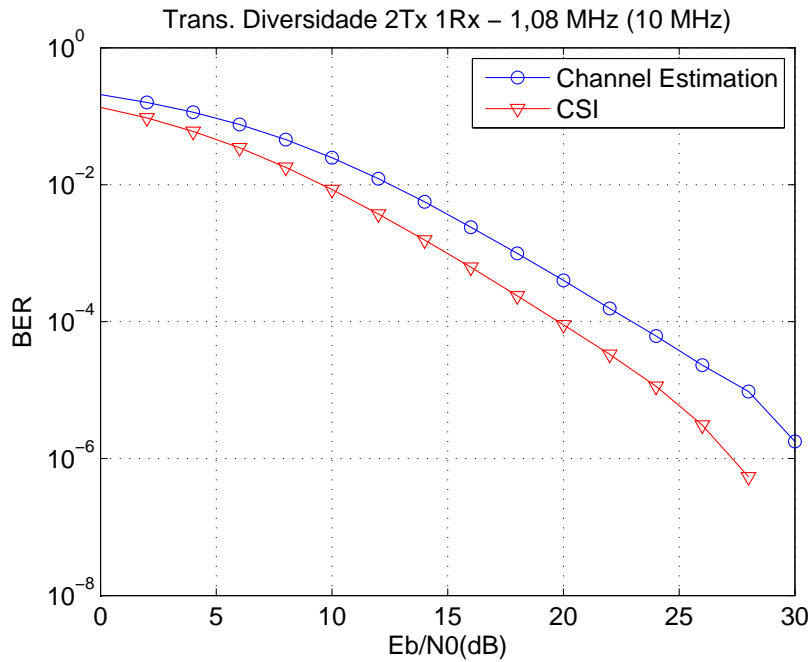


Figura 6.4: BER do Cenário 2 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

- `coderate = 3` – não é aplicada codificação de canal;
- `layer = '4'` – o mapeamento só pode ser realizado em quatro camadas se forem utilizadas quatro antenas transmissoras;
- `TxNum = '4'` – quatro antenas transmissoras;
- `RxNum = '1'` – uma antena receptora.

As Figuras 6.5 e 6.6 apresentam o resultado da simulação para a configuração escolhida. Nota-se novamente uma distância maior entre as curvas de BER nesse cenário do que entre as curvas do Cenário 1. A explicação para isso é a mesma do Cenário 2, ou seja, é feita a suposição de que o ganho das subportadoras adjacentes ao passar pelo canal é igual, contudo ele é *aproximadamente* igual, além de o estimador de canal e a equalização dos símbolos utilizados serem ZF.

Se compararmos este caso com o do Cenário 2 para $BER = 10^{-2}$ podemos observar que a $EbN0$ é menor quando se utilizam quatro antenas transmissoras, o que era esperado. Os valores de $EbN0$ para esta taxa de erros de *bits* encontram-se na Tabela 6.1.

A Tabela 6.1 contém os valores de $EbN0$ para $BER = 10^{-2}$. Nela podemos ver o ganho em dB relativo às outras configurações.

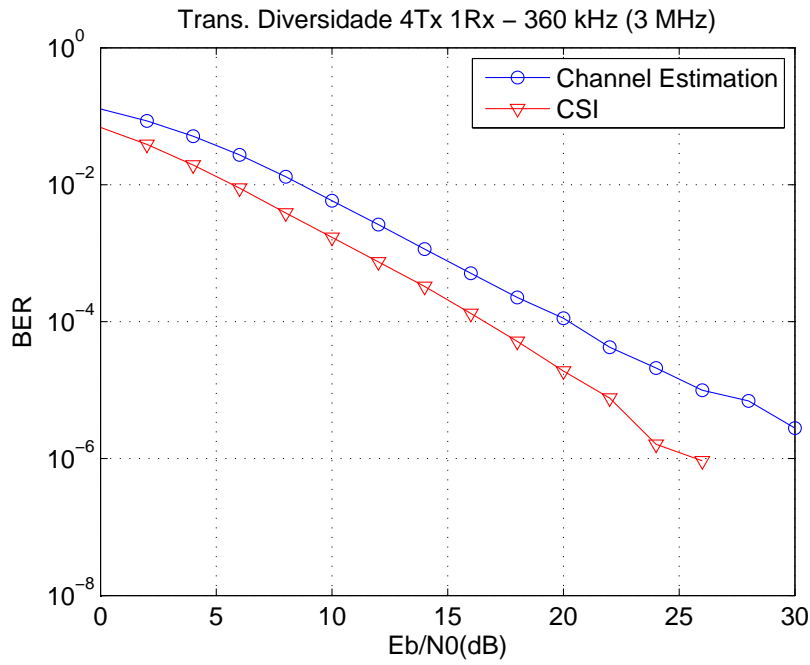


Figura 6.5: BER do Cenário 3 - $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

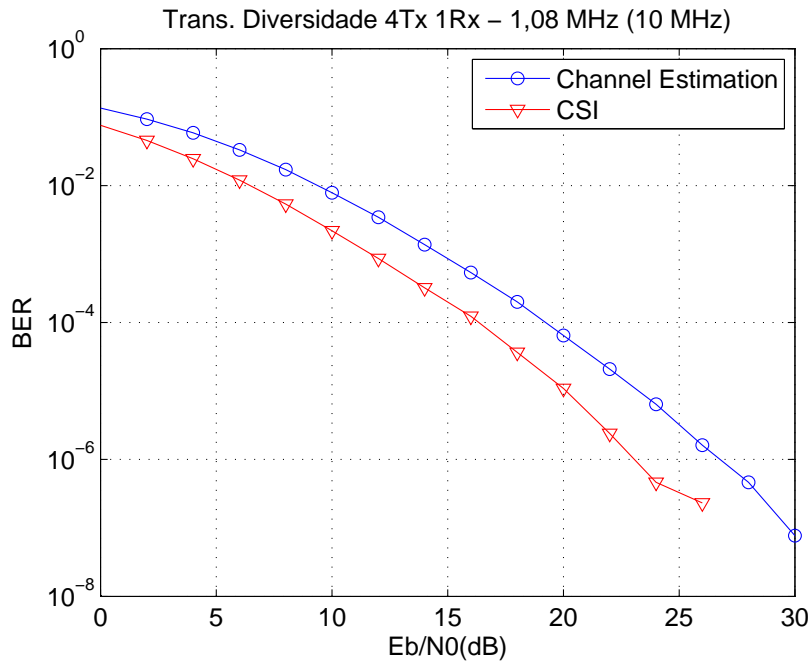


Figura 6.6: BER do Cenário 3 - $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

Cenário 4

Para esta simulação foram utilizados os seguintes parâmetros:

- precoding = 'spatialMultiplexing' - Transmissão com multiplexação espacial;

Tabela 6.1: Valores aproximados de E_bN_0 para $BER = 10^{-2}$.

Cenário	CSI	Canal estimado
Cenário 1 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	19 dB	20 dB
Cenário 1 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	22 dB	23 dB
Cenário 2 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	8 dB	12 dB
Cenário 2 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	10 dB	13 dB
Cenário 3 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	6 dB	9 dB
Cenário 3 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	7 dB	10 dB

- `spacialMultiplexingType = 'withoutCDD'` – sem CDD;
- `codeword = '1'` – quando se deseja mapear em uma camada, pode-se ter somente uma única *codeword*;
- `coderate = 3` – não é aplicada codificação de canal;
- `layer = '1'` – o mapeamento é realizado em uma camada;
- `TxNum = '2'` – duas antenas transmissoras;
- `RxNum = '2'` – duas antenas receptoras.

Nas Figuras 6.7 e 6.8 pode-se ver o resultado da simulação feita utilizando a configuração descrita.

A curva de BER correspondente ao canal estimado apresenta uma curvatura para baixos valores de E_bN_0 pois o combinador de símbolos usado é ZF³.

Se compararmos a configuração atual com a mostrada no Cenário 1 para $BER = 10^{-2}$, percebemos um ganho aproximado de 5 dB, quando $B_t = 3$ MHz e temos conhecimento do canal. Esse ganho foi introduzido pelas duas antenas transmissoras e receptoras.

Comparando-se o mesmo valor da BER para os Cenários 2 e 4, no Cenário 2 temos ganhos de 5 dB para o canal estimado e ganhos de 5 a 7 dB para CSI. E se compararmos os Cenários 3 e 4, podem ser observados ganhos de 8 dB para canal estimado e de 8 a 9 dB para CSI quando o Cenário 3 é utilizado. Isso acontece pois nesse novo modelo temos diversidade apenas no espaço; nos outros dois casos, a diversidade estava no espaço e na frequência.

³Embora o estimador de canal seja MMSE neste caso.

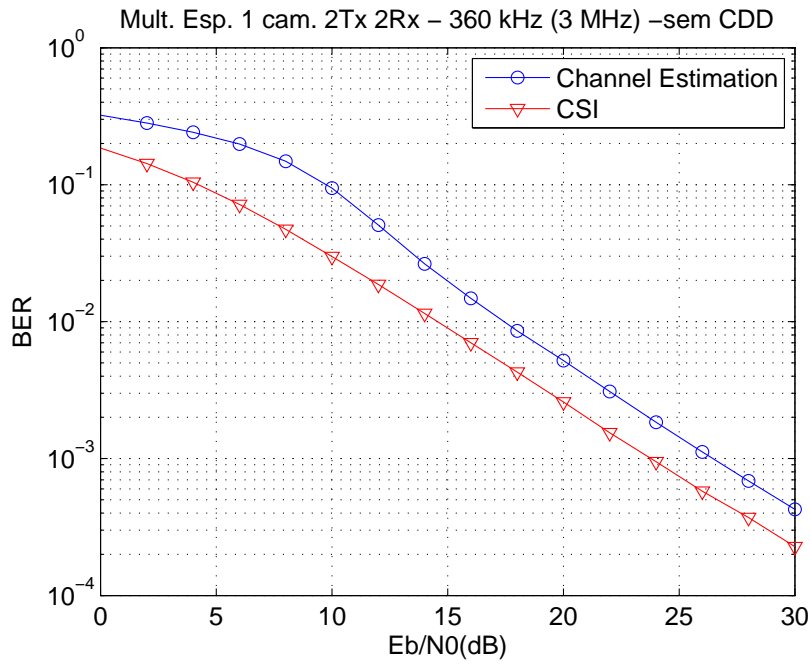


Figura 6.7: BER do Cenário 4 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

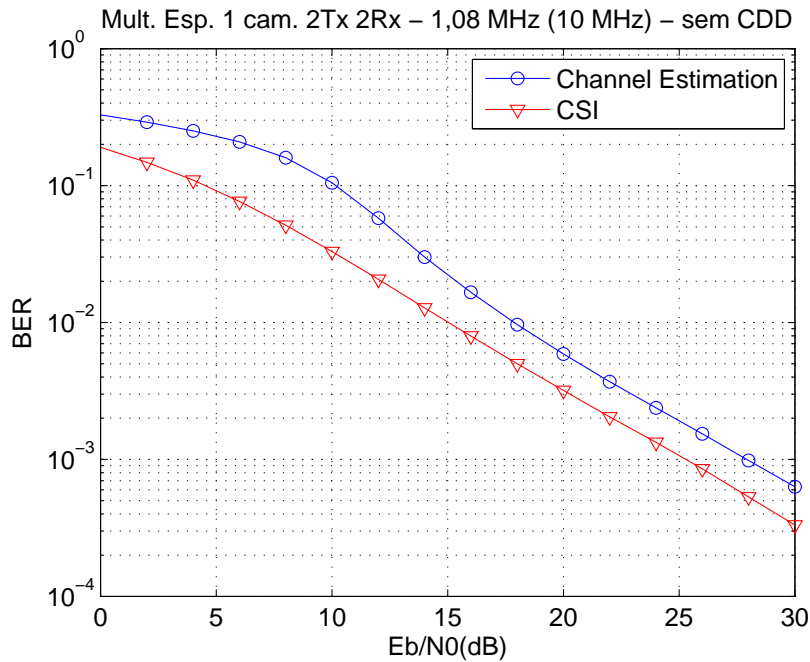


Figura 6.8: BER do Cenário 4 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

Cenário 5

Neste cenário apenas o número de antenas transmissoras é diferente do anterior:

- precoding = ‘spatialMultiplexing’ – Transmissão com multiplexação espacial;

- `spacialMultiplexingType = 'withoutCDD'` – sem CDD;
- `codeword = '1'` – uma única *codeword*;
- `coderate = 3` – não é aplicada codificação de canal;
- `layer = '1'` – o mapeamento é realizado em uma camada;
- `TxNum = '4'` – quatro antenas transmissoras;
- `RxNum = '2'` – duas antenas receptoras.

O decaimento das curvas mostradas nas Figuras 6.9 e 6.10 apresenta uma pequena melhora se comparados com as Figuras 6.7 e 6.8 onde são utilizadas duas antenas transmissoras. Ganhos de 1 a 2 dB podem ser visualizados quando a $BER = 10^{-3}$ comparando-se os Cenários 4 e 5 para as duas larguras de banda.

Deve-se frizar que neste cenário foi utilizado o método MMSE para a estimação de canal e ZF para a combinação de símbolos.

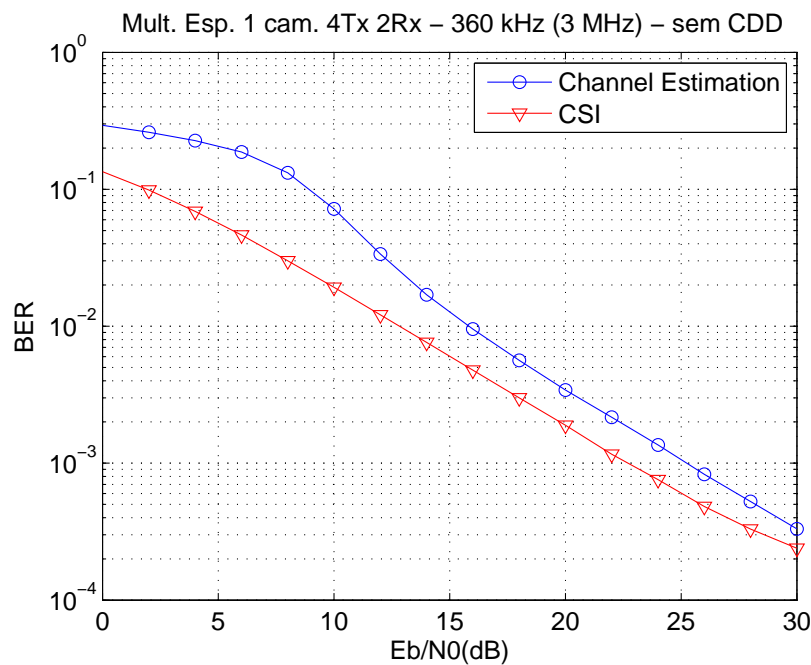


Figura 6.9: BER do Cenário 5 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

Cenário 6

Nesta configuração, os seguintes parâmetros são utilizados:

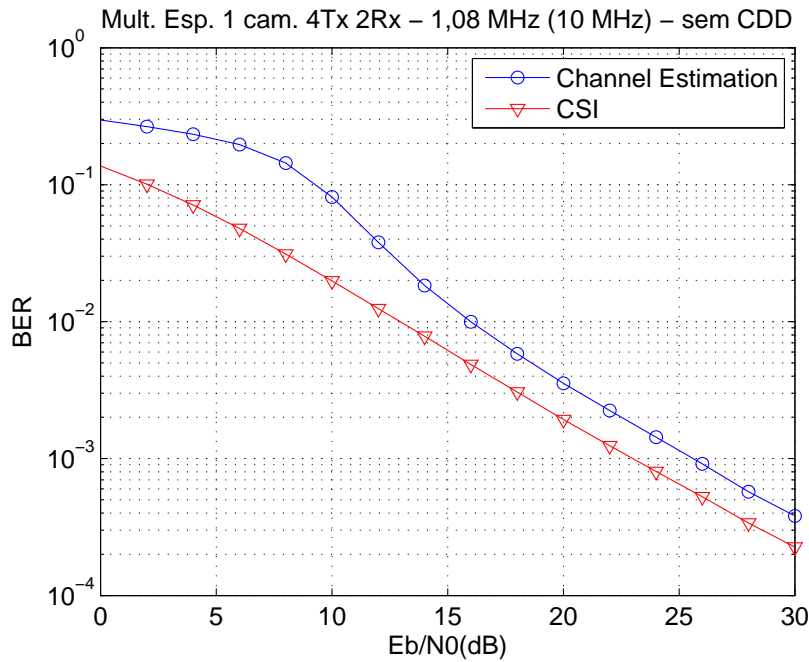


Figura 6.10: BER do Cenário 5 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

- `precoding = 'spatialMultiplexing'` – Transmissão com multiplexação espacial;
- `spacialMultiplexingType = 'withoutCDD'` – sem CDD;
- `codeword = '1'` – uma única *codeword*;
- `coderate = 3` – não é aplicada codificação de canal;
- `layer = '2'` – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- `TxNum = '2'` – duas antenas transmissoras;
- `RxNum = '2'` – duas antenas receptoras.

Deve-se notar que neste caso o número de *bits* enviados é o dobro do que é enviado nos casos mostrados anteriormente. Devido a isso, a taxa de transmissão é dobrada para este caso.

As Figuras 6.11 e 6.12 mostram o resultado da simulação para a configuração proposta. Nela podemos notar que as curvas mostradas possuem uma $BER = 10^{-3}$ em torno de 28 e 29 dB quando o canal é conhecido e acima dos 30 dB quando o canal é estimado. Como podemos notar, os Cenários 4 e 5 apresentam um melhor desempenho se comparado com o cenário atual. Isso acontece pois neste esquema é utilizada uma matriz de precodificação tal

que cada antena transmite um símbolo diferente da outra, e não a combinação desses dois símbolos; desta forma, só temos diversidade no espaço na recepção e não mais na transmissão.

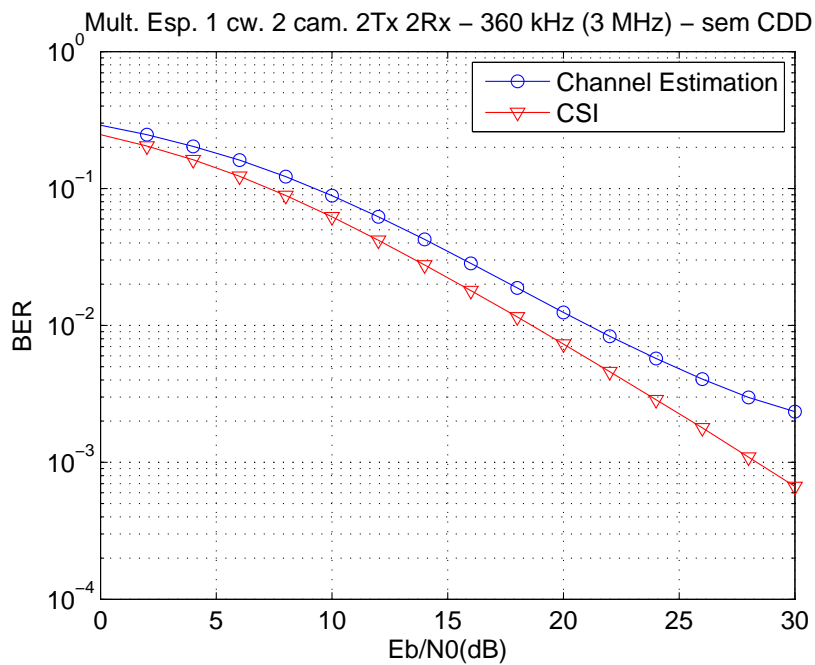


Figura 6.11: BER do Cenário 6 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

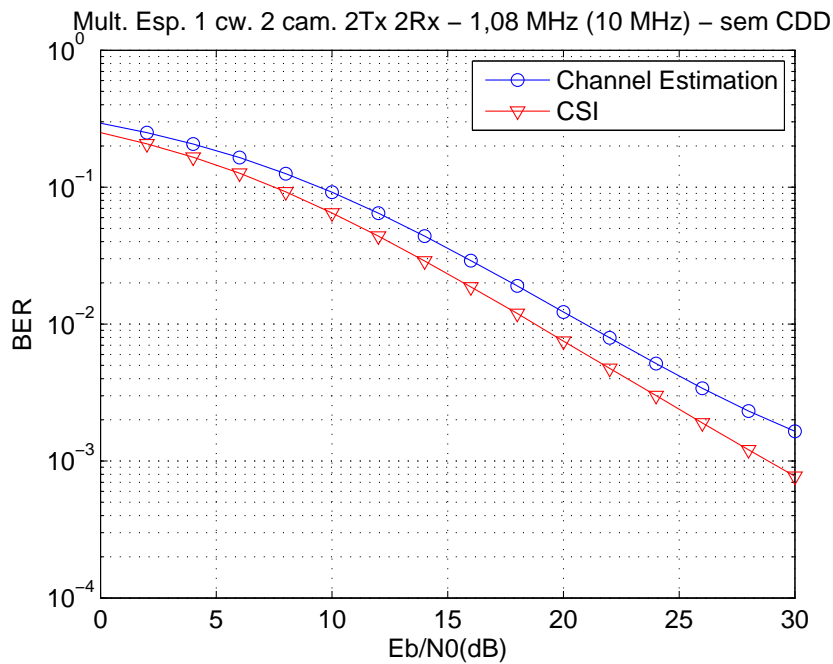


Figura 6.12: BER do Cenário 6 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

Cenário 7

Este cenário é composto pelas seguintes atribuições:

- `precoding` = ‘`spatialMultiplexing`’ – Transmissão com multiplexação espacial;
- `spacialMultiplexingType` = ‘`withoutCDD`’ – sem CDD;
- `codeword` = ‘1’ – uma única *codeword*;
- `coderate` = 3 – não é aplicada codificação de canal;
- `layer` = ‘2’ – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- `TxNum` = ‘4’ – quatro antenas transmissoras;
- `RxNum` = ‘2’ – duas antenas receptoras.

Nota-se que a diferença da configuração atual para a mostrada no Cenário 6 é que agora são utilizadas quatro antenas transmissoras.

Nas Figuras 6.13 e 6.14 nota-se uma ligeira melhora do decaimento da curva de CSI em relação à mesma curva mostrada na Figura 6.11 do Cenário 6. Essa melhora deve-se à utilização de mais antenas transmissoras⁴. Na Tabela 6.2 são mostrados os valores de E_b/N_0 para $BER = 10^{-2}$.

Cenário 8

As seguintes atribuições são feitas neste caso:

- `precoding` = ‘`spatialMultiplexing`’ – Transmissão com multiplexação espacial;
- `spacialMultiplexingType` = ‘`CDD`’ – com CDD;
- `codeword` = ‘1’ – uma única *codeword*;
- `coderate` = 3 – não é aplicada codificação de canal;
- `layer` = ‘2’ – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- `TxNum` = ‘2’ – duas antenas transmissoras;

⁴Neste caso, são quatro antenas que irão transmitir combinações dos símbolos.

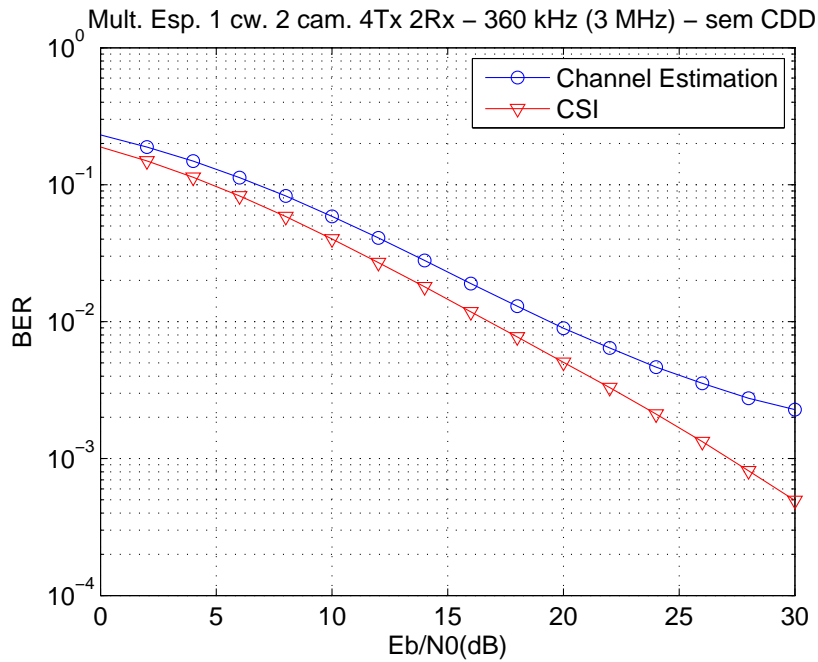


Figura 6.13: BER do Cenário 7 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

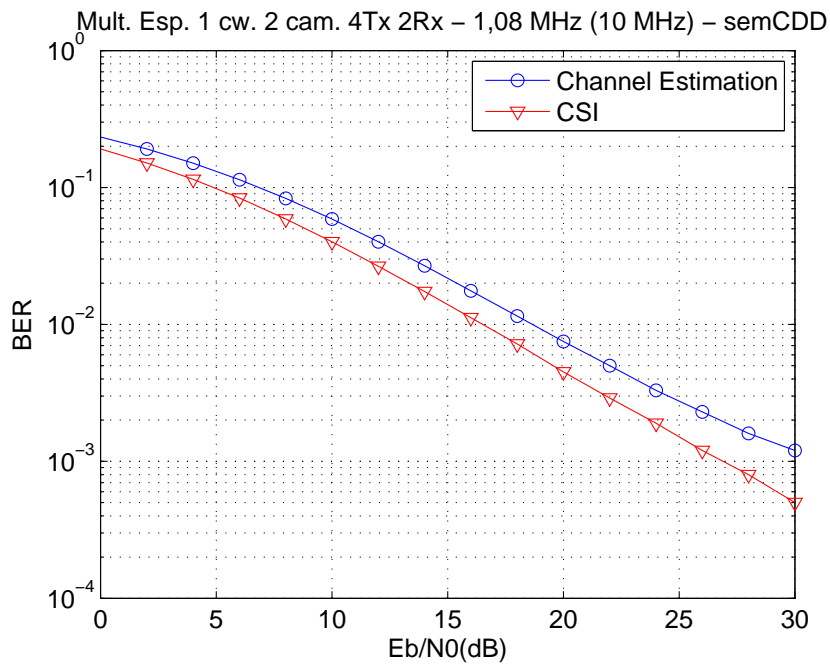


Figura 6.14: BER do Cenário 7 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

- RxNum = '2' – duas antenas receptoras.

Como pode ser observado nas Figuras 6.15 e 6.16, os Cenários 6 e o atual são muito parecidos. A diferença entre os dois, é que o primeiro não utiliza CDD, enquanto o segundo

sim.

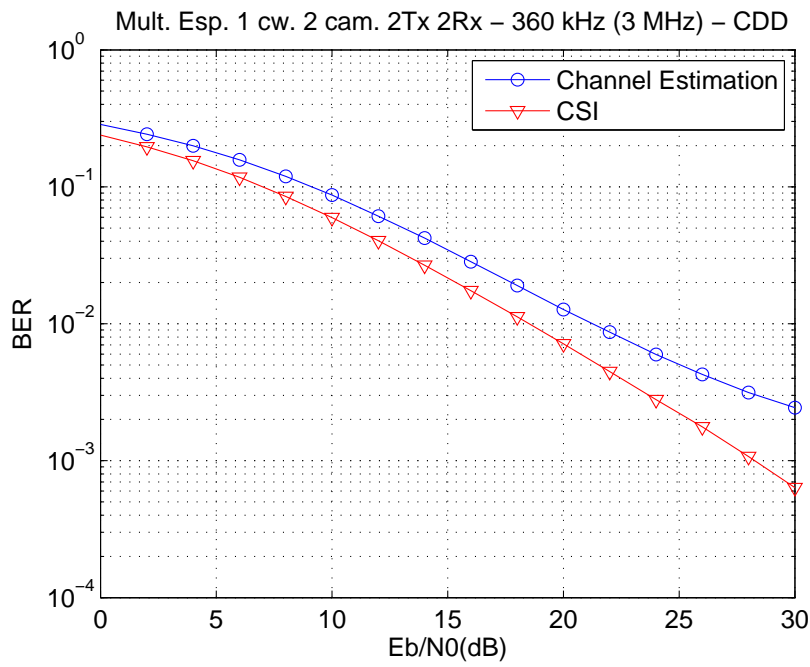


Figura 6.15: BER do Cenário 8 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

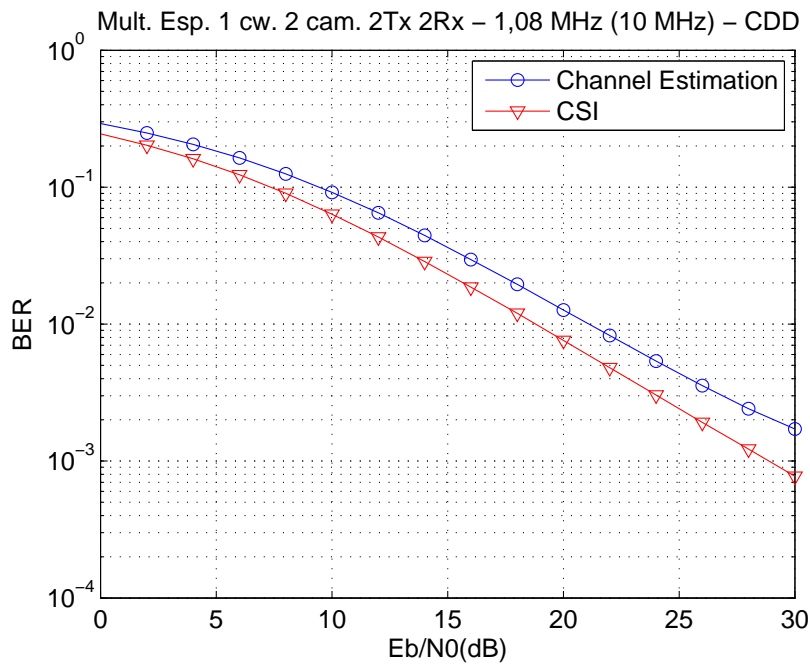


Figura 6.16: BER do Cenário 8 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

Cenário 9

Este caso é muito parecido com o mostrado no Cenário 7:

- precoding = 'spatialMultiplexing' – Transmissão com multiplexação espacial;
- spacialMultiplexingType = 'CDD' – com CDD;
- codeword = '1' – uma única *codeword*;
- coderate = 3 – não é aplicada codificação de canal;
- layer = '2' – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- TxNum = '4' – quatro antenas transmissoras;
- RxNum = '2' – duas antenas receptoras;

a diferença é que este utiliza CDD.

As Figuras 6.17 e 6.18 mostram os resultados obtidos na simulação. Mais uma vez, notamos a semelhança no decaimento das curvas deste cenário com as do Cenário 7.

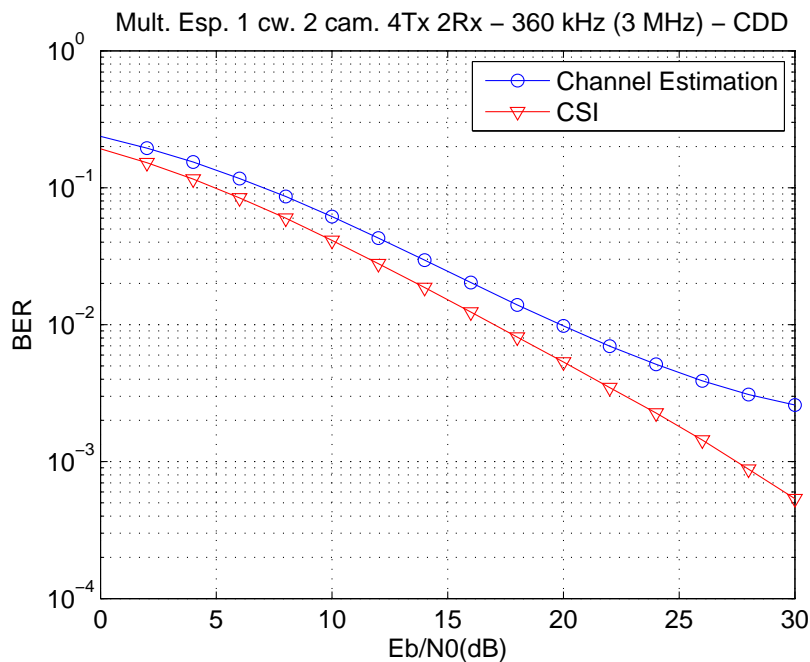


Figura 6.17: BER do Cenário 9 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

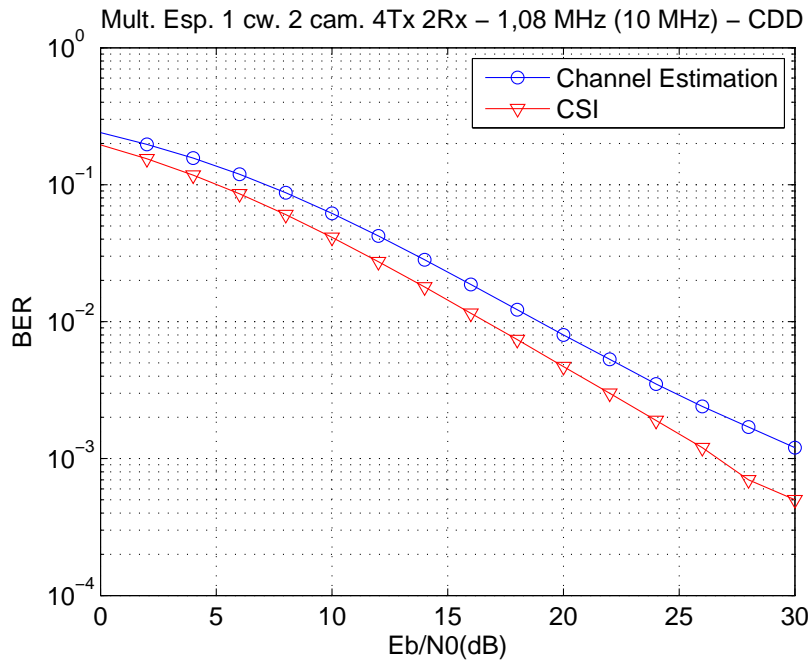


Figura 6.18: BER do Cenário 9 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

Cenário 10

O Cenário 10 foi simulado utilizando as seguintes configurações:

- `precoding = 'spatialMultiplexing'` – Transmissão com multiplexação espacial;
- `spacialMultiplexingType = 'withoutCDD'` – sem CDD;
- `codeword = '2'` – duas *codewords*;
- `coderate = 3` – não é aplicada codificação de canal;
- `layer = '2'` – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- `TxNum = '2'` – duas antenas transmissoras;
- `RxNum = '2'` – duas antenas receptoras.

A diferença desta configuração e da apresentada no Cenário 6 é que cada *codeword* é embaralhada separadamente.

Podemos ver nas Figuras 6.19 e 6.20 a curva de decaimento da BER. Podemos notar que ela é muito parecida com a mostrada no Cenário 6. A semelhança se deve ao fato de não haver perdas em rajada do sinal e, portanto, o efeito do embaralhador não é notado nos casos em que se têm duas *codewords*.

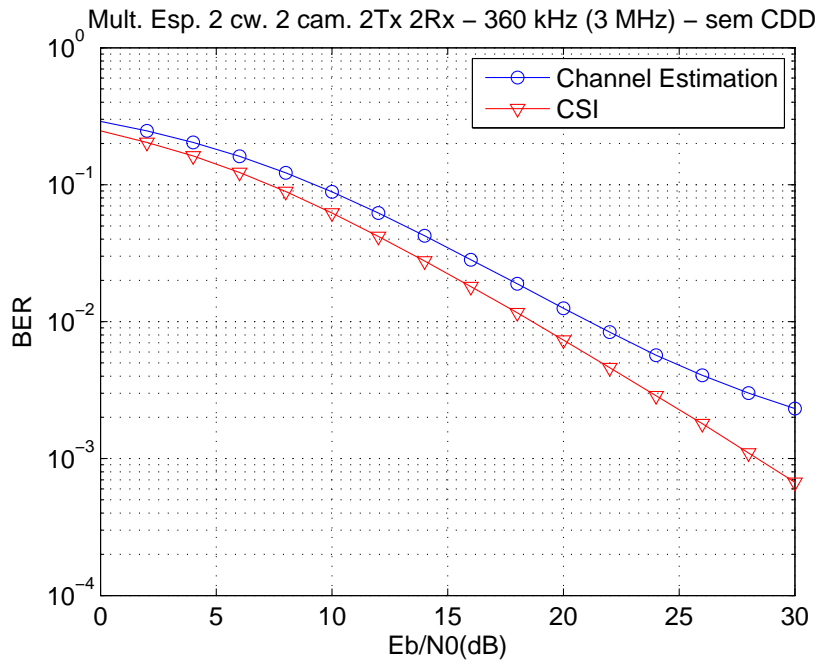


Figura 6.19: BER do Cenário 10 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

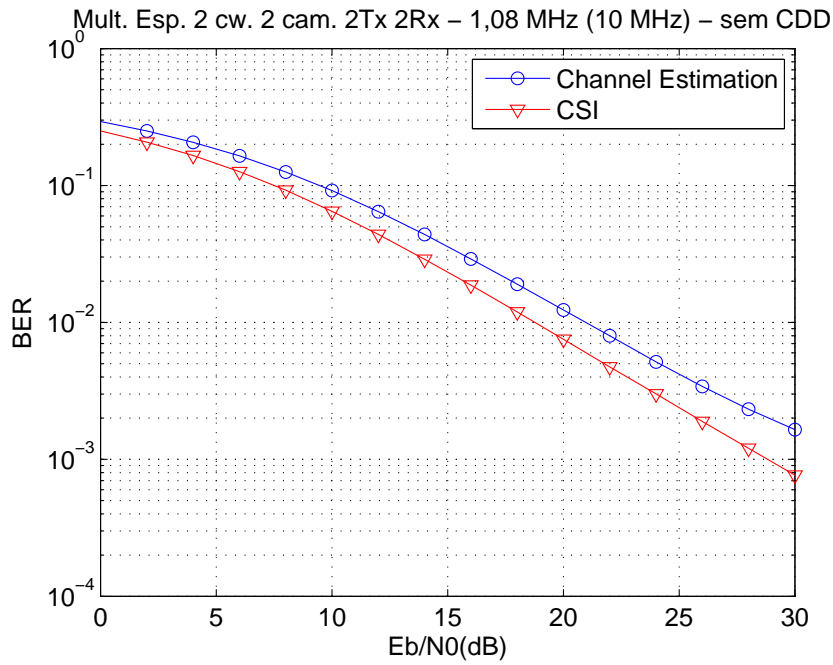


Figura 6.20: BER do Cenário 10 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

Cenário 11

Neste cenário foram utilizadas duas antenas transmissoras a mais do que no caso anterior:

- precoding = 'spatialMultiplexing' – Transmissão com multiplexação espacial;
- spacialMultiplexingType = 'withoutCDD' – sem CDD;
- codeword = '2' – duas *codewords*;
- coderate = 3 – não é aplicada codificação de canal;
- layer = '2' – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- TxNum = '4' – quatro antenas transmissoras;
- RxNum = '2' – duas antenas receptoras.

Podemos ver nas Figuras 6.21 e 6.22 a semelhança com as Figuras 6.13 e 6.14 geradas com os parâmetros utilizados no Cenário 7.

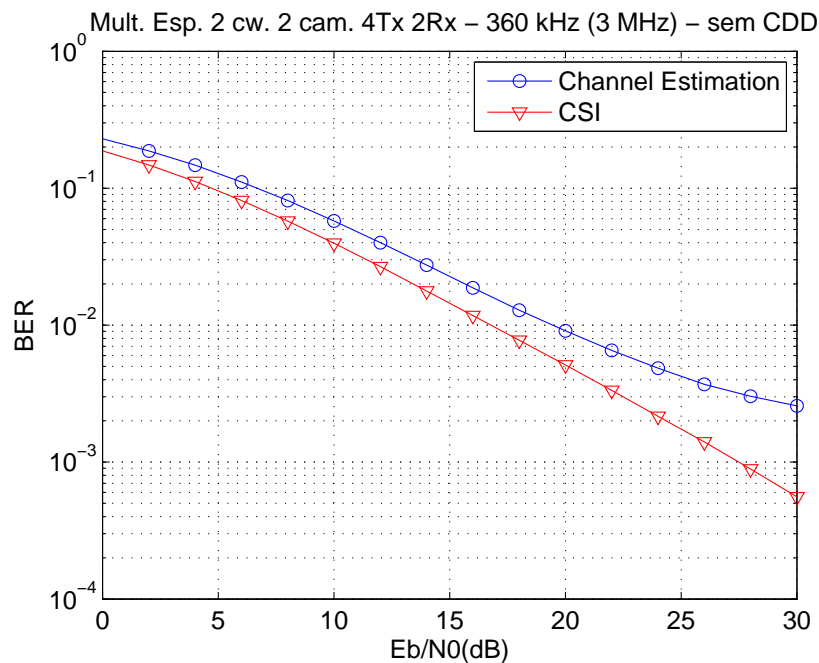


Figura 6.21: BER do Cenário 11 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

Cenário 12

Neste cenário os parâmetros utilizados foram:

- precoding = 'spatialMultiplexing' – Transmissão com multiplexação espacial;

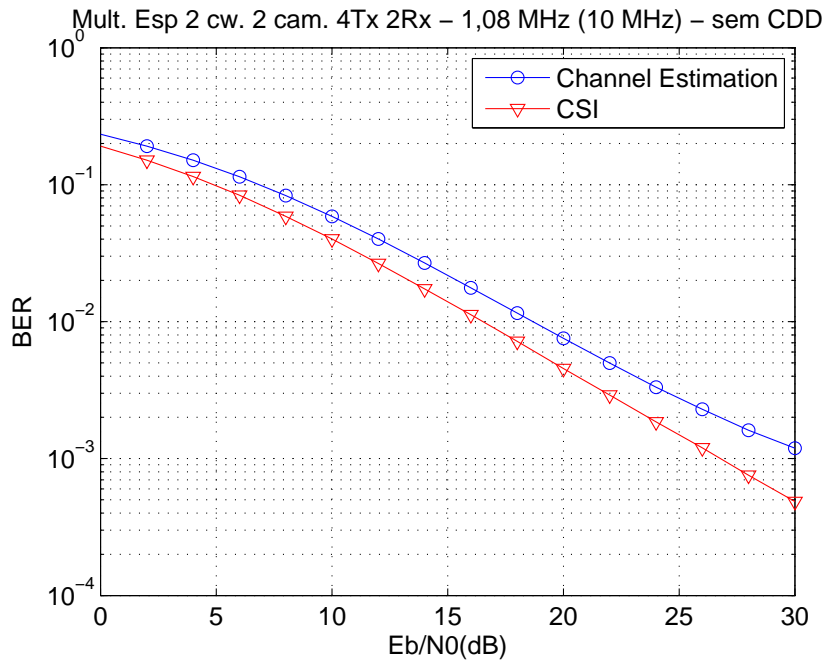


Figura 6.22: BER do Cenário 11 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

- `spacialMultiplexingType = 'CDD'` – com CDD;
- `codeword = '2'` – duas *codewords*;
- `coderate = 3` – não é aplicada codificação de canal;
- `layer = '2'` – o mapeamento é realizado em duas camadas;
- `TxNum = '2'` – duas antenas transmissoras;
- `RxNum = '2'` – duas antenas receptoras.

Mais uma vez, nota-se a semelhança das Figuras 6.23 e 6.24 com as Figuras 6.15 e 6.16. A explicação para isto é a mesma dada para os casos anteriores.

Cenário 13

Nesta simulação, os seguintes parâmetros foram usados:

- `precoding = 'spatialMultiplexing'` – Transmissão com multiplexação espacial;
- `spacialMultiplexingType = 'CDD'` – com CDD;
- `codeword = '2'` – duas *codewords*;

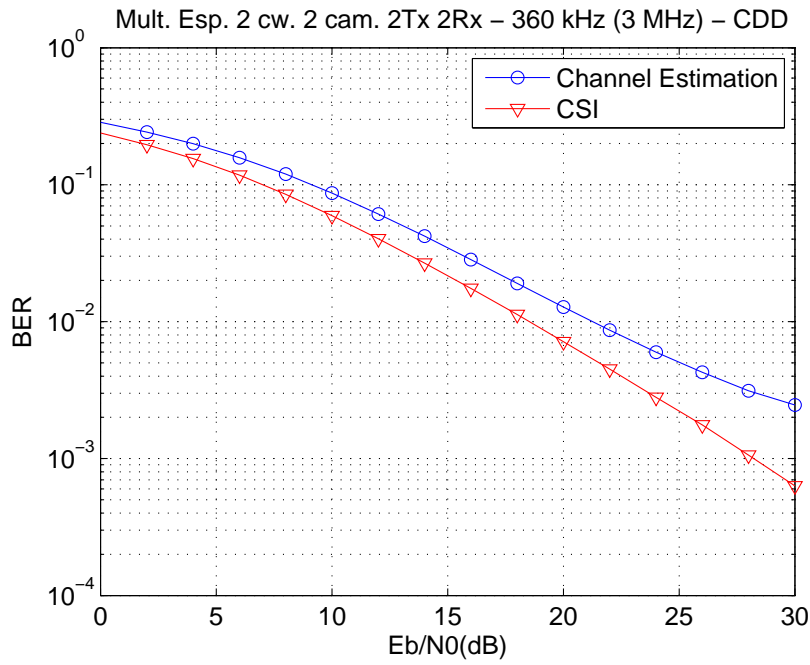


Figura 6.23: BER do Cenário 12 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

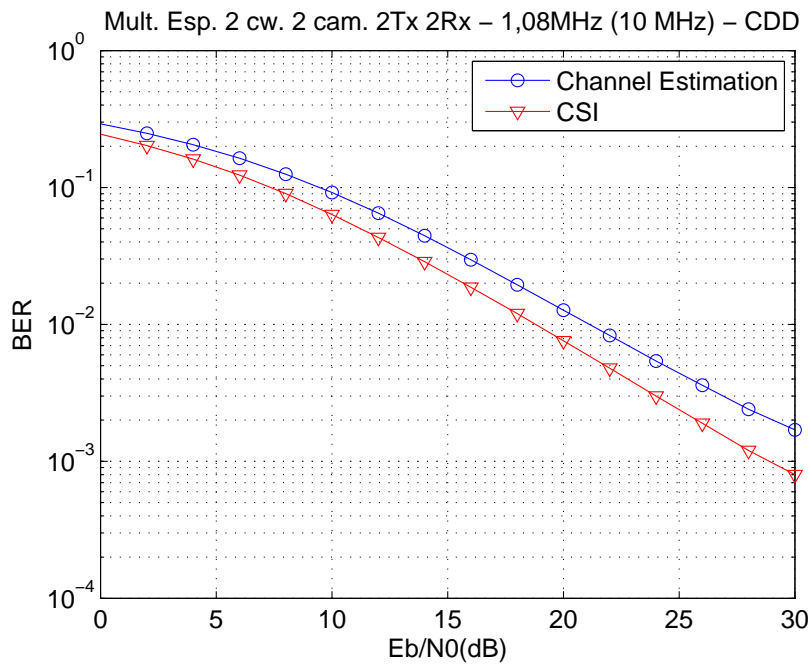


Figura 6.24: BER do Cenário 12 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

- `coderate = 3` – não é aplicada codificação de canal;
- `layer = '2'` – o mapeamento é realizado em duas camadas;

- TxNum = '4' – quatro antenas transmissoras;
- RxNum = '2' – duas antenas receptoras.

Como era de se esperar, as Figuras 6.25 e 6.26 ficaram muito parecidas com as geradas no Cenário 9, que possui apenas uma *codeword*.

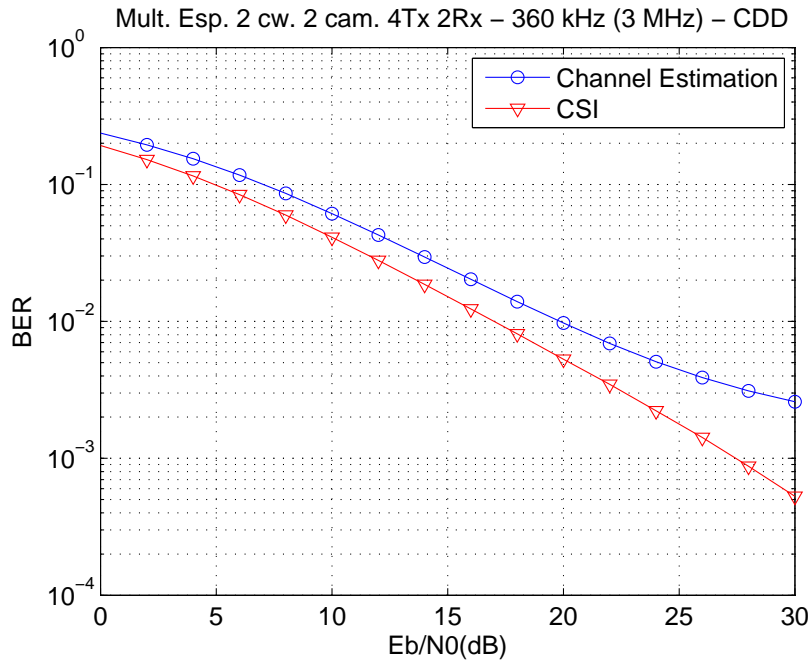


Figura 6.25: BER do Cenário 13 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz.

Na Tabela 6.2 tem-se os valores de E_b/N_0 para $BER = 10^{-2}$.

Cenário 14

Neste caso, foi inserido o codificador turbo:

- precoding = 'singlePort' – neste cenário estamos interessados no caso SISO;
- codeword = '1' – uma única *codeword*;
- N-SUBFRAME-CODED = 1 – número de *subframes* que são codificados conjuntamente, que é o número especificado em [5];
- coderate = 0 – taxa de codificação 1/3 pois é o valor especificado em [5];
- layer = '1' – o mapeamento é realizado em apenas uma única camada;

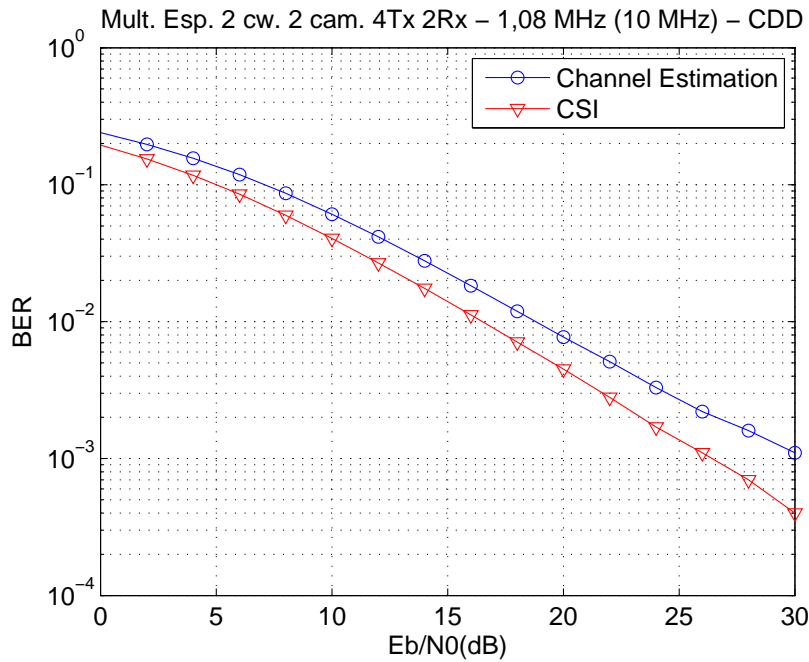


Figura 6.26: BER do Cenário 13 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz.

- TxNum = '1' – uma antena transmissora;
- RxNum = '1' – uma antena receptora;
- RX-TYPE = 'MMSE' – o equalizador linear foi projetado utilizando-se o método MMSE;
- niter = 8 – número de iterações do decodificador turbo. Esse número corresponde a um bom compromisso entre desempenho e custo computacional [7].

Como pode ser observado na Figura 6.27, utilizando-se o codificador turbo, consegue-se chegar a valores de BER muito abaixo do que os obtido no Cenário 1. Contudo, o custo computacional do codificador turbo é alto.

Na Tabela 6.4 é possível ver o *throughput* e a eficiência espectral desta configuração.

Cenário 15

Este cenário é composto pelos seguintes parâmetros:

- precoding = 'transmitDiversity' – transmissão com diversidade;
- codeword = '1' – uma única *codeword*;
- N-SUBFRAME-CODED = 1 – número de *subframes* que são codificados conjuntamente;

Tabela 6.2: Valores de EbN0 para BER = 10⁻².

Cenário	CSI	Canal estimado
Cenário 1 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	19 dB	20 dB
Cenário 1 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	22 dB	23 dB
Cenário 4 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	15 dB	17 dB
Cenário 4 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	15 dB	18 dB
Cenário 5 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	13 dB	16 dB
Cenário 5 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	13 dB	16 dB
Cenário 6 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	18 dB	21 dB
Cenário 6 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	19 dB	21 dB
Cenário 7 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	17 dB	19 dB
Cenário 7 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	16 dB	18 dB
Cenário 8 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	18 dB	21 dB
Cenário 8 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	19 dB	21 dB
Cenário 9 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	17 dB	20 dB
Cenário 9 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	17 dB	19 dB
Cenário 10 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	19 dB	21 dB
Cenário 10 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	19 dB	21 dB
Cenário 11 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	17 dB	20 dB
Cenário 11 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	16 dB	19 dB
Cenário 12 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	19 dB	21 dB
Cenário 12 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	19 dB	21 dB
Cenário 13 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	17 dB	20 dB
Cenário 13 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	16 dB	19 dB

- `coderate` = 0 – taxa de codificação 1/3;
- `layer` = ‘4’ – o mapeamento é realizado em quatro camadas;
- `TxNum` = ‘4’ – quatro antenas transmissoras;
- `RxNum` = ‘1’ – uma antena receptora.
- `niter` = 8 – número de iterações do decodificador turbo.

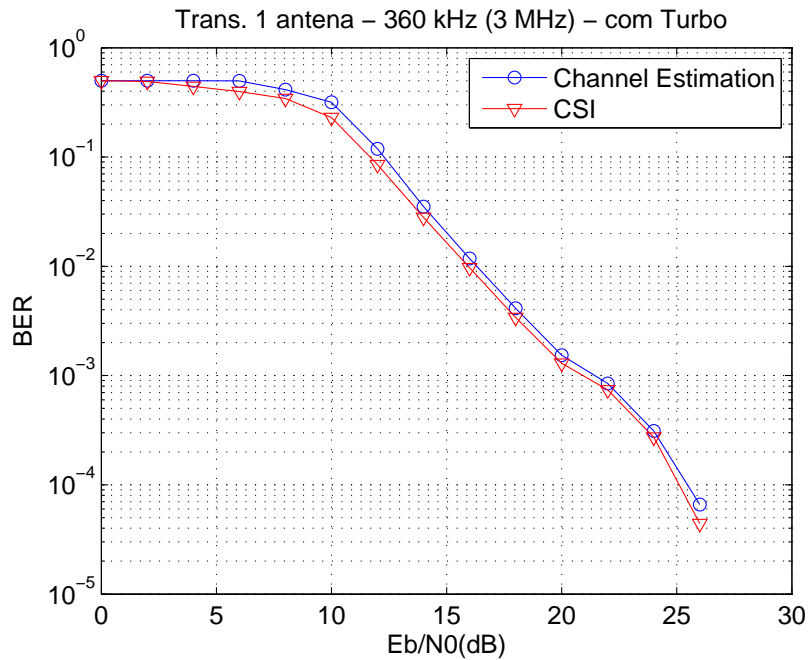


Figura 6.27: BER do Cenário 14.

Na Figura 6.28 observa-se o desempenho deste cenário. É notável a melhora em relação ao mostrado na Seção 6.3. A Tabela 6.3 contém o valor de E_b/N_0 para $BER = 10^{-4}$ para que se possa comparar o ganho em dB de se utilizar codificação turbo. Contudo, deve ser lembrado o alto custo computacional de se usar código turbo.

Cenário 16

Nesta simulação é utilizado novamente código turbo, a fim de que se possa comparar com o Cenário 4:

- `precoding = 'spatialMultiplexing'` – Transmissão com multiplexação espacial;
- `spacialMultiplexingType = 'withoutCDD'` – sem CDD;
- `codeword = '1'` – uma única *codeword*;
- `N-SUBFRAME-CODED = 1` – número de *subframes* que são codificados conjuntamente;
- `coderate = 0` – taxa de codificação 1/3;
- `layer = '1'` – o mapeamento é realizado em uma camada;

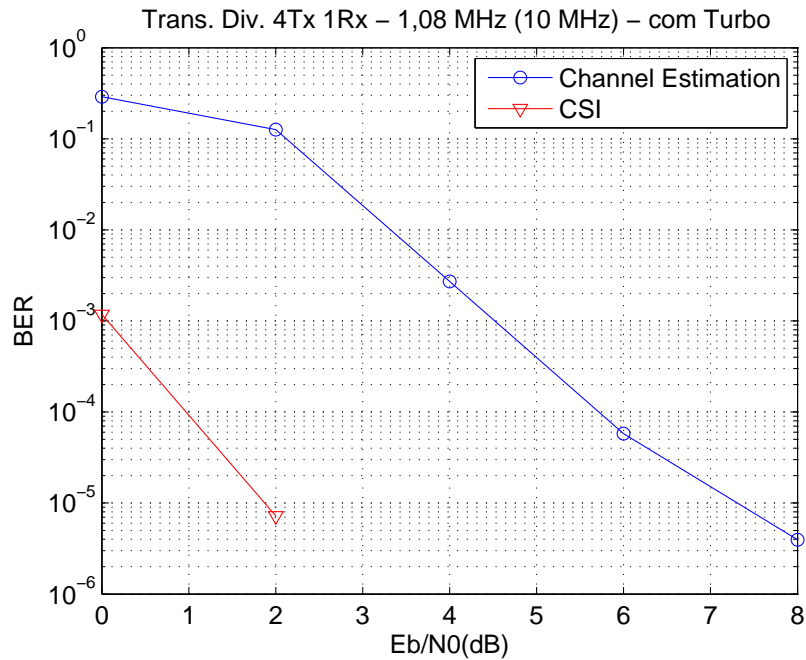


Figura 6.28: BER do Cenário 15.

- TxNum = '2' – duas antenas transmissoras;
- RxNum = '2' – duas antenas receptoras.
- niter = 8 – número de iterações do decodificador turbo.

Como pode ser observado na Figura 6.29, a BER para este caso atinge um valor menor do que a do Cenário 4. Na Tabela 6.3 pode ser visto o ganho em dB quando $BER = 10^{-2}$.

Cenário 17

Este cenário utiliza as seguintes configurações:

- precoding = 'spatialMultiplexing' – Transmissão com multiplexação espacial;
- spacialMultiplexingType = 'withoutCDD' – sem CDD;
- codeword = '2' – duas *codewords*;
- N-SUBFRAME-CODED = 1 – número de *subframes* que são codificados conjuntamente;
- coderate = 0 – taxa de codificação 1/3;
- layer = '2' – o mapeamento é realizado em duas camadas;

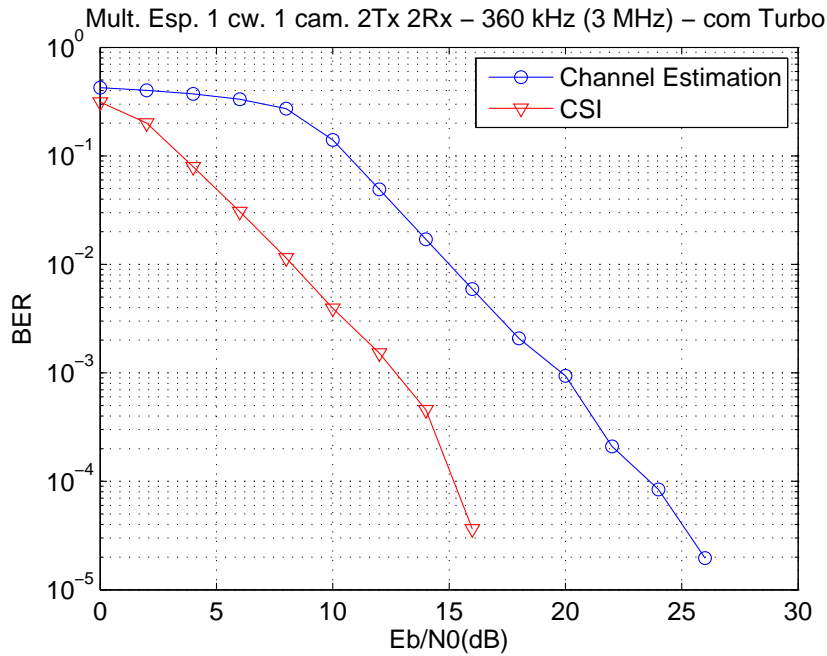


Figura 6.29: BER do Cenário 16.

- TxNum = ‘2’ – duas antenas transmissoras;
- RxNum = ‘2’ – duas antenas receptoras.
- niter = 8 – número de iterações do decodificador turbo.

Mais uma vez é notável o ganho em dB quando se utiliza codificador turbo (Figura 6.30). Na Tabela 6.3 pode ser comparado o ganho em dB dos Cenários 10 e 17.

Tabela 6.3: Valores aproximados de E_b/N_0 para $BER = 10^{-2}$.

Cenário	CSI	Canal estimado
Cenário 1 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	19 dB	20 dB
Cenário 14 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	16 dB	16 dB
Cenário 3 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	7 dB	10 dB
Cenário 15 – $B_t = 10$ MHz e $B_u = 1,08$ MHz	< 0 dB	< 4 dB
Cenário 4 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	15 dB	17 dB
Cenário 16 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	8 dB	15 dB
Cenário 10 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	19 dB	21 dB
Cenário 17 – $B_t = 3$ MHz e $B_u = 360$ kHz	13 dB	16 dB

Mult. Esp. 2 cw. 2 cam. 2Tx 2Rx – 360 kHz (3 MHz) – sem CDD – com Turb

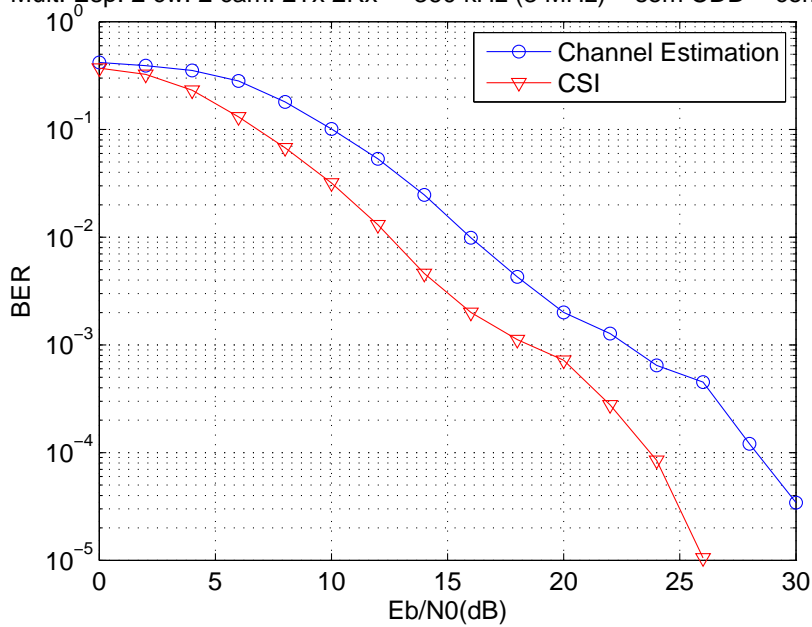


Figura 6.30: BER do Cenário 17.

Na Tabela 6.4 é possível visualizar o *throughput* e a eficiência espectral para os casos em que foi utilizado codificação turbo.

Tabela 6.4: Valores aproximados do *Throughput* e eficiência espectral para BER = 10⁻³.

Cenário	<i>Throughput</i> (kb/s)	Efic. esp. (b/s/Hz)	EbN0 (CSI)	EbN0 (Canal est.)
Cenário 14 – $B_u = 360$ kHz	317	0,88	21 dB	21 dB
Cenário 15 – $B_u = 1,08$ MHz	956	0,89	0 dB	< 5 dB
Cenário 16 – $B_u = 360$ kHz	317	0,88	13 dB	20 dB
Cenário 17 – $B_u = 360$ kHz	633	1,76	18 dB	23 dB

Na Tabela 6.4 observamos que o caso do Cenário 17 possui um maior *throughput* e conseqüentemente uma maior eficiência espectral, se comparados com os Cenários 14 e 16, que utilizam a mesma banda para o usuário. Este resultado já era esperado, pois neste Cenário é transmitido o dobro de *bits* do que as configurações dos Cenários 14 e 16.

Capítulo 7

Conclusões

O objetivo deste projeto foi implementar um simulador de *downlink* da camada física do 3G-LTE. Para isso foi implementado um simulador que permite a escolha de alguns parâmetros tais como o modo de transmissão. Com isso foi possível a comparação entre os diferentes possíveis tipos de transmissão definidos no sistema 3G-LTE.

No Capítulo 1 foi visto um breve histórico do 3G-LTE, isto é, um breve resumo da história das gerações de telefonia móvel que o precederam. Foram mostradas também algumas características do sistema implementado, além da descrição de parte da rede do 3G-LTE.

No Capítulo 2 foram apresentadas algumas características do canal sem fio. Foi apresentado também um diagrama com os blocos básicos constituintes da conexão *uplink* relativos à camada física do 3G-LTE, e a técnica SC-FD que é utilizada nesse sentido da transmissão. Foi mostrado também o diagrama com os blocos básicos da transmissão no sentido do *downlink*, que foi o foco do nosso trabalho.

No Capítulo 3 foi descrita a técnica OFDM aplicada a sistemas com uma única antena transmissora e uma única antena receptora (SISO-OFDM) e o seu modelamento matemático. Foi mostrada também a técnica OFDM aplicada a sistemas com múltiplas antenas transmissoras/receptoras (MIMO-OFDM). Na parte de MIMO-OFDM foi desenvolvido o modelamento matemático para os esquemas de transmissão com diversidade e transmissão com multiplexação espacial.

No Capítulo 4 foram descritas as especificações contidas em [4] referentes à estrutura geral do *frame*, aos recursos físicos disponíveis na transmissão no sentido do *downlink* e também a estrutura geral do PDSCH, ou seja, as especificações para cada etapa do processamento

dos dados contidos neste tipo de canal.

No Capítulo 5 foi mostrada toda a estrutura do simulador. Foi descrita cada função implementada juntamente com os principais parâmetros que podem ser alterados pelo usuário que irá simular o sistema.

No Capítulo 6 foram apresentados os resultados de algumas simulações realizadas, e também algumas conclusões tiradas dessas simulações.

7.1 Contribuições do Trabalho

Uma contribuição deste trabalho é o simulador implementado. Cada função contida nele pode ser usada de forma independente ou adaptada de acordo com o objetivo. Além disso, ele contribui para o entendimento desse novo sistema de telefonia móvel que está sendo desenvolvido.

Outra contribuição refere-se às medições de BER em diferentes cenários. Nas simulações feitas é possível comparar a BER para três diferentes tipos de transmissão: transmissão com uma única antena, transmissão com diversidade e transmissão com multiplexação espacial. Para cada tipo de transmissão foram realizadas simulações para duas larguras de bandas diferentes.

Para o caso de transmissão com diversidade, onde se tem diversidade no espaço e na frequência, pode-se visualizar o ganho em termos de BER quando se utiliza duas ou quatro antenas transmissoras; ou seja, quanto maior o número de antenas transmissoras, maior o ganho.

Para o caso de transmissão com multiplexação espacial, onde se tem diversidade no espaço, pode-se comparar diferentes configurações possíveis: com uma ou duas *codewords*, com uma ou duas camadas, com duas ou quatro antenas transmissoras. Quando se utiliza duas camadas, observa-se que o *throughput* e a eficiência espectral são dobradas se comparadas com os outros possíveis tipos de transmissão, incluindo o caso de transmissão com multiplexação espacial em que é utilizada uma camada.

O desempenho em termos de BER é melhor quando se utiliza transmissão com diversidade, pois, além da diversidade no espaço, tem-se a diversidade na frequência. Porém, quando se utiliza transmissão com multiplexação espacial obtém-se um maior *throughput*.

7.2 Trabalhos Futuros

Os seguintes trabalhos podem ser realizados futuramente nesse simulador:

- tornar o sistema implementado multi-usuários;
- fazer o controle de potência;
- implementar a parte de transmissão com multiplexação espacial com três e quatro camadas e desenvolver um combinador MMSE e posteriormente um combinador não-linear;
- estimar o canal de maneira adaptativa para cada tipo de transmissão implementada;
- implementar o HARQ e outras funcionalidades de camadas superiores.

Referências Bibliográficas

- [1] DINIZ, P. S. R., “Principles of Wireless Communication.” Notas de aula da disciplina Transmissão Digital do DEL/UFRJ, 2008.
- [2] DAHLMAN, E., PARKVALL, S., SKÖLD, J., *et al.*, *3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband*. Academic Press, 2007.
- [3] 3GPP, “UTRA-UTRAN Long Term Evolution (LTE) and 3GPP System Architecture Evolution (SAE)”. <http://www.3gpp.org/Highlights/LTE/LTE.htm>.
- [4] 3GPP, “Physical Channels and Modulation (Release 8)”. 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 36.211 - v8.3.0, 2008.
- [5] 3GPP, “Multiplexing and channel coding (Release 8)”. 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 36.212 - v8.3.0, 2008.
- [6] JERUCHIM, M., BALABAN, P., SHANMUGAN, K., *Simulation of Communication Systems - Modeling, Methodology and Techniques*. Springer, 2000.
- [7] LIMA, M. V. S., “Estudo e Simulação da Camada Física do 3G-LTE.” Projeto de Final de curso do DEL/UFRJ, 2008.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] GRAY, R. M., *Toeplitz and Circulant Matrices: A review*, Relatório técnico, Department of Electrical Engineering of Stanford University.

- [11] PANDHARIPANDE, A., “Principles of OFDM”, *IEEE Potentials*, v. 21, n. 2, pp. 16–19, Abril / Maio 2002.
- [12] SAYED, A. H., *Fundamentals of Adaptive Filtering*. John Wiley, 2003.
- [13] GODARA, L. C., “Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations”, *Proceedings of the IEEE*, v. 85, n. 7, pp. 1031–1060, Julho 1997.
- [14] 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.
- [15] 3GPP, “Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 8)”. 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 36.104 - v8.4.0, 2008.
- [16] DAHLMAN, E., PARKVALL, S., SKÖLD, J., *et al.*, *3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband*. Academic Press, 2008.
- [17] EDFORDS, O., SANDELL, M., BEEK, J. J. V. D., *et al.*, *An Introduction to Orthogonal frequency-division multiplexing*, Relatório técnico. Div. of Signal Processing, Lulea University of Technology, Lulea.