

Universidade Federal do Rio de Janeiro

Escola Politécnica

Departamento de Engenharia Eletrônica e de Computação

**LTE: Estudo da Estimação de Canal em um Cenário
Multiusuário**

Autor:

Breno do Nascimento Espíndola

Banca Examinadora

Orientador:

Prof. Paulo Sergio Ramirez Diniz, Ph. D.

Orientador:

Markus Vinícius Santos Lima, M. Sc.

Examinador:

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

Examinador:

Prof. Tadeu Nagashima Ferreira, D. Sc.

Examinador:

Prof. Wallace Alves Martins, M. Sc.

DEL

Abril de 2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

Escola Politécnica - Departamento de Eletrônica e de Computação

Centro de Tecnologia, bloco H, sala H-217, Cidade Universitária

Rio de Janeiro - RJ CEP 21949-900

Este exemplar é de propriedade da Universidade Federal do Rio de Janeiro, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmear ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

RESUMO

O LTE (*Long Term Evolution*) é um sistema de comunicações móveis que foi desenvolvido recentemente pelo 3GPP (*Third Generation Partnership Project*). Seus desenvolvedores tiveram como objetivo possibilitar maiores taxas de transmissão para suprir a crescente demanda do mercado de comunicações móveis. O LTE é uma evolução do sistema UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), sistema este que foi desenvolvido na Europa e foi adotado por diversos países, inclusive o Brasil.

Neste projeto foi feito um estudo sobre a interferência entre os usuários do sistema LTE. Para tal, foi utilizado um simulador da camada física do sistema LTE que havia sido desenvolvido em um projeto anterior. Esse simulador foi atualizado no presente projeto para que ficasse em conformidade com as especificações atuais do LTE. A atualização do simulador exigiu o estudo sobre o funcionamento tanto da versão anterior do simulador quanto do sistema LTE.

O foco deste projeto são as transmissões na camada física do sistema LTE. A camada física do sistema LTE é dividida nos canais de *downlink* e *uplink*. As implementações realizadas neste projeto dizem respeito somente ao *uplink* do sistema, por isso, neste projeto é dada maior ênfase ao *uplink*.

As novas sequências de referência do sistema LTE, utilizadas na estimação de canal do *uplink* do sistema, também são apresentadas neste projeto. É abordada uma maneira de utilizar essas sequências de referência para fazer a estimação de canal em cenários multiusuários de forma que a interferência entre os usuários da rede não piore significativamente a qualidade dessa estimação de canal.

Por fim, uma breve descrição do simulador é feita e os resultados mostrando a melhora na qualidade da estimação de canal ao utilizar as novas sequências de referência são apresentados e discutidos.

Palavras-Chave: LTE, BER, DRS, Estimação, Multiusuário, OFDMA, PDSCH, PUSCH, Referência, SC-FDMA, *uplink*, Zadoff-Chu.

ABSTRACT

The LTE (Long Term Evolution) is a mobile communications system that has been recently developed by 3GPP (Third Generation Partnership Project). Its developers intended to enable higher transmission rates to meet the growing mobile communications market demand. LTE is an evolution of the UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) system, a system that was developed in Europe and was adopted by several countries, including Brazil.

In this project the interference among users of the LTE system was studied. To this end, a simulator of the physical layer of the LTE system, developed in a previous project, was used. This simulator was updated in this project to make it in accordance with the current specifications for LTE. The upgrade of the simulator required the study on the functioning of both the simulator and the LTE system.

This project focuses on the transmissions at the physical layer of the LTE system. The physical layer of the LTE system is divided in downlink and uplink channels. The implementations done in this project were related only to the system uplink, so a greater emphasis was given to the uplink.

The new reference sequences of the LTE system, used in channel estimation of the system uplink, are also presented in this project. It presents a way to use these reference sequences to the channel estimation in multi-user scenarios so that interference between users on the network does not significantly worsen the quality of channel estimation.

Finally, a brief description of the simulator is done and the results showing the improvement in channel estimation quality by using the new reference sequences are presented and discussed.

Key-words: LTE, BER, DRS, Estimation, Multi-user, OFDMA, PDSCH, PUSCH, Reference, SC-FDMA, *uplink*, Zadoff-Chu.

SIGLAS E ACRÔNIMOS

16-QAM	<i>16 Quadrature Amplitude Modulation</i>
1G	<i>Primeira Geração</i>
2G	<i>Segunda Geração</i>
3G	<i>Terceira Geração</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i>
4G	<i>Quarta Geração</i>
64-QAM	<i>64 Quadrature Amplitude Modulation</i>
8-PSK	<i>8 Phase-Shift Keying</i>
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>
ARIB	<i>Association of Radio Industries and Businesses</i>
ARQ	<i>Automatic Repeat reQuest</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BS	<i>Base Station</i>
BTS	<i>Base Transceiver Station</i>
BW	<i>BandWidth</i>
CDMA2000	<i>Code Division Multiple Access 2000</i>
CN	<i>Core Network</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
CS	<i>Circuit-Switched</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DL	<i>DownLink</i>
DRS	<i>Demodulation Reference Signal</i>

EDGE	<i>Enhanced Data rates for GSM Evolution</i>
EPC	<i>Evolved Packet Core</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FDD	<i>Frequency-Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
GGSN	<i>Gateway GPRS Support Node</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSA	<i>Global mobile Suppliers Association</i>
GSM	<i>Global System for Mobile communications</i>
HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat reQuest</i>
HLR	<i>Home Location Register</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
HSPA	<i>High Speed Packet Access</i>
HSS	<i>Home Subscriber Server</i>
HSUPA	<i>High Speed Uplink Packet Access</i>
IBI	<i>Inter-Block Interference</i>
ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IMS	<i>IP Multimedia Subsystem</i>
IMT-2000	<i>International Mobile Telecommunications 2000</i>
IMT-Advanced	<i>International Mobile Telecommunications Advanced</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
IS-136	<i>Interim Standard-136</i>

IS-95	<i>Interim Standard-95</i>
ISDN	<i>Integrated Services Digital Network</i>
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
J-TACS	<i>Japanese Total Access Communication System</i>
LS	<i>Least Squares</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-Advanced	<i>Long Term Evolution Advanced</i>
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
MME	<i>Mobility Management Entity</i>
MS	<i>Mobile Station</i>
MSC	<i>Mobile Switching Center</i>
MUI	<i>Multi-User Interference</i>
NAS	<i>Non-Access Stratum</i>
NMT	<i>Nordic Mobile Telephony</i>
NS-2	<i>Network Simulator 2</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiple Access</i>
OSI	<i>Open Systems Interconnection</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PDN Gateway	<i>Packet Data Network Gateway</i>
PDSCH	<i>Physical Downlink Shared CHannel</i>
PS	<i>Packet-Switched</i>
PSTN	<i>Public Switched Telephone Network</i>
PUCCH	<i>Physical Uplink Control CHannel</i>
PUSCH	<i>Physical Uplink Shared CHannel</i>

QoS	<i>Quality-of-Service</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
RAN	<i>Radio Access Network</i>
RB	<i>Resource Block</i>
RNC	<i>Radio Network Controller</i>
RRM	<i>Radio Resource Management</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>
SIM	<i>Subscriber Identity Module</i>
SMS	<i>Short Message Service</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SRF	<i>Sequências com Rotações de Fase</i>
SRS	<i>Sounding Reference Signal</i>
SZC	<i>Sequência de Zadoff-Chu</i>
SZCE	<i>Sequência de Zadoff-Chu Estendida</i>
TACS	<i>Total Access Communication System</i>
TDD	<i>Time-Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
UE	<i>User Equipment</i>
UL	<i>UpLink</i>
VTC	<i>Vehicular Technology Conference</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
USIM	<i>Subscriber Identity Module</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>

Sumário

Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xv
1 Apresentação	1
1.1 Introdução	1
1.2 Tema: LTE	1
1.3 Um Breve Histórico	2
1.3.1 Primeira Geração	2
1.3.2 Segunda Geração	2
1.3.3 Terceira Geração	3
1.3.4 Quarta Geração	7
1.3.5 Evolução	8
1.3.6 IMT-2000, IMT- <i>Advanced</i> e as Gerações	8
1.4 Objetivos	8
1.5 Motivações	10
1.6 Organização	10
1.7 Notação Utilizada	11
2 Arquitetura de Rede	12
2.1 Introdução	12
2.2 Macroestrutura da Rede	12
2.3 HSPA	14
2.3.1 <i>Radio Access Network</i> (RAN)	14
2.3.2 <i>Core Network</i> (CN)	16
2.3.3 Conexão entre CN e RAN	17

2.4	LTE	17
2.4.1	<i>Radio Access Network</i> (RAN)	17
2.4.2	<i>Core Network</i> (CN)	19
2.4.3	Conexão entre CN e RAN	20
2.5	HSPA e LTE: Considerações Finais	21
2.5.1	Mobilidade	21
2.5.2	Conexão entre as Redes	21
2.6	Considerações Finais	23
3	LTE: Camada Física	24
3.1	Introdução	24
3.2	Apresentação da Camada Física	24
3.2.1	Objetivos do LTE	25
3.2.2	Efeitos do Canal sem Fio	27
3.3	Técnicas de Múltiplo Acesso	31
3.3.1	OFDMA	31
3.3.2	SC-FDMA	41
3.3.3	Considerações Finais	45
3.4	Estrutura da Camada Física do LTE	46
3.4.1	Estrutura do <i>Frame</i>	47
3.4.2	Multiplexação dos Usuários	50
3.4.3	Considerações Finais	51
3.5	<i>Physical Uplink Shared Channel</i>	52
3.5.1	Transmissor do PUSCH	53
3.5.2	Receptor do PUSCH	56
3.6	<i>Physical Downlink Shared Channel</i>	59
3.6.1	Transmissor do PDSCH	59
3.6.2	Receptor do PDSCH	62
4	Sinais de Referência para Demodulação	64
4.1	Introdução	64
4.2	Sinais de Referência	64
4.2.1	Transmissão de um DRS	65

4.3	Sequências de Referência	66
4.4	Sequências de Zadoff-Chu	67
4.4.1	Propriedades	68
4.5	Sequências de Referência Utilizadas	70
4.5.1	Propriedades	72
4.5.2	Sequências de Referência com Rotação na Fase	76
4.5.3	Importância do Alinhamento no Tempo	78
4.5.4	Exemplo	80
4.6	Associação das DRS às Diferentes Células	82
4.6.1	Tipos de Associações	84
5	Estimação de Canal em um Cenário Multiusuário	87
5.1	Introdução	87
5.2	Cenário Multiusuário	88
5.2.1	<i>Inter-Cell Interference</i>	88
5.2.2	<i>Intra-Cell Interference</i>	90
5.3	Estimação de Canal	93
5.3.1	Estimação utilizando LS	94
5.4	Estimação de Canal em um Cenário Multiusuário	96
5.4.1	Resultados da Estimação de Canal utilizando a Nova Sequência de Referência	104
5.5	Simulador	108
5.5.1	Resultados	112
6	Conclusões	118
6.1	Contribuições do Trabalho	120
6.2	Trabalhos Futuros	120
	Bibliografia	122
A	Sequências Pseudoaleatórias	125

Lista de Figuras

1.1	Quadro apresentando os <i>releases</i> e alguns dos novos recursos presentes em cada um deles.	5
1.2	Gráfico ilustrativo apresentando as gerações de alguns sistemas que fazem parte do escopo de trabalho do 3GPP.	6
2.1	Divisão da arquitetura de rede dos sistemas GSM/GPRS, UMTS, HSPA e LTE.	13
2.2	Rede de Acesso de Rádio do sistema HSPA.	15
2.3	Rede de Núcleo do sistema HSPA.	17
2.4	Rede de Acesso de Rádio do sistema LTE.	18
2.5	CN do sistema LTE.	19
2.6	Conexão entre os sistemas HSPA e LTE.	22
3.1	(a) <i>Multipath fading</i> . (b) Seletividade em frequência, causada pelo <i>multipath fading</i>	29
3.2	Subportadora OFDMA. (a) Representação no domínio do tempo. (b) Representação no domínio da frequência.	32
3.3	Espaçamento das subportadoras (domínio da frequência).	32
3.4	Mapeamento dos símbolos nas subportadoras. Figura válida para o intervalo de tempo $mT_u \leq t < (m + 1)T_u$	33
3.5	Desmapeamento dos símbolos nas subportadoras.	36
3.6	Modulador OFDMA.	38
3.7	Demodulador OFDMA.	39
3.8	(a) Subportadoras, símbolos e símbolo OFDMA. (b) ISI e IBI.	41
3.9	Modulador SC-FDMA.	42
3.10	Seletividade em frequência do canal. (a) Sinal SC-FDMA. (b) Sinal OFDMA.	43
3.11	Demodulador SC-FDMA.	44
3.12	Estrutura interna de um <i>frame</i> do sistema LTE.	48

3.13	<i>Resource Grid</i> , a estrutura interna de um <i>slot</i>	49
3.14	Multiplexação dos usuários no sistema LTE. (a) No <i>downlink</i> a estação base divide a banda entre os usuário da rede. (b) No <i>uplink</i> cada usuário utiliza a sua banda para transmitir suas informações.	51
3.15	Diagrama de blocos do transmissor do <i>uplink</i> (SC-FDMA).	53
3.16	Diagrama de blocos do receptor do <i>uplink</i> (SC-FDMA).	57
3.17	Diagrama de blocos do transmissor do <i>downlink</i> (OFDMA).	60
3.18	Diagrama de blocos do receptor do <i>downlink</i> (OFDMA).	63
4.1	Sinal de referência em um <i>slot</i> de uma transmissão do PUSCH (prefixo cíclico normal).	66
4.2	Modulação SC-FDMA da sequência de treinamento e inserção de prefixo cíclico.	66
4.3	Primeiro período da função $\hat{R}_{XX}(\tau)$ das 6 sequências de comprimento 25 geradas. A sequência de índice $q = 5$ não é uma SZC, pois $q = 5$ e $N_{SZC} = 25$ não são primos entre si.	69
4.4	Primeiro período da função $\hat{R}_{XY}(\tau)$ de 4 sequências de Zadoff-Chu de comprimento 5.	70
4.5	Primeiro período da autocorrelação periódica de 4 SZCEs de comprimento 36.	75
4.6	Primeiro período da correlação cruzada periódica de 4 SZCEs de comprimento 36.	75
4.7	Rotação de fase de uma sequência de referência base.	76
4.8	Ortogonalidade entre SRFs de comprimento $N_{RS} = 60$, utilizando $N = 12$	78
4.9	Interferência entre SRFs de comprimento $N_{RS} = 60$ com $\alpha = 0$ e $\alpha = \frac{2\pi 6}{12}$	79
4.10	Organização das sequências de referência nos grupos.	83
5.1	Ilustração de um caso de <i>Inter-Cell Interference</i> : o Usuário 2 é um interferidor para o Usuário 1, pois ambos estão utilizando a mesma faixa de frequência.	88
5.2	Resultado das simulações com <i>Inter-Cell Interference</i> e sem MUI.	90
5.3	Ilustração de um caso de <i>Intra-Cell Interference</i> . Se a ortogonalidade entre as subportadoras é perdida, o Usuário 2 se torna um interferidor para o Usuário 1.	91
5.4	Resultado das simulações com apenas 1 usuário na célula (Sem MUI CSI) e com 5 usuários na célula (Intra CSI). Nessas simulações a ortogonalidade entre as subportadoras dos usuários foi mantida, portanto, não houve perda de qualidade na transmissão devido à <i>Intra-Cell Interference</i>	92

5.5	Resultado das simulações com apenas 1 usuário na célula (Sem MUI CSI) e com 5 usuários na célula (Intra CSI). Nessas simulações a ortogonalidade entre as subportadoras dos usuários não foi mantida, portanto, pode-se observar a perda de qualidade na transmissão devido à <i>Intra-Cell Interference</i>	93
5.6	Estimação de canal utilizando a sequência de referência antiga (Antiga) e as novas sequências de referência (SRFs).	105
5.7	Estimação de canal utilizando as novas sequências de referência definidas para o LTE (SRFs) e as sequências de referência baseadas em QPSK (QPSK).	107
5.8	Estimação de canal utilizando as novas sequências de referência definidas para o LTE (SRFs) e as sequências de referência baseadas em 8-PSK (PSK8).	108
5.9	Resultado das simulações com estimação de canal utilizando as novas sequências de referência definidas para o LTE (SRFs), as sequências de referência baseadas em QPSK, as sequências de referência baseadas em 8-PSK e a sequência de referência utilizada no projeto anterior (Antiga).	109
5.10	Resultados obtidos no Cenário 1 : sem codificação Turbo e sem <i>Inter-Cell Interference</i> . Comparação entre os tipos de modulação: QPSK, 16-QAM e 64-QAM.	112
5.11	Resultados obtidos no Cenário 2 : sem codificação Turbo e com <i>Inter-Cell Interference</i> . Comparação entre os tipos de modulação.	113
5.12	Resultados obtidos no Cenário 3 : foi utilizada a codificação Turbo e não foi considerada a <i>Inter-Cell Interference</i> . Comparação entre os tipos de modulação.	114
5.13	Resultados obtidos no Cenário 4 : foi utilizada a codificação Turbo e foi considerada a <i>Inter-Cell Interference</i> . Comparação entre os tipos de modulação.	115
5.14	Resultados obtidos no Cenário 5 : foi utilizada a codificação Turbo e não foi considerada a <i>Inter-Cell Interference</i> , porém, a estimação de canal foi realizada considerando-se o canal <i>flat fading</i> em um intervalo de $N = 4$ subportadoras, para fins de comparação com o Cenário 4 . Também é exibida a comparação entre os tipos de modulação.	116

Lista de Tabelas

1.1	Tabela ilustrativa com os principais sistemas de cada geração.	9
3.1	Relação entre a largura de banda (BW) e N_{RB}^{UL}	51
3.2	Possíveis tamanhos do prefixo cíclico (CP).	52
4.1	Sequências utilizadas em transmissões em banda estreita (1 <i>Resource Block</i>). . .	73
4.2	Sequências utilizadas em transmissões em banda estreita (2 <i>Resource Blocks</i>). . .	74

Capítulo 1

Apresentação

1.1 Introdução

A finalidade deste capítulo é apresentar uma visão geral do projeto realizado. Na Seção 1.2, o tema do projeto é apresentado. Na Seção 1.3, é feito um breve histórico das comunicações móveis e, durante esse histórico, o sistema LTE (*Long Term Evolution*) é brevemente descrito. É visto que o LTE é um sistema de terceira geração sendo uma evolução do sistema UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*). Em seguida, são descritos os objetivos do projeto e o que motivou a escolha desse tema. Para finalizar, são apresentadas a organização deste documento e as notações matemáticas utilizadas.

1.2 Tema: LTE

A sigla LTE (*Long Term Evolution*) refere-se a um sistema de comunicações móveis de terceira geração (3G).

O termo “comunicações móveis” abrange qualquer tipo de transmissão de informação feita entre uma estação base, como uma antena de uma operadora, e um terminal móvel, por exemplo, um telefone celular ou um computador. Essa informação pode ser voz¹ (numa conversa ao telefone) ou dados (*e-mails*, páginas da *internet*, entre outros).

O termo “terceira geração” refere-se à geração do sistema de comunicações

¹Na realidade, são transmitidos parâmetros relacionados à fala.

móveis, que, por sua vez, está relacionada com as taxas de transmissão atingidas por esse sistema. As comunicações móveis percorreram um longo caminho até chegar ao estado da arte atual. Um breve histórico dessa evolução é apresentado a seguir e mais detalhes podem ser encontrados em [1], [2] e [3]. Em resumo, pode-se dizer que existem três principais estágios, chamados de gerações, das comunicações móveis.

1.3 Um Breve Histórico

1.3.1 Primeira Geração

A primeira geração (1G) marcou o surgimento das comunicações móveis comerciais, isto é, elas deixaram de ser utilizadas exclusivamente para propósitos militares. Na primeira geração os sistemas suportavam apenas o serviço de comunicação por voz, isto é, conversa telefônica. Como a tecnologia digital ainda não era viável, todas as etapas da transmissão eram analógicas e, de modo geral, esse processo era bastante ineficiente. Isso gerava um alto consumo de energia que, conseqüentemente, exigia que os aparelhos possuíssem baterias de grande dimensão, o que os tornava pesados. Por esse motivo, no início da primeira geração a maior parte dos terminais era instalada em veículos [2].

1.3.2 Segunda Geração

A segunda geração (2G) caracterizou-se pela introdução de técnicas de comunicações digitais. Com o advento da tecnologia digital foi possível diminuir o consumo de energia e criar aparelhos menores e mais leves, logo, muito mais atraivos. Nesta geração, começaram os serviços de transmissão de pacotes de dados e, com isso, outros serviços, além da comunicação por voz, passaram a ser amplamente utilizados. O sistema de segunda geração mais utilizado mundialmente é o GSM (*Global System for Mobile Communications*).

No início, a taxa de transmissão dos sistemas não passava de 9,6 kbps (*kilobits* por segundo). Após as evoluções introduzidas pelo GPRS (*General Packet Radio Service*), pelo EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*) e pelo EDGE *Evolution*, as taxas de transmissão chegaram a 1,3 Mbps no *downlink* (transmissão da

estação base para o terminal móvel) e 653 kbps no *uplink* (transmissão do terminal móvel para a estação base). Essas são taxas de pico teóricas que se esperam de um usuário que está enviando ou recebendo dados utilizando a banda inteira, ou seja, nenhum outro usuário disputa os recursos de rádio com ele, também conhecidas como taxas de *throughput* da rede.

1.3.3 Terceira Geração

Com a crescente demanda por maiores taxas de transmissão, muitas pesquisas foram desenvolvidas e os sistemas de segunda geração se aperfeiçoaram. Na década de 80 [2], a ITU (*International Telecommunication Union*) começou um trabalho visando definir os requisitos de um sistema de terceira geração (3G). Esses requisitos foram definidos por um grupo de trabalho dentro da ITU, e determinavam as metas a serem alcançadas por um sistema de comunicações móveis para ser ele pudesse ser considerado 3G. Esse conjunto de padrões, denominado de IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications 2000*), ficou pronto em 1997 e define que para um sistema ser considerado 3G ele deve alcançar:

- 2 Mbps (*Megabits* por segundo) num cenário *indoor*, que é um cenário onde a mobilidade é muito pequena, por exemplo, dentro de um escritório;
- 144 kbps (*kilobits* por segundo) num cenário de pedestre, que é um cenário onde a mobilidade é moderada, por exemplo, um pedestre falando ao telefone;
- 64 kbps num cenário veicular, que é um cenário com alta mobilidade, por exemplo, um passageiro de ônibus falando ao telefone.

UMTS

Na década de 90, muito esforço foi feito por diversas organizações no sentido de desenvolver um sistema 3G. Como resultado, surgiram alguns sistemas que podiam ser considerados 3G, entre eles está o UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), o sistema europeu que, mais tarde, foi adotado por muitos outros países, inclusive o Brasil.

O UMTS é uma evolução do GSM. A arquitetura de rede desses dois sistemas possui muitas semelhanças. A principal diferença está na interface de rádio. O

UMTS utiliza a técnica de múltiplo acesso chamada WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*), enquanto o GSM utiliza um híbrido de TDMA (*Time Division Multiple Access*) com FDMA (*Frequency Division Multiple Access*).

O 3GPP e os *Releases*

No início de 1998, o ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) definiu o WCDMA como técnica de múltiplo acesso do UMTS. A padronização do WCDMA ocorria em paralelo no ETSI e na ARIB (*Association of Radio Industries and Businesses*)² até o final de 1998, quando foi formado o 3GPP (*Third Generation Partnership Project*).

O 3GPP é um projeto de parceria mundial criado através da união de diversas organizações, cada qual pertencente a um país,³ que trabalhavam na definição de padrões⁴ para sistemas de terceira geração. Essa união resolveu o problema de tentar manter, em várias regiões, desenvolvimentos paralelos de especificações compatíveis.

Esse projeto de parceria surgiu como o responsável pela criação das normas que definiriam um sistema 3G baseado numa evolução do GSM, conforme apresentado em [4]. Foi esse projeto que produziu as especificações técnicas do acesso de rádio baseado em WCDMA utilizado no UMTS, e, posteriormente, desenvolveu o HSPA (*High Speed Packet Access*) e o LTE (*Long Term Evolution*), sistemas que apresentam evoluções no sistema de acesso de rádio.

As especificações técnicas desenvolvidas pelo 3GPP são publicadas em documentos chamados *releases*. Um *release* pode conter especificações de um sistema inteiro ou de partes de um sistema. Os *releases* podem sofrer alterações após sua publicação, porém, no momento em que é reconhecido que ele já traz as melhorias esperadas, ele é congelado. Após ser congelado, um *release* não pode mais sofrer al-

²Organização que faz a padronização de sistemas de comunicações móveis no Japão.

³Com exceção do ETSI, que pertence a toda a Europa.

⁴Normas ou padrões são conjunto de especificações técnicas. No caso, essas especificações definem as características (por exemplo, as técnicas de transmissão a serem utilizadas) do sistema de comunicações móveis. Os padrões são muito importantes, pois ao seguir padrões está se garantindo a compatibilidade do sistema com outros sistemas (além da qualidade). Compatibilidade resulta em acessibilidade, que é uma característica muito importante para sistemas que desejam ganhar mercado.

terações e caso novas atualizações no sistema se tornem necessárias, um novo *release* é criado. Um quadro com os *releases* desenvolvidos pelo 3GPP desde o *Release* 99 até o *Release* 10 é mostrado na Figura 1.1.



Figura 1.1: Quadro apresentando os *releases* e alguns dos novos recursos presentes em cada um deles.

O *Release* 99, o primeiro relativo à terceira geração, contém todos os recursos necessários para que o acesso de rádio WCDMA cumpra os requisitos do IMT-2000.

Após o *Release* 5 foram alcançados grandes avanços na taxa de transmissão do WCDMA. O pacote HSDPA (*High-Speed Downlink Packet Access*), lançado nesse *release*, contém novos recursos para o *downlink* do acesso de rádio WCDMA. Já no *Release* 6, o *Enhanced Uplink*, também chamado de HSUPA (*High-Speed Uplink Packet Access*), contém novos recursos para o *uplink* do WCDMA. Os dois juntos formam o HSPA. No sistema HSPA, o acesso de rádio alcança taxas de transmissão de dados muito além dos valores estabelecidos pelo IMT-2000.

O *Release* 8 lançou o LTE, um sistema que utiliza novas técnicas no acesso de rádio e possui uma rede evoluída em relação aos sistemas anteriores, alcançando taxas de transmissão ainda mais elevadas. No *Release* 9, novas especificações foram feitas para o LTE. O 3GPP está atualmente desenvolvendo *Release* 10 e espera-se ter uma versão estável desse *release* ainda no primeiro semestre de 2011. Esse *release* define o *LTE-Advanced*, um sistema de quarta geração, conforme explicado mais

adiante, na Seção 1.3.4.

Um diagrama de alguns sistemas gerenciados atualmente pelo 3GPP é mostrado na Figura 1.2 [4].

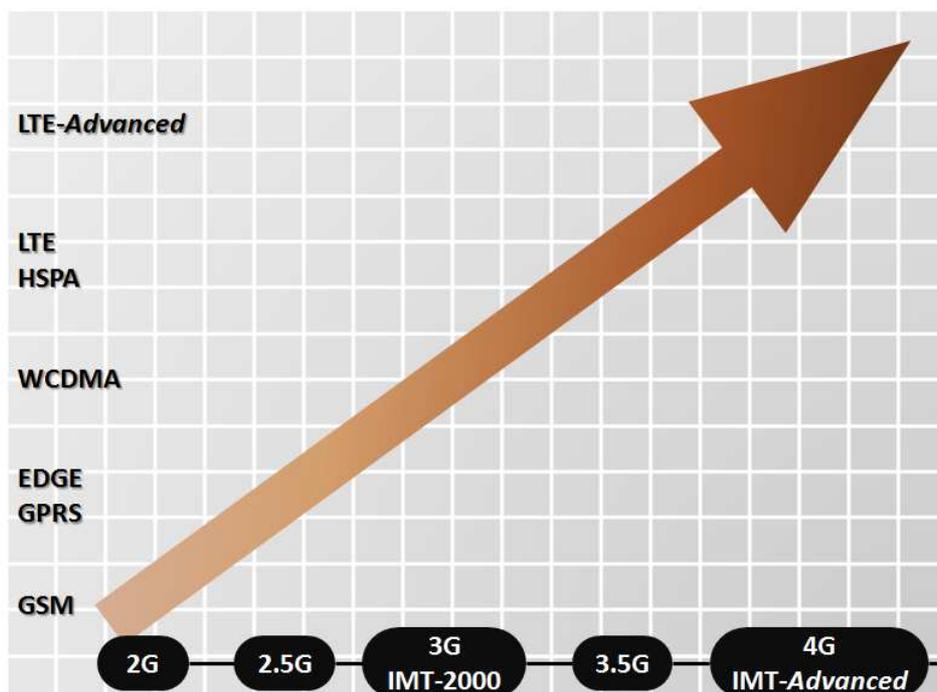


Figura 1.2: Gráfico ilustrativo apresentando as gerações de alguns sistemas que fazem parte do escopo de trabalho do 3GPP.

HSPA e LTE

Esses dois sistemas são evoluções do UMTS. Ambos foram definidos pelo 3GPP, mas carregam características distintas que serão explicitadas a seguir.

O HSPA é uma evolução natural do sistema UMTS. Melhorias foram feitas ao acesso de rádio WCDMA, definido pelo 3GPP, possibilitando alcançar maiores taxas. Nesse processo foi mantida a compatibilidade com terminais móveis de sistemas que utilizassem o WCDMA (por exemplo, terminais fabricados para UMTS) e também com terminais de versões anteriores desses sistemas (o HSPA é compatível com terminais do GSM, visto que o UMTS é uma evolução do GSM).

O LTE também é uma evolução do UMTS. Porém, enquanto no desenvolvimento do HSPA a arquitetura do sistema permaneceu quase inalterada, no desenvolvimento do LTE ocorreu uma evolução na arquitetura do sistema, conhecida

como SAE (*System Architecture Evolution*). O objetivo dos desenvolvedores do LTE foi alcançar taxas de transmissão bem maiores que as proporcionadas pelo HSPA e flexibilizar a utilização do espectro de frequências. Para isso, eles abriram mão da compatibilidade do sistema com terminais móveis de sistemas anteriores.

O desenvolvimento do LTE foi muito influenciado pelos trabalhos do 3GPP com o HSPA e o WCDMA. A filosofia do 3GPP foi, na verdade, utilizar o que o WCDMA e o HSPA têm de melhor e refazer as partes que necessitavam de atualizações devido à mudança de requisitos. Novos requisitos surgiram, como a flexibilidade na utilização do espectro, enquanto alguns deixaram de existir, por exemplo, a compatibilidade com os terminais móveis de sistemas anteriores. Além disso, ocorreram novos avanços nas tecnologias existentes. Tudo isso influenciou no desenvolvimento do LTE, que provavelmente será adotado pelos países que atualmente utilizam o sistema UMTS, inclusive o Brasil.

A principal novidade do LTE diz respeito às técnicas de múltiplo acesso utilizadas. Elas são: o OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*)⁵ e o SC-FDMA (*Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access*). Ambas podem ser vistas com detalhes em [1] e [2], e serão abordadas no Capítulo 3 deste projeto.

1.3.4 Quarta Geração

Um sistema de quarta geração (4G) se diferencia de um sistema de terceira geração principalmente pela taxa de transmissão que consegue atingir, pela alta eficiência espectral e pelas bandas de frequência que são utilizadas. A ITU criou um conjunto de padrões chamado de IMT-*Advanced*, encontrado em [5], que determina que para que um sistema possa ser considerado 4G ele tem de atingir as seguintes metas:

- Até 1 Gbps (*Gigabit* por segundo) de taxa de transmissão de pico em um cenário de baixa mobilidade;
- Até 100 Mbps de taxa de transmissão de pico em um cenário de alta mobili-

⁵O barateamento de componentes digitais que calculam a FFT (*Fast Fourier Transform*) tornou a modulação OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) mais atrativa comercialmente, o que influenciou na escolha do OFDMA como técnica de múltiplo acesso para o LTE.

dade.

Um projeto do 3GPP chamado *LTE-Advanced* está sendo desenvolvido e já é considerado pela ITU como um sistema 4G.

1.3.5 Evolução

A Tabela 1.1 ilustra a evolução dos sistemas de comunicações móveis através das gerações.

Atualmente o sistema LTE alcança taxas de até 326 Mbps para o *downlink* e 86 Mbps para o *uplink* numa banda de 20 MHz enquanto o HSPA consegue atingir até 168 Mbps para o *downlink* e 23 Mbps para o *uplink* numa banda de 20 MHz. Essas são taxas de *throughput* da rede, mais detalhes podem ser encontrados em [6].

1.3.6 IMT-2000, IMT-Advanced e as Gerações

Como foi visto neste capítulo os sistemas que cumprem as recomendações propostas pelo IMT-2000 são considerados de terceira geração (3G), enquanto os sistemas de que cumprem as recomendações propostas pelo IMT-Advanced são considerados de quarta geração (4G). Porém, não é bem assim que as coisas funcionam.

No mercado, o LTE é vendido como um sistema 4G, mesmo não cumprindo as recomendações definidas pelo IMT-Advanced. Essa classificação dos sistemas em 2G, 3G ou 4G se tornou uma questão de *marketing*. É possível que no futuro, com o lançamento do *LTE-Advanced*, o LTE passe a ser classificado como 3.5G (já que alcança taxas muito superiores às definidas no IMT-2000) e o *LTE-Advanced* ganhe o título de sistema 4G (pois cumpre as recomendações propostas no IMT-Advanced).

Neste projeto os sistemas classificados como 3G são os que cumprem o IMT-2000, e os classificados como 4G são os que cumprem o IMT-Advanced. Foi usada como referência a classificação do *site* do 3GPP [4], conforme ilustrado na Figura 1.2.

1.4 Objetivos

Este projeto foi feito com o objetivo de estudar o sistema LTE e trabalhar em um simulador que reproduz uma transmissão nesse sistema.

Tabela 1.1: Tabela ilustrativa com os principais sistemas de cada geração.

Geração	Requisitos	Comentários	Sistemas
1G	Sem requisitos oficiais.	<ul style="list-style-type: none"> • Sistema Analógico; • Começou na década de 50; • Apenas serviço de voz. 	<ul style="list-style-type: none"> • NMT (Nordic Mobile Telephony); • AMPS (Advanced Mobile Phone Service); • TACS (Total Access Communication System); • J-TACS (Japanese TACS).
2G	Sem requisitos oficiais.	<ul style="list-style-type: none"> • Sistema Digital; • Começou na década de 90; • Novos serviços como SMS (Short Message Service) e serviços que exigiam baixa taxa de transmissão de dados; • Taxas inicialmente a 9,6 kbps. 	<ul style="list-style-type: none"> • IS-95; • IS-136; • GSM (Global System for Mobile Communications).
3G	<p>O IMT-2000 da ITU exige:</p> <ul style="list-style-type: none"> • 64 kbps em movimento; • 144 kbps num cenário de pedestre; • 2 Mbps em um cenário <i>indoor</i>. 	<ul style="list-style-type: none"> • Sistema Digital; • Primeiro sistema surgiu no final da década de 90, mas os sistemas só começaram a ser implantados após o ano 2000. Em 2007 já existiam 190 redes operando em 40 países, segundo a GSA (The Global mobile Suppliers Association). 	<ul style="list-style-type: none"> • UMTS-HSPA; • LTE; • CDMA2000.
4G	<p>O IMT-Advanced da ITU exige:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Operar em canais de rádio de até 40 MHz • Alta eficiência espectral; • Até 1 Gbps de taxa de transmissão de pico em um cenário de baixa mobilidade; • Até 100 Mbps de taxa de transmissão de pico em um cenário de alta mobilidade. 	<ul style="list-style-type: none"> • Sistema Digital; • Primeiro sistema a ser considerado 4G foi o LTE-Advanced, em novembro de 2010. 	<ul style="list-style-type: none"> • LTE-Advanced.

O simulador em questão foi implementado em 2007 num projeto de outro aluno, encontrado em [1]. Como foi implementado em 2007, o simulador foi baseado no *Release 8*, que ainda não estava congelado. Neste projeto foi feita a atualização do simulador para o *Release 9*, que já se encontra congelado, e um estudo da interferência entre os usuários da rede, que não havia sido feito no trabalho de 2007.

1.5 Motivações

Comunicações móveis é uma área de pesquisa em desenvolvimento. Dentro dessa área, o LTE é o que há de mais atual, sendo o sistema do futuro, sucessor do UMTS. Já se tem notícias de implementações desse sistema em alguns países da Europa e ele provavelmente será adotado por muitos outros. Recentemente, o *LTE-Advanced*, uma evolução do LTE, foi reconhecido como o primeiro sistema 4G do mundo. Esses dois sistemas possuem muitas semelhanças. O pioneirismo desse sistema torna a pesquisa nessa área muito interessante. Além disso, adquirir conhecimento em uma área tão recente é vantajoso para engenheiros que desejam ingressar no mercado de trabalho.

Trabalhar no simulador do sistema é uma maneira de dar uma colaboração para a área acadêmica, visto que esse simulador ajudará no trabalho de pesquisadores e na familiarização de estudantes interessados na área.

1.6 Organização

Neste capítulo foi feita a apresentação do projeto, delimitando seu tema, os objetivos e as motivações.

No Capítulo 2 é feito um paralelo entre a arquitetura da rede do sistema HSPA e do LTE, abordando os principais elementos dessas redes e suas funções.

O Capítulo 3 explica a camada física do sistema LTE, camada que será simulada no projeto, apresentando as técnicas de processamento de sinais utilizadas e a alocação dos recursos de rádio para os usuários do sistema.

O tema principal do Capítulo 4 são as sequências de referência, que são utilizadas na estimação de canal. Nesse capítulo, é feito um estudo dessas sequências e suas propriedades são apresentadas. A atualização das sequências de referências

utilizadas no simulador foi necessária para que ele ficasse em conformidade com o *Release 9* do 3GPP.

No início do Capítulo 5 são apresentados cenários com mais de um usuário. A interferência entre os usuários do sistema é estudada nesse capítulo. São abordados os tipos de interferências geradas no sistema e a influência da interferência na qualidade da transmissão. Nesse capítulo também é apresentada a estimação de canal. Essa técnica, utilizada nos sistemas de comunicações móveis, visa a estimar degradações causadas pelo canal ao sinal transmitido. Ao final desse capítulo é mostrado como uma sequência de referência adequada pode melhorar a qualidade da estimação de canal num cenário de interferência entre os usuários.

O Capítulo 6 encerra o trabalho trazendo uma conclusão acerca de tudo que foi estudado, aprendido e realizado neste projeto.

1.7 Notação Utilizada

A notação utilizada nesse trabalho é a seguinte:

- Matrizes são representadas por letras maiúsculas, em negrito e itálico (\mathbf{A});
- Vetores são representados por letras minúsculas em negrito e itálico (\mathbf{a});
- Escalares são representados por letras maiúsculas ou minúsculas, apenas em itálico (a ou A);
- \mathbf{I}_N denota a matriz identidade $N \times N$;
- Os símbolos \mathbb{R} e \mathbb{C} representam os corpos real e complexo, respectivamente;
- O símbolo \mathbb{N} representa conjunto dos números naturais, neste projeto foi considerado que esse conjunto inclui o número 0;
- A norma euclidiana é denotada por $\|\cdot\|_2$;
- O símbolo $\{\cdot\}^H$ denota o complexo conjugado transposto, enquanto que $\{\cdot\}^T$ é somente a transposição e $\{\cdot\}^*$ é somente o complexo conjugado.

Capítulo 2

Arquitetura de Rede

2.1 Introdução

Com a finalidade de apresentar uma visão geral do sistema no qual o presente trabalho está inserido, neste capítulo são abordadas as arquiteturas de rede do sistema HSPA (*High Speed Packet Access*) e do LTE (*Long Term Evolution*), mostrando suas semelhanças e diferenças.

A macroestrutura dos sistemas é apresentada na Seção 2.2. Na Seção 2.3, a arquitetura de rede do sistema HSPA é abordada. Na Seção 2.4, é apresentada a arquitetura de rede do sistema LTE. A Seção 2.5 não está relacionada diretamente com o projeto, mas contém algumas informações adicionais sobre esses dois sistemas. Essa seção aborda a diferença entre os dois sistemas ao lidar com a mobilidade e mostra como é feita a conexão entre suas redes.

2.2 Macroestrutura da Rede

Conforme ilustrado na Figura 2.1, a arquitetura de rede de sistemas de comunicações móveis pode ser dividida em dois blocos fundamentais: Rede de Núcleo (CN, do inglês *Core Network*) e Rede de Acesso de Rádio (RAN, do inglês *Radio Access Network*).

De maneira geral, a CN realiza o roteamento da informação transmitida e algumas outras funções relacionadas com esse roteamento, tais como:

- Serviço tarifário;

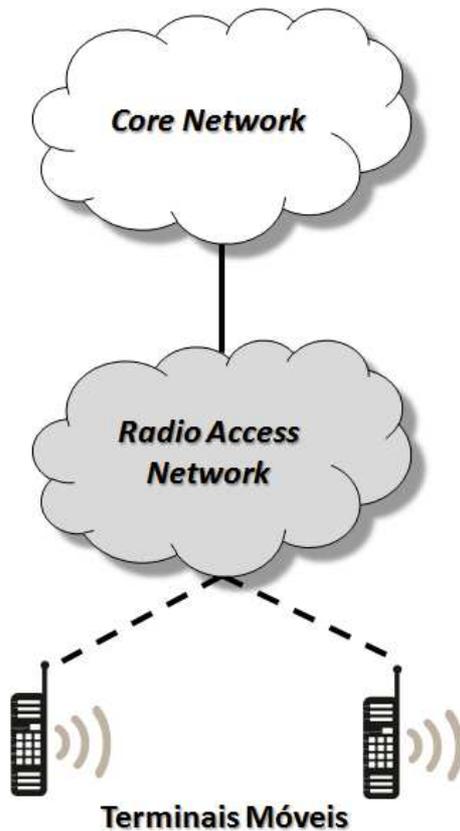


Figura 2.1: Divisão da arquitetura de rede dos sistemas GSM/GPRS, UMTS, HSPA e LTE.

- Gerenciamento de assinantes (autenticação);
- Gerenciamento de mobilidade (rastreamento de usuários em *roaming* na rede local e em outras redes);
- Gerenciamento de titulares e tratamento de QoS (*Quality-of-Service*);
- Política de controle do fluxo de dados do usuário;
- Interconexão com redes externas.

A RAN faz a interface entre os terminais móveis e a CN, como ilustrado na Figura 2.1. Os terminais móveis são comumente chamados de MS (*Mobile Station*), para os sistemas 2G, ou de UE (*User Equipment*), para sistemas 3G (como é o caso do LTE). Fazem parte da RAN funções como:

- Codificação, *interleaving*, modulação e outras funções típicas da camada física;

- ARQ (*Automatic Repeat reQuest*), compressão do cabeçalho e outras funções da camada de enlace;
- Gerenciamento dos recursos de rádio (RRM, do inglês *Radio Resource Management*), *handover*¹ e outras funções típicas do controle dos recursos de rádio.

Além das funções já mencionadas, existem ainda as funções de segurança, tais como encriptação e proteção da integridade, que podem estar distribuídas entre a RAN e a CN, ou estar apenas na RAN, dependendo do sistema. Para o sistema HSPA, elas estão concentradas na RAN. Já no LTE, elas estão distribuídas: a segurança da sinalização da RAN² e as funções do plano de segurança do usuário (encriptação dos dados) estão na RAN, enquanto as chamadas funções de segurança NAS (*Non-Access Stratum*)³ são feitas na CN.

2.3 HSPA

Tanto a rede do sistema HSPA quanto a rede do sistema LTE se originaram da rede do UMTS. Porém, enquanto a rede do HSPA mantém algumas características da rede do UMTS, a rede do LTE apresenta inovações em relação à sua antecessora. Por isso, a comparação entre as redes HSPA e LTE torna mais evidente os avanços presentes na última. Portanto, apesar de não ser o foco do projeto, é interessante apresentar a arquitetura de rede do HSPA. Isso é feito nas subseções a seguir.

2.3.1 *Radio Access Network* (RAN)

Um diagrama que representa a RAN do sistema HSPA é mostrado na Figura 2.2. Como pode ser visto nessa figura, a RAN do HSPA é constituída de dois

¹*Handover* é o procedimento empregado em redes sem fio para tratar da transição de um terminal móvel de uma célula para a outra de forma transparente ao usuário. Portanto, esse procedimento está relacionado com a mobilidade.

²A segurança da sinalização da RAN envolve funções de encriptação e proteção da integridade da sinalização originada na RAN e com destino ao equipamento do usuário.

³As funções de segurança NAS envolvem encriptação e proteção da integridade da sinalização originada na CN com destino ao equipamento do usuário.

tipos de nó fundamentais: o RNC (*Radio Network Controller*) e o NodeB, nó que se conecta às antenas da célula [2].

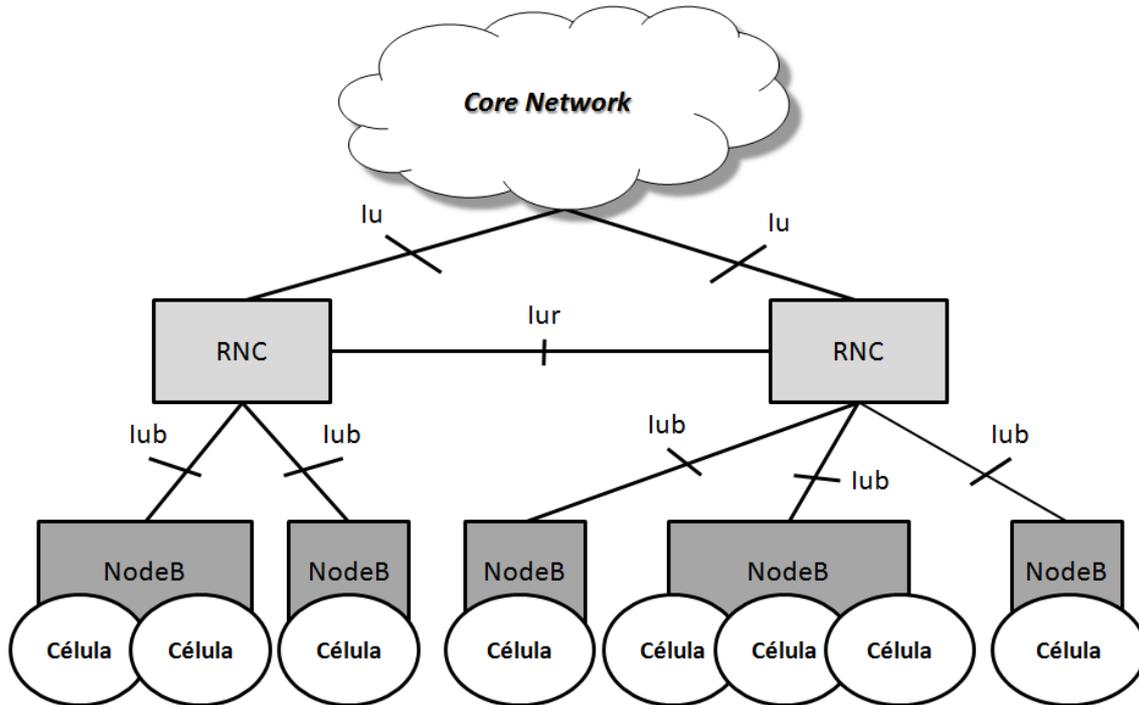


Figura 2.2: Rede de Acesso de Rádio do sistema HSPA.

O RNC é o nó que conecta a RAN à CN através da interface Iu. Ele pode controlar diversos NodeBs e é ele que gerencia os recursos de rádio utilizados pelos usuários. Um RNC pode se conectar a qualquer outro RNC da sua rede através da interface Iur. Mais detalhes sobre as funções do RNC podem ser encontrados em [2].

O NodeB é um nó lógico que manipula a transmissão e a recepção de um conjunto de células. Um NodeB se conecta a um RNC pela interface Iub. Em contraste com um RNC, que pode se vários RNCs da rede, um NodeB só pode se conectar a um único RNC. Esse RNC irá controlar o NodeB e será o detentor dos seus recursos de rádio. O NodeB pode controlar diversas antenas, mesmo se elas estiverem em sítios diferentes. Isso faz com que ele se diferencie da *Base Transceiver Station* (BTS) e da *Base Station* (BS) dos sistemas anteriores, por isso esse novo nome, NodeB.

2.3.2 Core Network (CN)

O HSPA utiliza a CN do UMTS que, por sua vez, se originou do GSM/GPRS e, por isso, as CNs do HSPA e do GSM/GPRS possuem os mesmos tipos de nó. O que muda de uma para a outra são as interfaces utilizadas entre a CN e a RAN. Essa diferença ocorre porque no sistema GSM/GPRS as células são visíveis para a CN, o que exige que a CN seja atualizada sempre que uma nova célula é adicionada ao sistema. Já no HSPA, as células são invisíveis para a CN.

A Figura 2.3 mostra a CN do HSPA. Como pode-se ver nessa figura, essa CN é formada por dois domínios distintos, o domínio de comutação por circuitos (CS, do inglês *Circuit-Switched*), que contém o MSC (*Mobile Switching Center*), e o domínio de comutação por pacotes (PS, do inglês *Packet-Switched*), que contém o *Serving GPRS Support Node* (SGSN) e o *Gateway GPRS Support Node* (GGSN). A interface Iu_cs liga a RAN ao MSC e a Iu_ps liga a RAN ao SGSN.

O HLR (*Home Location Register*) é um banco de dados na rede da operadora, comum aos dois domínios. Nele estão os dados dos usuários que estão cadastrados naquela rede e é no HLR que se controlam suas localizações, o HLR também contém informações sobre os serviços prestados a eles, a localização atual do cartão SIM (*Subscriber Identity Module*) ou USIM (UMTS SIM) desses usuários, isto é, em que local ou área de roteamento está registrado o terminal ao qual o cartão SIM/USIM está conectado no momento, entre outras. O HLR é conectado aos MSCs via interfaces C e D, enquanto a interface utilizada entre ele e o SGSN é a Gr.

O MSC é uma espécie de roteador de informação da parte CS da rede. Ele é utilizado para conectar chamadas à rede de telefonia fixa (PSTN, do inglês *Public Switched Telephone Network*). O MSC e toda a rede CS utilizam funções ISDN (*Integrated Service Digital Network*) como mecanismo de chaveamento, então a sinalização para esse nó é baseada em ISDN.

O SGSN e o GGSN fazem o mesmo papel do MSC, porém na parte PS da rede. O SGSN se conecta ao GGSN através das interfaces Gn ou Gp. O GGSN se conecta, via interface Gi, a uma rede PS externa (por exemplo, a Internet), ao domínio da operadora ou ao IMS (*IP Multimedia Subsystem*). As redes PS utilizam roteamento IP (*Internet Protocol*), por isso aparecem na Figura 2.3 com o nome de “Rede IP”.

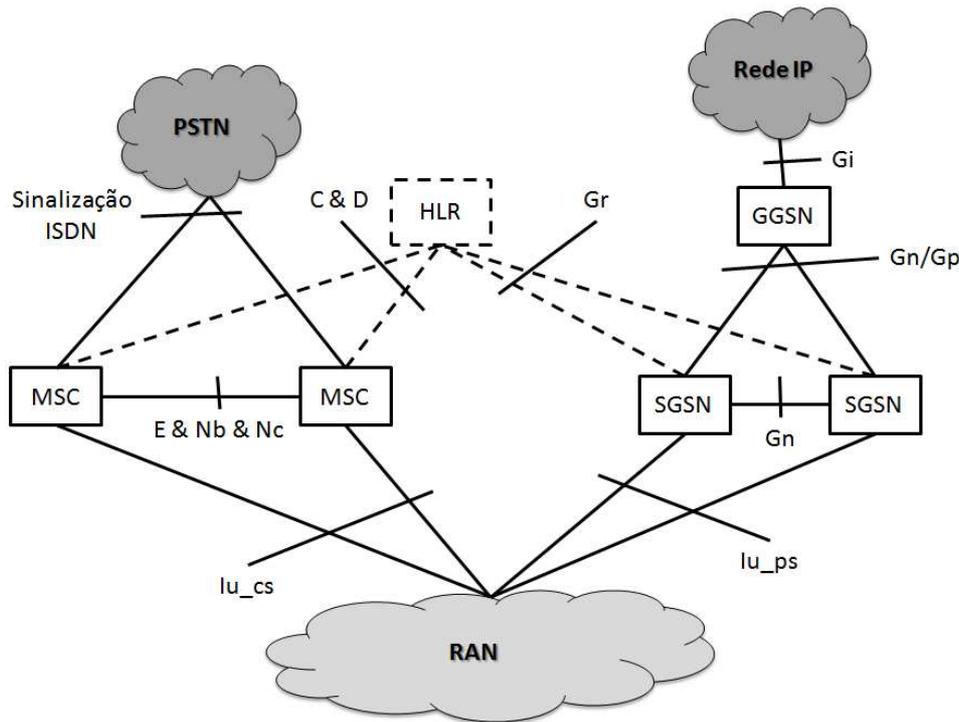


Figura 2.3: Rede de Núcleo do sistema HSPA.

2.3.3 Conexão entre CN e RAN

O RNC pode se conectar a diversos SGSNs ou MSCs, o que é muito útil no caso de um nó da rede ficar indisponível. Nessa configuração, as conexões do terminal são distribuídas entre vários SGSNs ou MSCs e, com isso, se ocorrer algum problema com um deles, os outros podem manter o terminal conectado à rede.

2.4 LTE

2.4.1 *Radio Access Network* (RAN)

Um diagrama que representa a RAN do sistema LTE é mostrado na Figura 2.4. Como pode ser visto nessa figura, ao contrário da RAN do HSPA, a RAN do LTE só utiliza um tipo de nó fundamental, o eNodeB [2]. A filosofia de utilizar o menor número possível de nós foi implementada no LTE tanto para a RAN quanto para a CN.

Os eNodeBs são encarregados por todos os grupos de células. Similarmente ao NodeB do HSPA, as células de um eNodeB não precisam usar todas o mesmo sítio

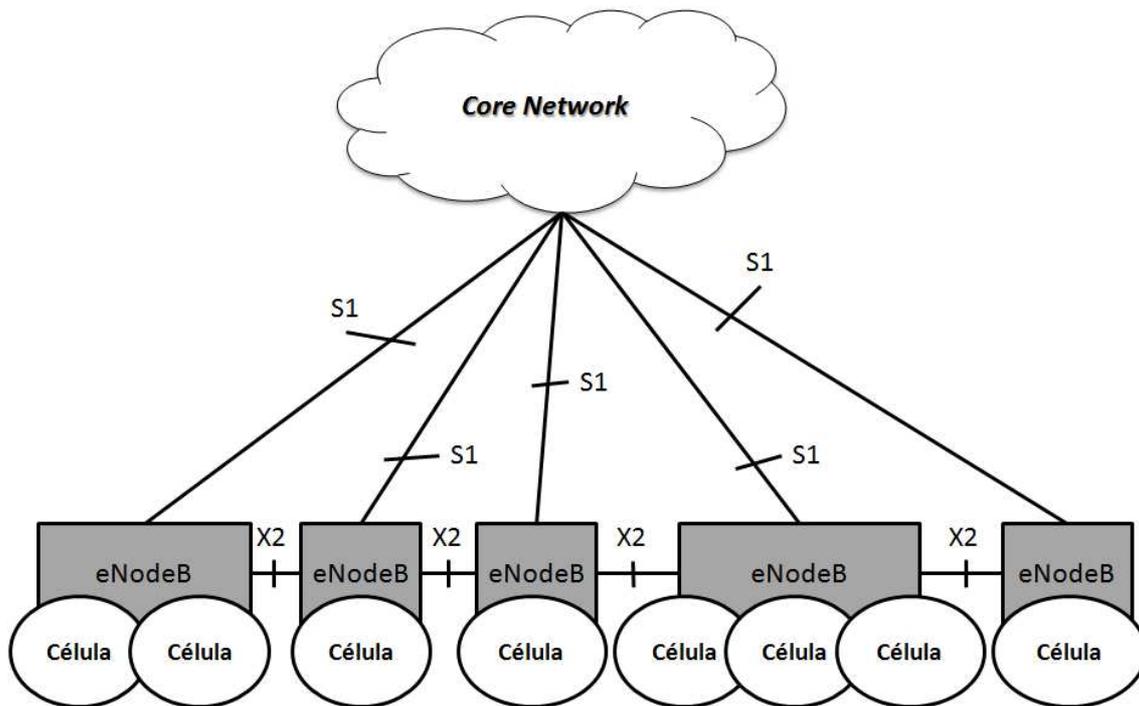


Figura 2.4: Rede de Acesso de Rádio do sistema LTE.

de antenas. Um eNodeB, por englobar todas as funcionalidades de um NodeB, é mais complexo, visto que ele possui também a maioria das funcionalidades do RNC.

Um eNodeB tem como funções: fazer o RRM em suas células, decidir sobre o *handover* e tomar decisões a respeito do escalonamento⁴ tanto no *downlink* quanto no *uplink*. Ele também exerce as funções clássicas da camada física: codificação, decodificação, modulação, demodulação, *interleaving*, *de-interleaving*, entre outras. Além disso, também coordena dois mecanismos de retransmissão: o HARQ (*Hybrid ARQ*) e um ARQ externo.

Um eNodeB se conecta à CN via interface S1, essa interface é similar à Iu utilizada no HSPA. Na conexão com outros eNodeBs a interface utilizada é a X2, que possui muitas semelhanças com a Iur do HSPA. A interface X2 poderia conectar um eNodeB da rede com qualquer outro, porém como o mecanismo de mobilidade do LTE é diferente do utilizado no HSPA, já que não existe um nó âncora⁵ na RAN

⁴O escalonador define como os recursos de rádio são distribuídos entre os usuários da rede.

⁵A função do nó âncora é combinar ou separar o fluxo de dados do conjunto ativo de células, células de onde vêm os dados recebidos dos usuários ou para onde vão os dados a serem enviados para eles.

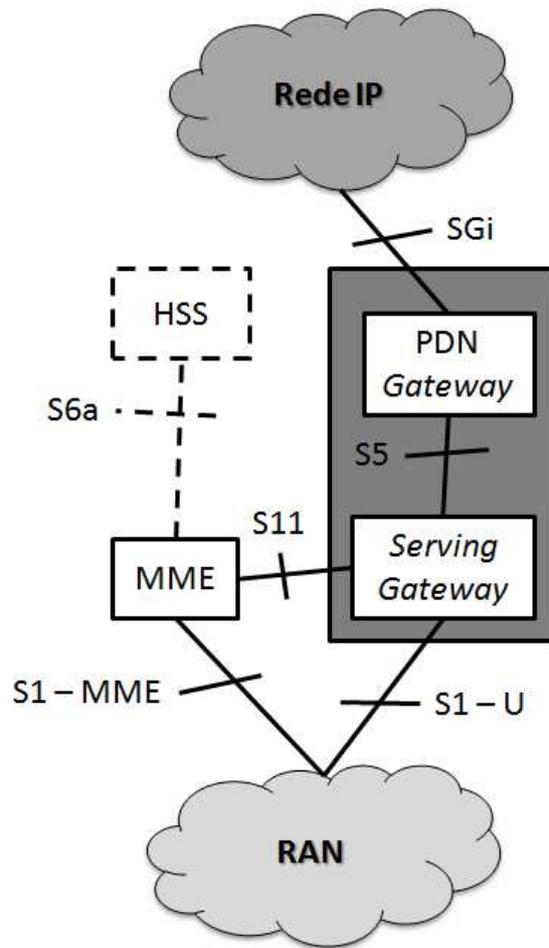


Figura 2.5: CN do sistema LTE.

do LTE, pois este se localiza na CN, a interface X2 só é utilizada entre eNodeBs que possuem células vizinhas.

2.4.2 Core Network (CN)

Paralelamente ao desenvolvimento da RAN do LTE, começou a ser desenvolvida uma nova CN para o sistema. A esse trabalho de evolução da arquitetura do sistema deu-se o nome de SAE (*System Architecture Evolution*). As alterações em relação à CN antiga⁶ foram significativas. Por isso, a essa nova CN denominou-se de EPC (*Evolved Packet Core*). Um esquemático do EPC é mostrado na Figura 2.5.

Essa CN foi desenvolvida seguindo a filosofia do sistema LTE de menor

⁶A CN do LTE derivou da CN do UMTS, que possui os mesmos nós que a CN do sistema GSM/GPRS.

número possível de nós. Ela só possui o domínio de comutação por pacotes. As funcionalidades de seus nós são descritas a seguir:

- *Mobility Management Entity* (MME): é o nó do plano de controle do EPC;
- *Serving Gateway*: é o nó do plano de usuário que conecta o EPC à RAN do LTE;
- *Packet Data Network Gateway* (PDN Gateway): é o nó do plano de usuário que conecta o EPC à Internet utilizando a interface SGi;
- *Home Subscriber Server* (HSS): é o nó que contém um banco de dados e tem a mesma função do HLR (visto na Subseção 2.3.2).

Os nós PDN Gateway e Serving Gateway (marcados com um contorno cinza) podem ser configurados como um único nó, reduzindo ainda mais o número de nós da rede.

A interface entre a RAN e os Serving Gateway é a S1-U, ela é similar à Iu_{ps} utilizada no HSPA. Entre a MME e a RAN existe a interface S1-MME, que não é muito diferente da Iu do HSPA. A S11 é a interface utilizada pelo MME para controlar o Serving Gateway. A S5 liga o Serving Gateway ao PDN Gateway. Quando esses dois nós são configurados como um único nó a interface S5 existe, mas é interna ao nó. No caso em que o Serving Gateway e o PDN Gateway pertencem a diferentes operadoras a interface S8 (muito semelhante à S5) é utilizada entre esses nós. A S6a conecta a MME com o HSS, ela é uma evolução da Gr utilizada pelo HSPA.

2.4.3 Conexão entre CN e RAN

Um eNodeB pode se conectar a diversos nós MME e Serving Gateway do EPC. Isso é muito vantajoso para o sistema, pois as conexões do terminal são distribuídas entre vários nós do EPC e, com isso, se ocorrer algum problema com um deles, os outros podem manter o terminal conectado à rede. Além disso, escalar a rede fica mais fácil, uma vez que novos nós podem ser adicionados ao EPC quando é necessário o aumento do tráfego de informação e não é necessário aumentar a área de cobertura.

2.5 HSPA e LTE: Considerações Finais

2.5.1 Mobilidade

A maneira de lidar com a mobilidade talvez seja a maior diferença entre o LTE e o HSPA.

No LTE, o nó âncora é o PDN *Gateway*, que fica na CN. O PDN *Gateway* que controla o plano de usuário do terminal não muda durante a conexão. O PDN *Gateway* assume, assim, o papel do GGSN do sistema HSPA. Porém, é o *Serving Gateway* que se conecta ao eNodeB e, portanto, é ele quem precisa ser atualizado dependendo do eNodeB de destino dos pacotes do usuário. Portanto, atualizações são necessárias em nós da CN quando há mobilidade, por isso, dizemos que a CN enxerga a mobilidade.

No HSPA, cada RNC da rede pode se conectar com todos os outros RNCs da mesma rede utilizando a interface Iur [2]. Isso possibilita que um RNC seja o nó âncora para um terminal móvel. Sendo assim, a mobilidade pode ser feita de maneira que a CN não enxergue esse processo. Isso porque é o RNC que se conecta ao NodeB e, por isso, é o RNC que precisa ser atualizado se houver mobilidade. Portanto, a mobilidade é feita toda na RAN sendo invisível para a CN.

Essa é uma grande diferença entre o LTE e o HSPA, pois no HSPA o RNC esconde a mobilidade da CN, enquanto no LTE é a CN que coordena a mobilidade através do *Serving Gateway*.

2.5.2 Conexão entre as Redes

A rede LTE/SAE foi desenvolvida recentemente e não é compatível com terminais móveis de sistemas anteriores. Portanto, uma boa estratégia para migrar do sistema WCDMA/HSPA para o sistema LTE/SAE é implantar, dentro da área de cobertura do sistema WCDMA/HSPA, ilhas⁷ onde funcione o novo sistema. Ou seja, para fazer uma migração gradativa para a nova tecnologia existente, será necessário primeiramente introduzir redes LTE/SAE dentro de redes WCDMA/HSPA. Quando uma rede LTE/SAE estiver sendo introduzida em uma rede WCDMA/HSPA já exis-

⁷Pequenas áreas onde existe cobertura de sinal para o sistema LTE/SAE.

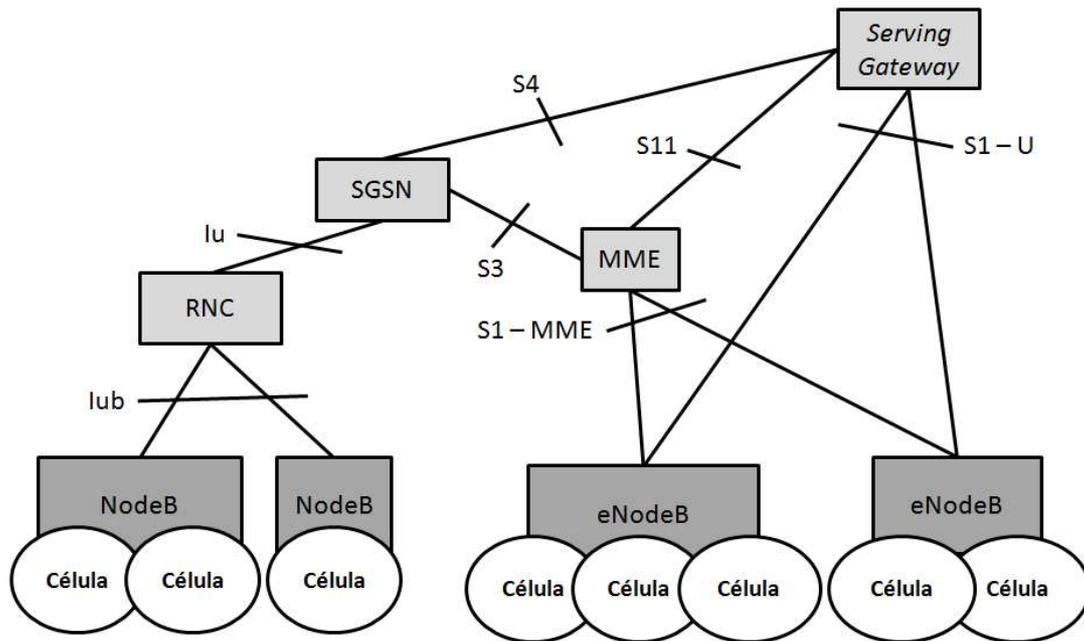


Figura 2.6: Conexão entre os sistemas HSPA e LTE.

tente, o *handover* entre essas duas redes será uma operação necessária para muitas operadoras. A Figura 2.6 ilustra como deve ser feita a conexão entre uma rede HSPA e uma rede LTE.

Como visto em [2], para possibilitar a conexão entre essas duas redes, é necessário permitir que a CN do WCDMA/HSPA se conecte ao EPC. De fato, é o SGSN da CN do WCDMA/HSPA que é conectado ao EPC, tanto ao *Serving Gateway* quanto ao PDN *Gateway*.

O PDN *Gateway* faz o papel do GGSN quando o tráfego é roteado através da RAN do WCDMA/HSPA, utilizando a interface S4 (que é baseada na interface Gn/Gp entre o GGSN e o SGSN). Quando o tráfego é roteado através da RAN do LTE, o PDN *Gateway* faz o seu papel normal. Isso é possível pois o PDN *Gateway* mantém guardado o endereço IP do terminal do usuário.

As partes do plano de controle do EPC (que estão no MME) não são utilizadas quando o terminal está conectado à RAN do WCDMA/HSPA. Ao invés disso, os protocolos da CN do SGSN é que são utilizados. Dessa maneira, são necessárias apenas mudanças mínimas à parte de comutação por pacotes da CN do WCDMA/HSPA para que seja possível um *handover* rápido e suave tanto do WCDMA/HSPA para o LTE/SAE quanto no sentido contrário.

Quando é necessário um *handover* do HSPA para o LTE, a conexão é passada do SGSN para o MME e o *Serving Gateway*. Isso é feito através da interface S3, localizada entre o MME e o SGSN. A interface S3 é baseada na interface Gn, utilizada entre os SGSNs para realocação. Por isso, o processo de *handover* é parecido com uma realocação de SGSN.

2.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi feita uma breve apresentação de como a rede LTE é estruturada. O presente projeto trata especificamente da camada física do sistema LTE, que será explicada com maiores detalhes no próximo capítulo. A camada física é parte da RAN, ela é a camada onde ocorrem transmissões de dados entre o terminal móvel e o eNodeB, ou melhor, entre o terminal móvel e a antena de uma célula, já que um eNodeB pode controlar mais de uma antena.

Capítulo 3

LTE: Camada Física

3.1 Introdução

Neste capítulo é estudada a camada física do sistema LTE. Ela é a primeira das sete camadas definidas pelo modelo OSI (*Open Systems Interconnection*) de redes e diz respeito à transmissão de dados através de um meio físico (cabos, ar, entre outros). O simulador estudado neste projeto reproduz a transmissão de dados nessa camada.

Na Seção 3.2 é feita a apresentação da camada física, explicando o conceito e os problemas encontrados em transmissões nessa camada. O método de múltiplo acesso do sistema LTE é estudado na Seção 3.3. A Seção 3.4 apresenta a estrutura na qual os dados são organizados durante as transmissões na camada física. As principais especificações técnicas do acesso de rádio estão presentes nessa seção. Na Seção 3.5 e na Seção 3.6 são estudados os canais de dados de *uplink* e de *downlink*, respectivamente. O canal de dados de *uplink* é o canal reproduzido pelo simulador que foi atualizado neste projeto.

3.2 Apresentação da Camada Física

A camada física é a primeira, ou seja, é a camada de nível mais baixo, das sete camadas definidas no modelo OSI de redes [7]. Ela diz respeito à transmissão da informação através de um meio físico. Na área de telecomunicações o termo “canal” é utilizado para denominar o meio pelo qual a informação trafega. Portanto, a

principal função da camada física é garantir que a informação enviada, após passar pelo canal, seja recuperada pelo receptor com o menor número possível de erros. Dentre os principais aspectos/funcionalidades da camada física estão [7]:

- Transmissão de *bits* ou símbolos, por meio de ondas eletromagnéticas, através do canal;
- Especificações técnicas
 - Elétricas
 - * Amplitude dos sinais elétricos envolvidos no processo;
 - Mecânicas
 - * Tamanho máximo do cabo;
 - * Altura da antena;
 - Referentes à interface de rádio
 - * Espectro de frequências alocado para a transmissão;
 - * Potência do sinal a ser transmitido;
 - * Duração do sinal;
 - * Como a conexão é estabelecida e finalizada;
 - * Taxa de *bits* atingida pela interface de rádio;
- Modulação;
- Multiplexação;
- Equalização;
- Codificação de canal;
- Estimação de canal.

3.2.1 Objetivos do LTE

Como já foi dito, é no projeto da camada física que são definidas as especificações técnicas referentes à transmissão da informação através do canal. Algumas especificações referentes à camada física do sistema LTE, que podem ser encontradas em [1] e [8], estão listadas a seguir:

- Taxas de transmissão de pico em uma banda de 20 MHz:
 - 100 Mbps para o *downlink*;
 - 50 Mbps para o *uplink*;
- Possibilitar pelo menos 200 usuários ativos por célula, para alocações de espectro de até 5 MHz;
- Cobertura de sinal com desempenho aceitável em uma célula de 100 km de raio;
- Compatibilidade* com outros sistemas, tais como GSM/GPRS, UMTS e HSPA;
- Possibilitar alocação de espectro em diferentes larguras de faixa de frequência, incluindo 1,25 MHz, 1,6 MHz, 2,5 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz e 20 MHz tanto no *uplink* quanto no *downlink*.

Essas foram metas adotadas no primeiro *release* do sistema. Atualmente, o LTE supera as taxas de transmissão de pico citadas acima, conforme apresentado na Subseção 1.3.5 do Capítulo 1. Além disso, ocorreram mudanças nas larguras de faixa de frequência definidas para o sistema. As larguras de faixa utilizadas atualmente são: 1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz e 20 MHz tanto no *uplink* quanto no *downlink* [4].

*No Capítulo 1 foi dito que o LTE não é compatível com os terminais móveis de sistemas anteriores. Isso significa que um terminal móvel fabricado para um sistema anterior não é capaz de se comunicar com uma antena do sistema LTE. O HSPA, por outro lado, é feito de maneira compatível com terminais móveis de sistemas anteriores. Isso é uma vantagem do sistema HSPA, pois, com isso, é possível que os equipamentos das bases já instaladas sejam modificados para possuírem as novas funcionalidades do HSPA, enquanto continuam sendo capazes de fornecer os serviços antigos para terminais de sistemas anteriores (tais como GSM/GPRS e UMTS). O LTE não fornece essa possibilidade.

*Apesar do LTE não ser compatível com terminais móveis de sistemas anteriores, o LTE é compatível com os sistemas anteriores. Ou seja, a rede LTE pode ser conectada à redes de outros sistemas, tais como tais como GSM/GPRS, UMTS

e HSPA. Com isso, é possível o *handover* entre o sistema LTE e esses outros sistemas. Porém, o terminal móvel deve ser fabricado de maneira a ser capaz de se comunicar com os dois sistemas (com o LTE e com o sistema para qual está sendo feito o *handover*).

3.2.2 Efeitos do Canal sem Fio

Na camada física ocorre a transmissão do sinal através do canal. Nos sistemas de comunicações móveis o canal utilizado é o canal sem fio (aéreo). Portanto, nesses sistemas, o sinal (onda eletromagnética) trafega pelo ar entre o transmissor e o receptor. Por isso, esse sinal está sujeito a diversos tipos de degradação, que podem ser causadas por muitos motivos, por exemplo, variações climáticas, interferências de outros serviços que utilizam o mesmo canal, obstáculos no caminho percorrido pelo sinal, entre outros.

Os principais efeitos observados no canal aéreo são [1] [9]:

Perda ao longo do caminho (*path loss*) É a atenuação que a onda sofre devido à distância que ela percorre entre o transmissor e o receptor. Sabe-se que quanto maior a distância percorrida pelo sinal, maior a atenuação sofrida por ele e, além disso, quanto maior for a frequência da onda, mais rapidamente ela se atenua ao longo do espaço [10].

Shadowing É um desvanecimento (*fading*) causado pela obstrução da linha de visada direta entre o transmissor e o receptor.

Desvanecimento por multi-percurso (*multipath fading*) É um desvanecimento que ocorre devido aos vários caminhos percorridos pelo sinal para chegar ao receptor. A Figura 3.1(a) ilustra esse efeito. Considere que o transmissor enviou um sinal e ele chegou ao receptor percorrendo o menor caminho, a linha de visada direta, num determinado instante de tempo. Com um certo atraso, chegarão ao receptor versões desse sinal que percorreram outros caminhos, por exemplo, refletindo em prédios ou montanhas. Portanto, se o transmissor enviar sinais em intervalos de tempo muito curtos, o sinal que chega ao receptor sofrerá interferência de versões atrasadas dos sinais que chegaram ao receptor anteriormente.

Do ponto de vista do processamento de sinais, o canal pode ser modelado como um filtro. Para representar o efeito do *multipath fading* o canal é modelado como um filtro com memória. O sinal é uma onda eletromagnética, por isso ele sofre atenuação ao longo do caminho (*path loss*). Portanto, o que ocorre é que a resposta ao impulso do canal tende a ficar menor com o tempo. Isso porque quanto maior for o percurso percorrido pelo sinal maior o tempo que ele leva para chegar ao receptor e maior a atenuação sofrida por ele (*path loss*). Em um determinado momento a resposta ao impulso do canal terá um valor muito pequeno, portanto o canal pode ser aproximado por um modelo com memória finita. O que se faz é utilizar um filtro com memória finita (FIR, do inglês *Finite-duration Impulse Response*) para modelar o canal.¹

O sinal transmitido pode ser modelado como vetor de símbolos (no caso discreto). O sinal que chega ao receptor é a convolução entre a resposta ao impulso do canal e o sinal transmitido [11], somada com ruído aditivo (na saída do canal). A interferência entre os símbolos que já chegaram ao receptor e o símbolo que está chegando pode ser vista, matematicamente, através da soma de convolução.

Essa interferência é denominada ISI (*Inter-Symbol Interference*). Nos sistemas de comunicações móveis a informação é enviada em blocos. A interferência entre símbolos pertencentes a blocos diferentes é denominada IBI (*Inter-Block Interference*).

Além desses problemas, o *multipath fading* também faz com que o canal apresente seletividade em frequência, como mostrado na Figura 3.1(b). A seletividade em frequência pode ser observada aplicando-se a Transformada de Fourier à resposta ao impulso do canal.

Em resumo, o *multipath fading* faz com que o canal tenha memória, portanto faz com que o canal apresente seletividade em frequência. No modelo matemático, o que se observa é que a memória do canal faz com que ocorra ISI e IBI, ou seja, esses problemas são consequências do *multipath fading*.

¹Quanto maior for a frequência do sinal mais rápido ele é atenuado, logo, os efeitos causados pelo multi-percurso são menores, ou seja, a memória do canal diminui. Por outro lado, a visada direta se faz cada vez mais necessária e o sinal transmitido necessita de cada vez mais potência.

Ruído Aditivo O sinal $y(n)$ que chega ao receptor no instante n pode ser modelado através da regressão linear [12] [13]

$$\begin{aligned} y(n) &= (h * x)(n) + v(n) \\ &= \left(\sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) \right) + v(n) \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde $h(n)$ representa a resposta ao impulso do canal, $x(n)$ representa o sinal transmitido e $v(n)$ representa o ruído aditivo.

Sob o ponto de vista de regressão linear, a variável $v(n)$ representa imperfeições do modelo linear $(h * x)(n)$. Em sistemas de comunicações as degradações mais comuns são geradas por: erros de quantização, ruído térmico nos componentes físicos do sistema (como resistores, amplificadores e/ou antenas), entre outros.

Quando a única fonte de ruído aditivo é o ruído térmico, pode-se modelá-lo como AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), como visto em [14] e [15]. Essa modelagem é frequentemente utilizada em sistemas de comunicações móveis e foi adotada neste projeto. Nela é assumido, entre outras coisas, que o ruído apresenta autocorrelação diferente de zero apenas na origem (ruído branco).

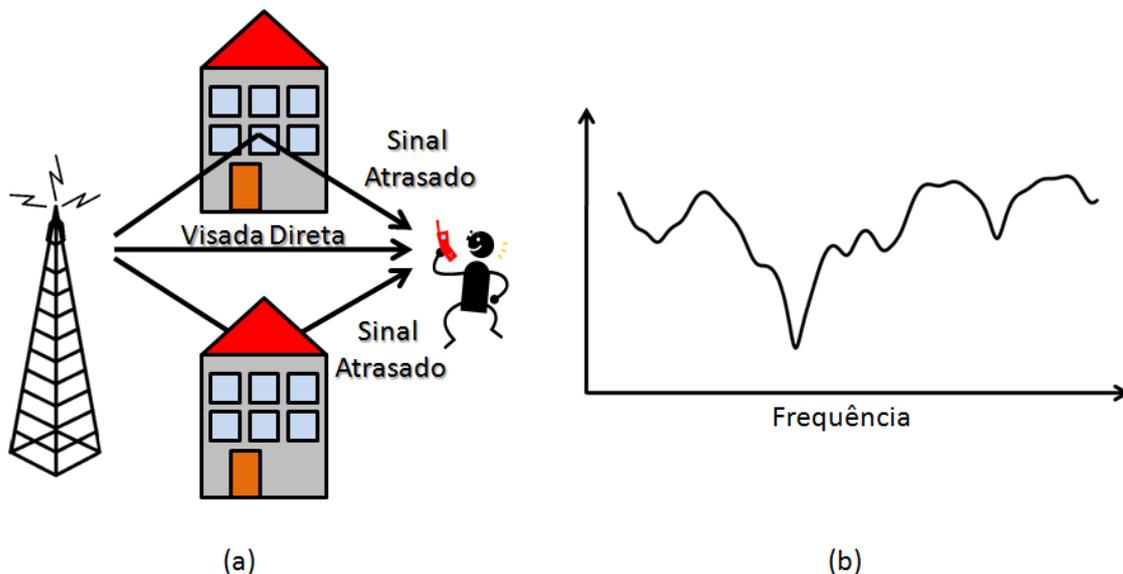


Figura 3.1: (a) *Multipath fading*. (b) Seletividade em frequência, causada pelo *multipath fading*.

A respeito desses problemas, pode-se afirmar que o *path loss* é uma característica de propagação da onda e, por isso, não há o que se fazer para combatê-lo.

O que se faz é projetar a rede de forma adequada para que toda área desejada tenha cobertura de sinal, ou seja, instalar antenas suficientes para que o sinal chegue em toda a área desejada com uma SNR (*Signal to Noise Ratio*) satisfatória mesmo sofrendo com o *path loss*.

É importante lembrar que a SNR é a razão entre a potência do sinal e a potência do ruído, portanto, para garantir uma SNR satisfatória em toda a área de cobertura é fundamental manter uma baixa potência de ruído aditivo no receptor. Uma forma de garantir isso é utilizar técnicas para reduzir a degradação causada pelo ruído.

O *shadowing* pode ser combatido instalando-se as antenas em pontos altos, de maneira a evitar obstruções da visada direta entre a antena da operadora e o terminal móvel. Isso é implementado, de fato, nos sistemas atuais.

O *multipath fading* é um problema que exige uma solução mais complexa. Ele faz com que o canal possua seletividade em frequência. Uma das soluções mais eficientes para esse problema é ter um equalizador no receptor. Esse equalizador, por sua vez, precisará conhecer a resposta em frequência do canal. A estimação da resposta em frequência do canal pode ser feita através de sequências de referência, como será visto no Capítulo 5 deste projeto.

Além dos problemas inerentes ao canal aéreo citados anteriormente, existem ainda dois problemas em transmissões na camada física dos sistemas de comunicações móveis. Um deles é conhecido como Efeito Doppler. Devido à mobilidade do terminal móvel em relação à estação base, existe uma pequena diferença entre a frequência do sinal transmitido pelo terminal móvel e a frequência aparente do sinal recebido pela estação base. A esse efeito chama-se de efeito Doppler, ele é melhor explicado em [15]. No LTE, o Efeito Doppler é causado pela mobilidade dos usuários do sistema. Outro problema encontrado em transmissões na camada física é a interferência entre os múltiplos usuários da rede, conhecida como MUI (*Multi-User Interference*), que será melhor estudada no Capítulo 5 deste projeto.

3.3 Técnicas de Múltiplo Acesso

A forma como os dados são organizados para serem transmitidos é apresentada na Seção 3.4. Porém, para o melhor entendimento dessa organização dos dados, é importante introduzir, primeiramente, as técnicas de múltiplo acesso utilizadas nessa camada.

As técnicas de múltiplo acesso possibilitam que múltiplos usuários se comuniquem com a antena utilizando o mesmo canal físico. No *downlink*, a técnica de múltiplo acesso utilizada é o OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Já no *uplink*, a técnica de múltiplo acesso utilizada é o SC-FDMA (*Single-carrier Frequency Division Multiple Access*).

Uma breve apresentação dessas duas técnicas é feita a seguir. Elas são explicadas detalhadamente nos trabalhos [1] e [3]. O objetivo da abordagem utilizada aqui é apresentar uma explicação complementar a esses trabalhos.

3.3.1 OFDMA

O OFDMA se baseia no sistema OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que utiliza subportadoras ortogonais para carregar as informações transmitidas. Cada subportadora corresponde a uma estreita faixa de frequências e pode carregar um único símbolo² a cada instante de tempo.

Modulação no OFDMA

A subportadora é gerada por um sinal em formato de pulso no domínio do tempo. Esse sinal tem duração T_u e é mostrado na Figura 3.2(a). Nesta seção será considerado que esse pulso no tempo possui amplitude unitária $A = 1$. O espectro de frequência da subportadora é mostrado na Figura 3.2(b).

As subportadoras geradas dessa maneira, para serem ortogonais, devem possuir espaçamento de $\Delta f = \frac{1}{T_u}$ entre si no domínio da frequência. Isso é ilustrado na Figura 3.3.

²Um símbolo é, em geral, um número complexo. No caso do sistema LTE, os símbolos que carregam a informação (carregam os *bits*) são números complexos pertencentes ao alfabeto de uma modulação.

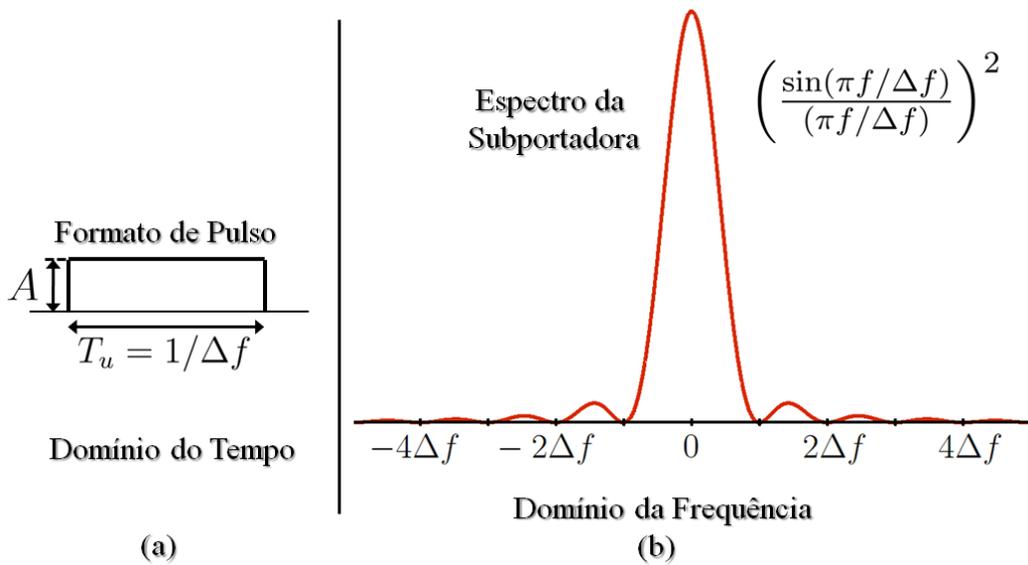


Figura 3.2: Subportadora OFDMA. (a) Representação no domínio do tempo. (b) Representação no domínio da frequência.

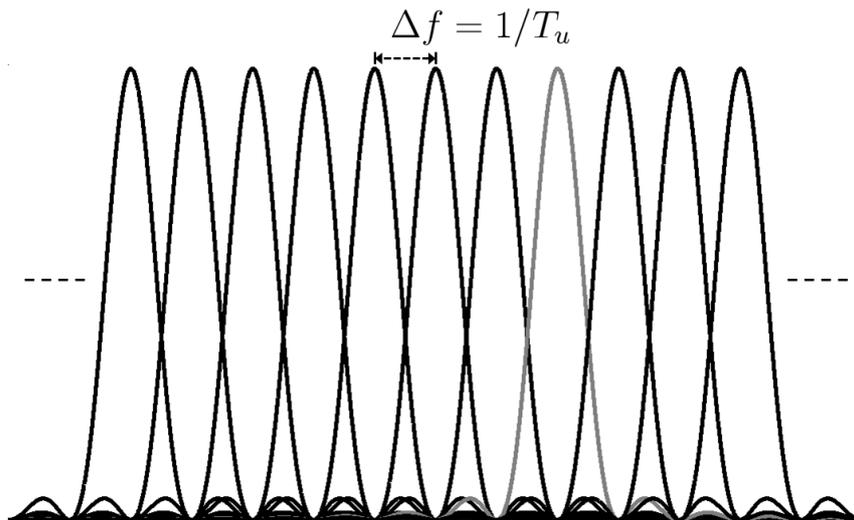


Figura 3.3: Espaçamento das subportadoras (domínio da frequência).

O sinal da Figura 3.3 pode ser gerado através da soma de subportadoras atrasadas de Δf no domínio da frequência. Pode-se observar, pela propriedade da Transformada de Fourier de multiplicação por uma exponencial complexa [11], que para deslocar de Δf um sinal $X(f)$ no domínio da frequência o que se deve fazer é multiplicar, no domínio do tempo, a transformada inversa $x(t)$ desse sinal pela exponencial complexa $e^{2\pi jt\Delta f}$. Em outras palavras, dados os sinais $y(t)$ e $x(t)$ e suas respectivas Transformadas de Fourier $Y(f)$ e $X(f)$, tem-se que, para qualquer

número real f_0 , se $y(t) = e^{2\pi j t f_0} x(t)$, então $Y(f) = X(f - f_0)$.

Logo,

$$y(t) = e^{2\pi j t \Delta f} x(t) \Rightarrow Y(f) = X(f - \Delta f), \text{ para } \Delta f \in \mathbb{R} \quad (3.2)$$

A Figura 3.4 apresenta um esquemático onde um sinal (ou símbolo) OFDMA é gerado. O símbolo OFDMA $x(t)$ gerado é o m -ésimo de uma cadeia de símbolos OFDMA com duração T_u , ou seja, ele está no intervalo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$. Nessa figura $f_k = k\Delta f$.

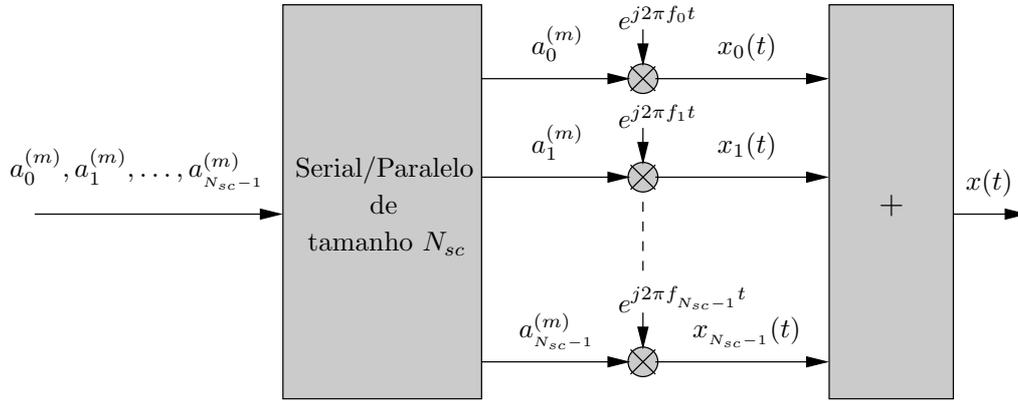


Figura 3.4: Mapeamento dos símbolos nas subportadoras. Figura válida para o intervalo de tempo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$.

Observando-se a Figura 3.4, pode-se concluir que o sinal em banda base $x(t)$ pode ser expresso, no intervalo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$, como

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} a_k^{(m)} e^{2\pi j k \Delta f t} \quad (3.3)$$

onde $a_k^{(m)}$ é o símbolo, em geral complexo, a ser transmitido na k -ésima subportadora durante o intervalo de tempo do m -ésimo símbolo OFDMA, isto é, no intervalo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$. N_{sc} é o número de subportadoras utilizadas.³ O sinal $x_k(t)$ representa, no domínio do tempo, a subportadora de frequência $f_k = k\Delta f$ modulada pelo símbolo $a_k^{(m)}$ no intervalo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$.

³O número de subportadoras utilizadas depende do espaçamento entre elas e da banda utilizada no sistema. Para o *uplink* do LTE essa relação é mostrada pela tabela 3.1, onde o número de subportadoras pode ser obtido por $12 \times N_{RB}^{UL}$.

Portanto, pode-se concluir que a transmissão OFDMA é feita em blocos. Cada símbolo OFDMA corresponde a um bloco de N_{sc} símbolos, transmitidos paralelamente, cada um em uma subportadora.

Ortogonalidade

As equações a seguir mostram a ortogonalidade entre as subportadoras do sistema OFDMA.

Considere duas subportadoras $p_{k_1}(t)$ e $p_{k_2}(t)$, onde $p_k(t) = e^{2\pi jk\Delta ft}$. Para que essas funções sejam ortogonais dentro do intervalo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$, basta que o produto interno entre elas nesse intervalo seja zero e o produto interno de cada uma consigo mesma seja diferente de zero. Ou seja,

$$\int_{mT_u}^{(m+1)T_u} p_{k_1}(t) p_{k_2}^*(t) dt = \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk_1\Delta ft} e^{-2\pi jk_2\Delta ft} dt \begin{cases} \neq 0 & \text{quando } k_1 = k_2 \\ = 0 & \text{quando } k_1 \neq k_2 \end{cases} \quad (3.4)$$

Agora será mostrado que a Equação (3.4) é diferente de zero se $k_1 = k_2$ e igual a zero se $k_1 \neq k_2$. Para $k_1 = k_2$, tem-se $k_1 = k_2 = k$, portanto, o produto interno da Equação (3.4) fica

$$\begin{aligned} \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk\Delta ft} e^{-2\pi jk\Delta ft} dt &= \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi j(k-k)\Delta ft} dt \\ &= \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^0 dt \\ &= \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} 1 dt \\ &= T_u \end{aligned} \quad (3.5)$$

Para $k_1 \neq k_2$, tem-se $k_1 - k_2 = k \neq 0$, portanto, o produto interno da Equação (3.4) fica

$$\begin{aligned} \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk_1\Delta ft} e^{-2\pi jk_2\Delta ft} dt &= \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi j(k_1-k_2)\Delta ft} dt \\ &= \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk\Delta ft} dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk\Delta ft} dt \\ & = \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk\Delta ft} dt \end{aligned} \quad (3.6)$$

Logo, se $\int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk\Delta ft} dt = 0$ o produto interno para $k_1 \neq k_2$ será zero e as subportadoras serão ortogonais. Pode-se observar que,

$$\begin{aligned} \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} e^{2\pi jk\Delta ft} dt &= \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} [\cos(2k\pi\Delta ft) + j \operatorname{sen}(2k\pi\Delta ft)] dt \\ &= \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} \cos\left(\frac{2k\pi}{T_u}t\right) dt + \int_{mT_u}^{(m+1)T_u} j \operatorname{sen}\left(\frac{2k\pi}{T_u}t\right) dt \\ &= \left[\frac{T_u}{2k\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{2k\pi}{T_u}t\right) - j \frac{T_u}{2k\pi} \cos\left(\frac{2k\pi}{T_u}t\right) \right] \Big|_{t=mT_u}^{t=(m+1)T_u} \\ &= \frac{T_u}{2k\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{2k\pi}{T_u}(m+1)T_u\right) - \frac{T_u}{2k\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{2k\pi}{T_u}mT_u\right) \\ &\quad - j \frac{T_u}{2k\pi} \cos\left(\frac{2k\pi}{T_u}(m+1)T_u\right) + j \frac{T_u}{2k\pi} \cos\left(\frac{2k\pi}{T_u}mT_u\right) \\ &= \frac{T_u}{2k\pi} \underbrace{\operatorname{sen}(2k\pi(m+1))}_{=0} - \frac{T_u}{2k\pi} \underbrace{\operatorname{sen}(2k\pi m)}_{=0} \\ &\quad - j \frac{T_u}{2k\pi} \underbrace{\cos(2k\pi(m+1))}_{=1} + j \frac{T_u}{2k\pi} \underbrace{\cos(2k\pi m)}_{=1} \\ &= 0, \text{ pois } m \text{ e } k \in \mathbb{Z} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Demodulação no OFDMA

O desmapeamento dos símbolos no OFDMA é feito utilizando-se o fato de que as subportadoras são ortogonais dentro do intervalo de tempo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$. Supondo que o sinal que chega ao receptor não foi distorcido pelos efeitos do canal, ou seja, ele é idêntico ao sinal transmitido, é possível separar os símbolos enviados em cada subportadora, como é mostrado no esquema da Figura 3.5. Pode-se observar nessa figura que o procedimento para descobrir um símbolo que foi transmitido consiste simplesmente em fazer o produto interno do sinal $r(t)$, que chega ao receptor, com a subportadora que carrega o símbolo de interesse. Esse produto interno é calculado dentro do intervalo de tempo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$.

Portanto, para obter uma estimativa do símbolo $a_k^{(m)}$, carregado pela subportadora $x_k(t)$ no intervalo $mT_u \leq t < (m+1)T_u$, basta fazer o produto interno

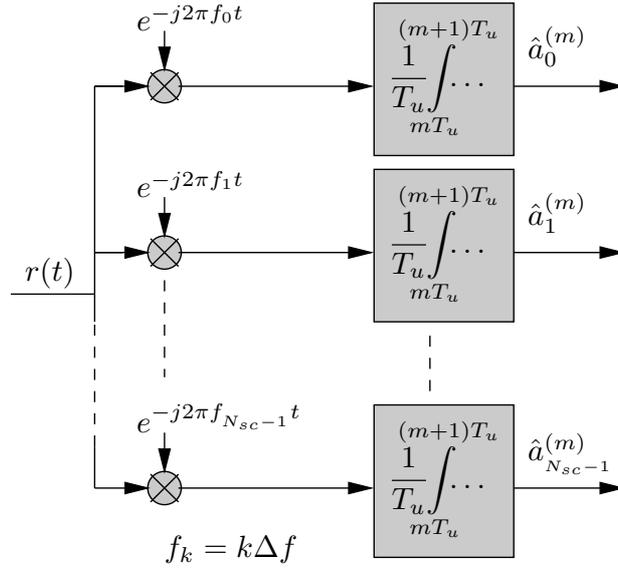


Figura 3.5: Desmapeamento dos símbolos nas subportadoras.

do símbolo OFDMA $r(t)$ que chega ao receptor nesse intervalo com a subportadora $p_k(t)$. Ou seja, $\hat{a}_k^{(m)} = \langle r(t), p_k(t) \rangle$, onde $\hat{a}_k^{(m)}$ é a estimativa do símbolo $a_k^{(m)}$ e $p_k(t) = e^{2\pi j k \Delta f t}$ é a subportadora, conforme mostrado na Figura 3.5. Matematicamente tem-se

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} a_k^{(m)} p_k(t) \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \langle r(t), p_k(t) \rangle &= \left\langle \sum_{l=0}^{N_{sc}-1} \left[a_l^{(m)} p_l(t) \right], p_k(t) \right\rangle \\ &= \sum_{l=0}^{N_{sc}-1} \langle a_l^{(m)} p_l(t), p_k(t) \rangle \\ &= \sum_{l=0}^{N_{sc}-1} a_l^{(m)} \langle p_l(t), p_k(t) \rangle \end{aligned} \quad (3.9)$$

observando as Equações (3.5), (3.6) e (3.7), nota-se que todos os termos do somatório acima são zero, exceto o termo $a_l^{(m)} \langle p_l(t), p_k(t) \rangle$ onde $l = k$. Portanto a Equação (3.9) se torna

$$\langle r(t), p_k(t) \rangle = a_k^{(m)} \langle p_k(t), p_k(t) \rangle = a_k^{(m)} T_u \quad (3.10)$$

pois $\langle p_k(t), p_k(t) \rangle = T_u$, conforme a Equação (3.5).

Para uma estimativa adequada, o resultado desse produto interno deve ser multiplicado pelo fator $\frac{1}{A^2 T_u}$, onde A é a amplitude do pulso no tempo que gerou a subportadora OFDMA e T_u é a duração desse pulso. Está sendo considerado que o pulso possui amplitude unitária $A = 1$ e, por isso, é necessário multiplicar o resultado do produto interno pelo fator $\frac{1}{T_u}$, conforme a Equação (3.11).

$$\hat{a}_k^{(m)} = \frac{1}{T_u} \langle r(t), p_k(t) \rangle = \frac{1}{T_u} a_k^{(m)} T_u = a_k^{(m)} \quad (3.11)$$

Essas equações ilustram o caso ideal. Na prática, o canal distorce o sinal transmitido e, conseqüentemente, a Equação (3.8) não é válida. Em resumo, o processo descrito acima não gera uma boa estimativa $\hat{a}_k^{(m)}$.

Portanto, para conseguir uma boa estimativa $\hat{a}_k^{(m)}$ do símbolo transmitido $a_k^{(m)}$ é necessário reduzir as degradações causadas pelo canal. Em especial, deve-se mitigar os efeitos do *multipath fading* e do ruído aditivo, ambos mencionados na Subseção 3.2.2. Os tópicos a seguir descrevem como o problema do *multipath fading* é tratado no LTE.

Prefixo Cíclico O *multipath fading* causa IBI, visto que ele faz com que um símbolo OFDMA (bloco de transmissão) interfira com o outro. A inserção (no transmissor) e remoção (no receptor) de um prefixo com o comprimento maior ou igual à memória do canal serve para eliminar IBI [1]. Além disso, se esse prefixo for cíclico, essa técnica torna simples o processo de equalização no domínio da frequência utilizado no receptor. Mais detalhes a respeito do prefixo cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*) e de seu funcionamento podem ser encontrados em [1] e [2].

Equalização No LTE o receptor realiza a equalização no domínio da frequência. A inserção e remoção do CP, além de eliminar a IBI, torna o canal circulante do ponto de vista do receptor [1]. Isso, junto com a consideração que cada subportadora enxerga um canal *flat fading*,⁴ torna simples o processo de equalização no domínio da frequência. Um dos resultados da equalização é a diminuição das degradações causadas pelo *multipath fading*. Portanto, a equalização pode ser vista como uma compensação à seletividade em frequência do canal. O processo de equalização é

⁴O fato das subportadoras OFDMA possuírem banda estreita (*narrow-band*) possibilita a asunção de que cada subportadora enxerga um canal *flat fading*.

descrito em detalhes em [1] e [2]. Essa técnica depende do conhecimento da resposta em frequência do canal.⁵ Uma estimativa dessa resposta em frequência pode ser obtida através da estimação de canal, que é estudada no Capítulo 5 deste projeto.

Implementação do OFDMA

Apesar de ilustrar bem os princípios básicos do OFDMA, os esquemas das Figuras 3.4 e 3.5 não são os mais adequados para a implementação do modulador e do demodulador OFDMA, respectivamente.

Devido à sua estrutura, o OFDMA pode ser implementado utilizando FFT (*Fast Fourier Transform*) e IFFT (*Inverse FFT*), como visto em [1], [2] e [9]. Esta é uma maneira adequada de implementação, pois apresenta eficiência computacional e baixa complexidade.

As Figuras 3.6 e 3.7 mostram um modulador e um demodulador OFDMA, respectivamente, implementados utilizando FFT e IFFT.

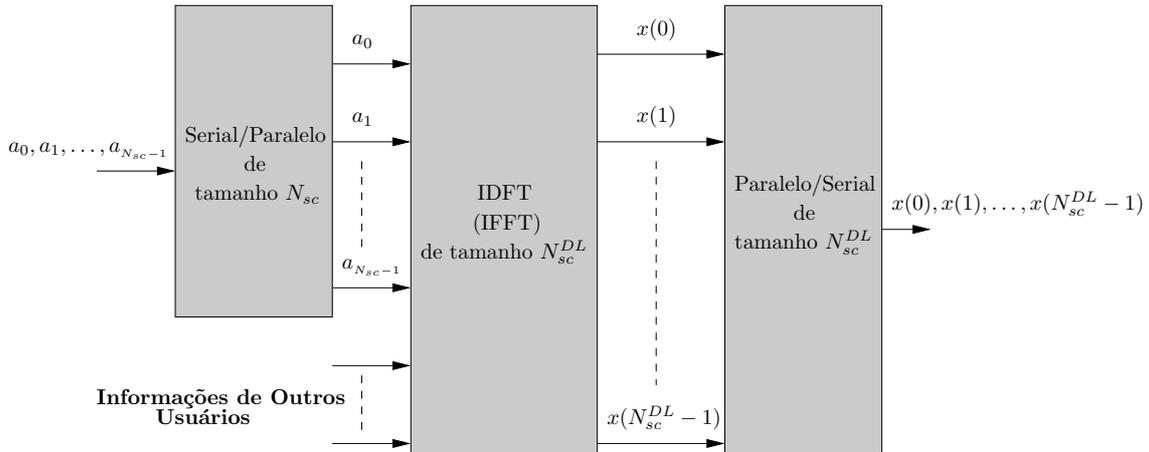


Figura 3.6: Modulador OFDMA.

Na Figura 3.6, a_k é o símbolo transmitido na k -ésima subportadora OFDMA para um usuário do sistema, onde $k \in \{0, 1, \dots, (N_{sc} - 1)\}$. O número de subportadoras utilizadas pelo usuário que está recebendo é N_{sc} . Já N_{sc}^{DL} é o número total de subportadoras OFDMA no *downlink* (DL) do sistema. O sinal $x(n)$, com

⁵Equivalentemente pode-se utilizar a resposta ao impulso do canal, que é a transformada inversa da resposta em frequência do canal.

$n \in \{0, 1, \dots, (N_{sc}^{DL} - 1)\}$, representa o sinal transmitido para o usuário no instante de tempo n .

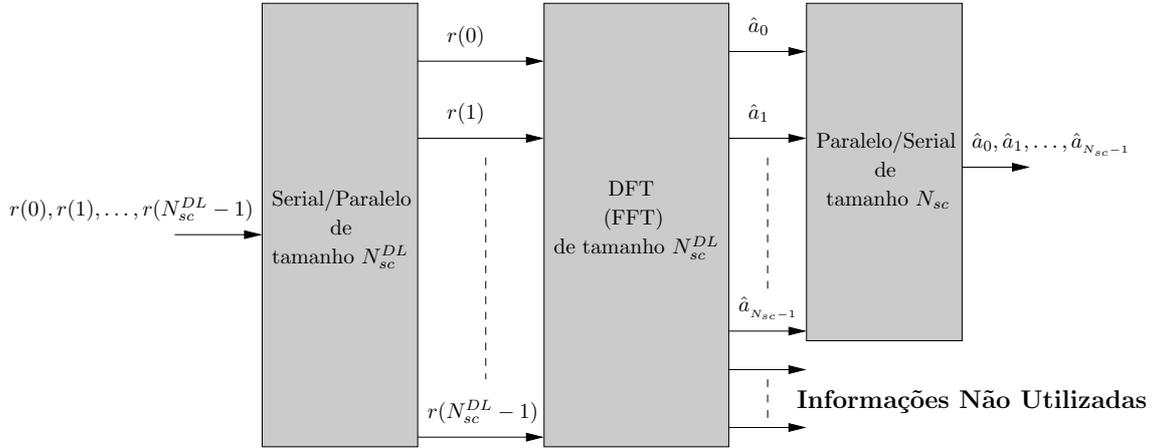


Figura 3.7: Demodulador OFDMA.

Na Figura 3.7, o sinal $r(n)$ representa o sinal recebido pelo usuário no instante de tempo n , onde $n \in \{0, 1, \dots, (N_{sc}^{DL} - 1)\}$. Nessa figura, \hat{a}_k representa a estimativa do símbolo transmitido para o usuário na k -ésima subportadora OFDMA, onde $k \in \{0, 1, \dots, (N_{sc} - 1)\}$. Os valores N_{sc} e N_{sc}^{DL} já foram definidos anteriormente.

Nas Figuras 3.6 e 3.7 foi considerado que o sinal não sofre distorções entre o modulador e o demodulador. Porém, num sistema real o sinal sofre degradações ao passar pelo canal. Portanto, para implementar um transmissor OFDMA de um sistema real a partir do modulador OFDMA mostrado na Figura 3.6 é necessária a inserção do CP após o processo de modulação.

De forma semelhante, um receptor OFDMA de um sistema real pode ser implementado a partir do demodulador OFDMA. Para tal, é necessária a remoção do CP antes do processo de demodulação, e a equalização no domínio da frequência. No diagrama da Figura 3.7, o bloco da equalização no domínio da frequência estaria entre o bloco da DFT e o bloco Paralelo/Serial.

Além disso, como o sinal transmitido pelas antenas é um sinal analógico, é necessário um conversor Digital/Analógico nos transmissores antes do sinal poder ser transmitido pelo canal. No LTE o sinal é transmitido em rádio frequência (RF), as possíveis faixas de frequência para a transmissão são definidas na recomendação M.1036 da ITU [16], para sistemas 3G a banda que fica em torno de 2 GHz é a

mais utilizada mundialmente [2]. Portanto nos transmissores, além do conversor Digital/Analógico é necessário também um modulador RF, para transmitir o sinal de RF na banda passante desejada.

Nos receptores, é necessário passar o sinal recebido por um demodulador RF e por um conversor Analógico/Digital antes do processamento de dados realizado.

O transmissor e o receptor do OFDMA são destacados nas Figuras 3.17 e 3.18 das páginas 60 e 63, respectivamente. Nessas figuras os conversores Digital/Analógico e Analógico/Digital foram omitidos, assim como o modulador RF e o demodulador RF.

Definições: Símbolo, Símbolo OFDMA, ISI, ICI e IBI

Alguns esclarecimentos se fazem necessários acerca do que foi apresentado.

Neste documento, o termo **símbolo** se refere a um número complexo. O termo **símbolo OFDMA** se refere ao sinal que congrega subportadoras moduladas por **símbolos**, ou seja, ele carrega os **símbolos** de informação em suas subportadoras, isso é ilustrado na Figura 3.8(a). No caso do **símbolo OFDMA** ser um sinal discreto, ele é composto por um conjunto de amostras, que podem ser números complexos.

A ISI (*Inter-Symbol Interference*) é a interferência entre símbolos do mesmo bloco causada pelo *multipath fading*. Porém, no caso de uma transmissão OFDMA, os **símbolos** de informação estão sendo transmitidos nas subportadoras. Portanto, os “símbolos” que interferem entre si são as amostras do símbolo OFDMA, ou seja, o termo ISI se refere, na realidade, à interferência entre as amostras do símbolo OFDMA e não à interferência entre os **símbolos** de informação, que estão nas subportadoras.

A interferência entre as subportadoras OFDMA e, portanto, entre os **símbolos** carregados por elas é chamada de ICI (*Inter-Carrier Interference*). O efeito Doppler pode causar a perda de ortogonalidade entre as subportadoras, gerando ICI. Conforme explicado anteriormente, a mobilidade do terminal móvel faz com que a frequência do sinal transmitido por ele seja diferente da frequência aparente desse mesmo sinal quando chega ao receptor (estação base). A esse fenômeno chama-se efeito Doppler. A diferença da frequência do sinal transmitido para a frequência

do sinal recebido pode causar a perda de ortogonalidade entre as subportadoras. Melhores explicações a respeito desse efeito podem ser encontradas em [15].

No LTE, o termo IBI se refere à interferência entre as amostras de um símbolo OFDMA e as amostras de outro símbolo OFDMA, isso porque o símbolo OFDMA é o bloco de informações da camada física do sistema LTE. Tanto a ISI quanto a IBI são ilustradas na Figura 3.8(b).

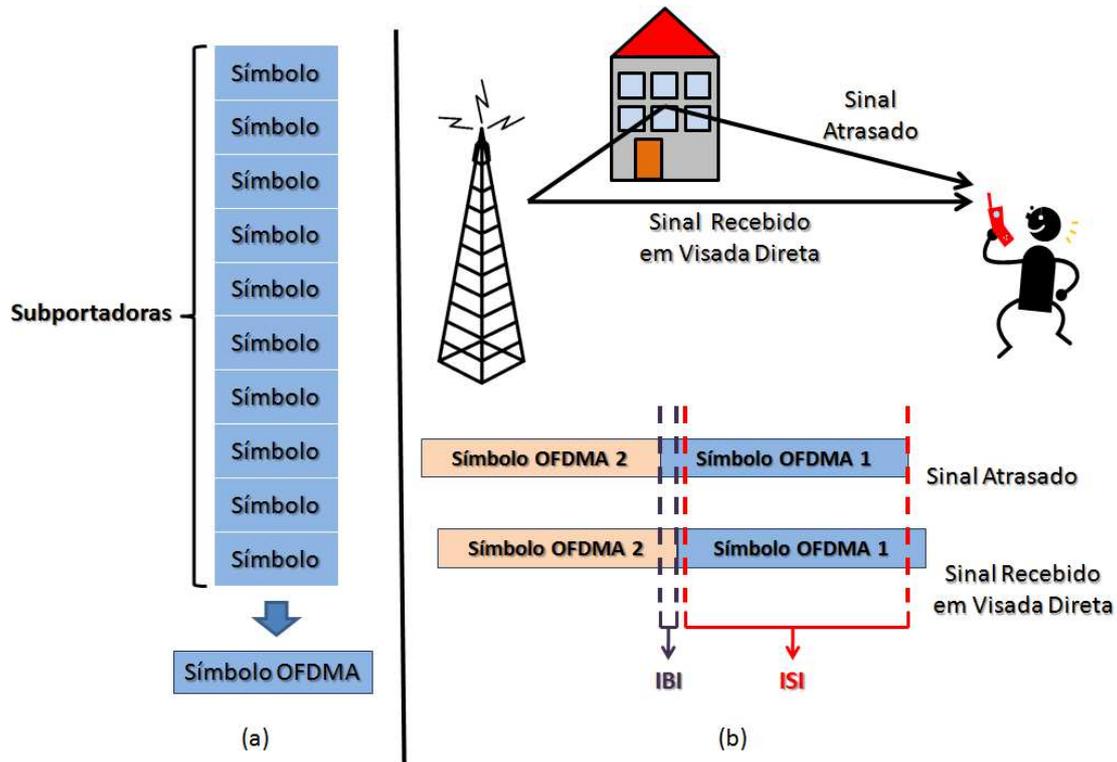


Figura 3.8: (a) Subportadoras, símbolos e símbolo OFDMA. (b) ISI e IBI.

3.3.2 SC-FDMA

O SC-FDMA (*Single-carrier Frequency Division Multiple Access*), como já foi dito, é a técnica de múltiplo acesso utilizada no *uplink*. Ele é baseado no sistema SC-FD (*Single-Carrier Frequency-Domain Equalization*) e apresenta muitas semelhanças com o OFDMA, utilizado no *downlink*.

O SC-FD apresenta uma menor PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*),⁶ se comparado com o OFDM. Segundo os artigos [17] e [18], a PAPR é fator determi-

⁶PAPR é a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal.

nante para a escolha do SC-FD para cenários com limitações de potência. Por isso, o SC-FD foi escolhido para o *uplink* do sistema LTE, ao invés do OFDM. No *uplink*, quem está enviando informação e, portanto, consumindo energia é o terminal móvel. Sua bateria é uma fonte limitada de energia. Então, o *uplink* pode ser visto como um cenário com limitação de potência, visto que para o terminal móvel é fundamental consumir a menor quantidade de energia possível.

Modulação SC-FDMA

O sistema SC-FDMA é muito semelhante ao sistema OFDMA. A principal diferença entre esses dois sistemas é que, enquanto no OFDMA cada símbolo é mapeado em uma subportadora, no SC-FDMA o bloco de símbolos a ser transmitido passa por uma FFT antes de ser mapeado nas subportadoras.

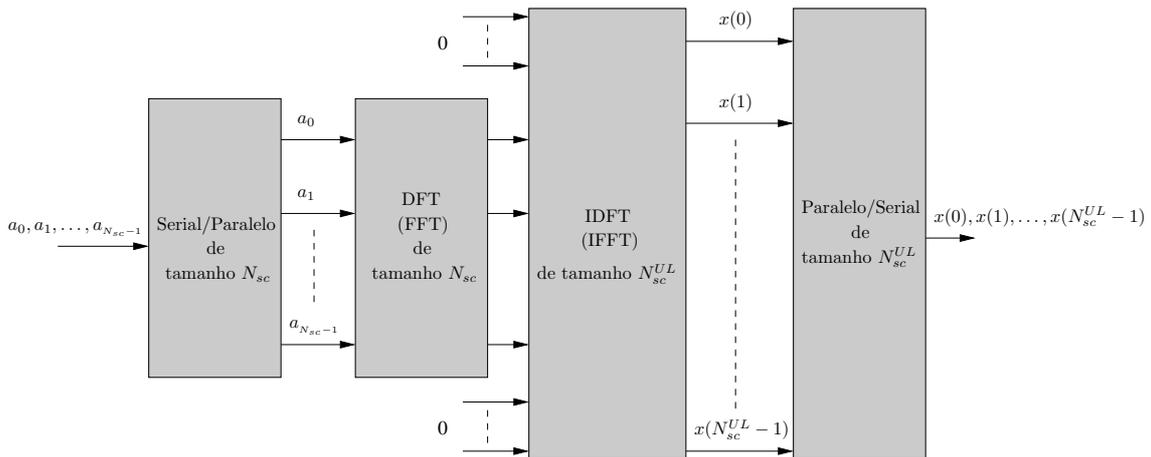


Figura 3.9: Modulador SC-FDMA.

O diagrama de blocos do modulador SC-FDMA é mostrado na Figura 3.9. Nessa figura, a_k é o k -ésimo símbolo do bloco transmitido pelo usuário, onde $k \in \{0, 1, \dots, (N_{sc} - 1)\}$. Esse bloco de símbolos passa por uma FFT de tamanho N_{sc} , onde N_{sc} é a banda utilizada pelo usuário em número de subportadoras. A FFT (informação em frequência) do bloco de símbolos é mapeada nas subportadoras SC-FDMA alocadas para o usuário que está transmitindo. A seguir é feita uma IFFT de tamanho N_{sc}^{UL} , onde N_{sc}^{UL} é o número total de subportadoras no *uplink* do sistema. O sinal $x(n)$, com $n \in \{0, 1, \dots, (N_{sc}^{UL} - 1)\}$ é o sinal transmitido pelo usuário no instante n .

Portanto, no SC-FDMA o que é transmitido nas subportadoras não são os símbolos do usuário, mas sim a informação de frequência do bloco de símbolos do usuário. Como consequência disso, nesse sistema a informação transmitida está espalhada pelas subportadoras, ou seja, cada símbolo está espalhado por toda a faixa de frequências (por todas as subportadoras SC-FDMA). Isso faz com que o SC-FDMA seja mais robusto que o OFDMA a zeros na resposta em frequência do canal. Isso porque, no OFDMA, um zero em uma dada frequência acarreta, provavelmente, a recepção incorreta do símbolo carregado pela subportadora referente àquela frequência. Já no SC-FDMA, como a informação está espalhada por toda a faixa de frequências, o sinal transmitido pode ser visto como uma única subportadora de banda larga, portanto, um zero em uma dada frequência gera uma degradação que é espalhada por todos os símbolos, mas não impede que todos eles sejam estimados corretamente na recepção.

Na Figura 3.10(a) pode-se observar um símbolo SC-FDMA sofrendo degradações pela seletividade em frequência do canal. Já na Figura 3.10(b), um símbolo OFDMA é que sofre degradações pela seletividade em frequência do canal. Na Figura 3.10(b) os símbolos transmitidos nas subportadoras que estão próximas a um zero do canal (marcadas em cinza claro) provavelmente serão estimados de maneira incorreta na recepção.

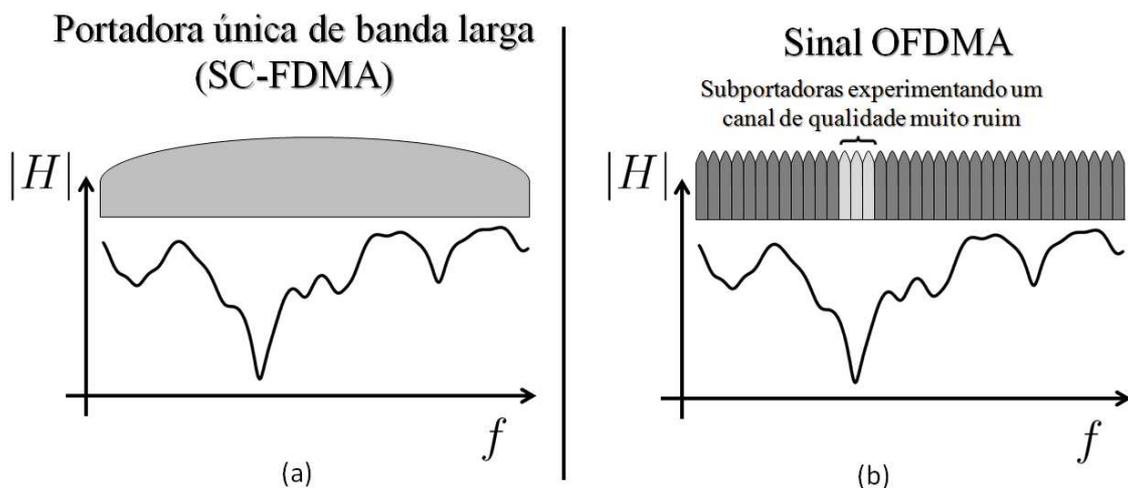


Figura 3.10: Seletividade em frequência do canal. (a) Sinal SC-FDMA. (b) Sinal OFDMA.

Demodulação SC-FDMA

A demodulação no SC-FDMA também é muito semelhante à demodulação no OFDMA, porém, após estimar as informações em cada subportadora, é preciso passar essas informações por uma IFFT para ter uma estimativa do bloco de símbolos que foi transmitido, visto que nas subportadoras estão as informações de frequência do bloco de símbolos transmitido.

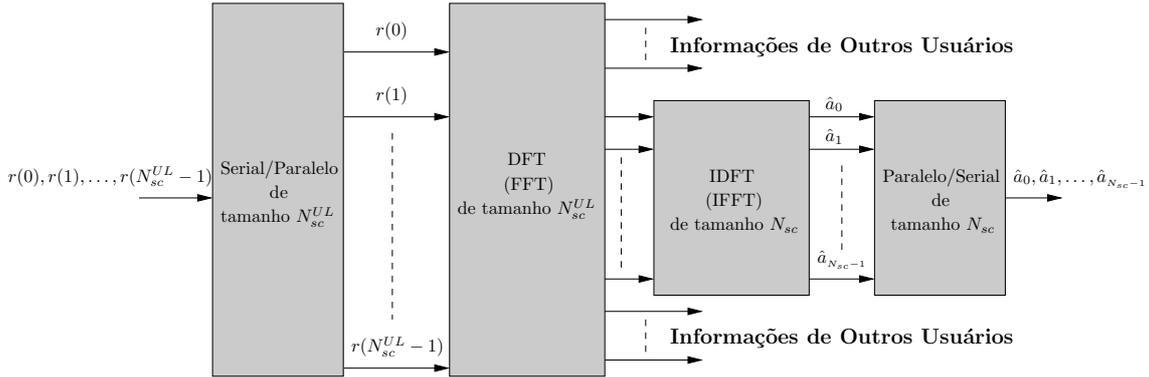


Figura 3.11: Demodulador SC-FDMA.

O demodulador SC-FDMA é mostrado na Figura 3.11. Nessa figura, o sinal $r(n)$ representa o sinal recebido pela estação base no instante de tempo n , onde $n \in \{0, 1, \dots, (N_{sc}^{UL} - 1)\}$. Em seguida, uma estimativa da informação de frequência do bloco de símbolos transmitido pelo usuário é obtida das subportadoras alocadas para ele. É necessário passar essa informação por uma IFFT de tamanho N_{sc} para obter uma estimativa \hat{a}_k dos símbolos transmitidos pelo usuário, onde $k \in \{0, 1, \dots, (N_{sc} - 1)\}$. Os valores N_{sc} e N_{sc}^{UL} já foram definidos anteriormente.

Implementação do SC-FDMA

As Figuras 3.9 e 3.11 mostram um modulador e um demodulador para o SC-FDMA, respectivamente. Nessas figuras foi considerado que o sinal não sofre distorções entre o modulador e o demodulador. Porém, num sistema real o sinal sofre degradações ao passar pelo canal. Portanto, para implementar um transmissor e um receptor SC-FDMA para um sistema real, é necessário implementar o CP e a equalização no domínio da frequência, analogamente ao que foi dito no tópico

Implementação do OFDMA da página 38. É importante ressaltar que no caso do SC-FDMA o bloco da equalização no domínio da frequência estaria entre o bloco da DFT e o bloco da IDFT da Figura 3.11.

O conversor Digital/Analógico e o Analógico/Digital, também são necessários na implementação do SC-FDMA.

O transmissor e o receptor do SC-FDMA são destacados nas Figuras 3.15 e 3.16 das páginas 53 e 57, respectivamente. Nessas figuras os conversores Digital/Analógico e Analógico/Digital foram omitidos.

3.3.3 Considerações Finais

Algumas considerações finais são necessárias para a melhor compreensão deste capítulo.

Símbolo SC-FDMA e símbolo OFDMA

No OFDMA do *downlink* a informação é transmitida em blocos, chamados aqui de símbolos OFDMA. Analogamente, no SC-FDMA do *uplink* a informação também é transmitida em blocos, chamados de símbolos SC-FDMA.

Mapeamento nas Subportadoras

Na Figura 3.9 pode-se observar que o tamanho da FFT é diferente do tamanho da IFFT. O bloco da FFT é de tamanho N_{sc} , que é o número de subportadoras alocadas para o usuário. Já a IFFT tem tamanho N_{sc}^{UL} , que é o número total de subportadoras em uma transmissão de *uplink*. Isso ocorre porque nessa figura foi considerado que o usuário não está utilizando a banda toda.

A IFFT é de tamanho N_{sc}^{UL} porque essa é a largura de banda utilizada pelo sistema contada em número de subportadoras. Do ponto de vista do usuário que está transmitindo a largura de banda é de tamanho N_{sc} , que é a largura de banda que ele está utilizando, em número de subportadoras. Portanto a FFT que ele realiza em suas informações também tem esse tamanho. Ainda do ponto de vista do usuário, o restante das subportadoras é preenchido com zeros. Isso porque ele não está transmitindo nada nessas subportadoras. O que ocorre, de fato, é que essas

subportadoras são utilizadas por outros usuários do sistema para trocar informações com a estação base, como será mostrado na Subseção 3.4.2.

É importante ressaltar também que na demodulação feita no *uplink*, vista na Figura 3.11, a operadora separa as informações dos usuários do sistema. Portanto, se um usuário transmite em uma determinada faixa de frequência, a operadora utiliza apenas as informações carregadas pelas subportadoras dessa faixa de frequência para estimar os símbolos enviados por esse usuário. As informações presentes nas demais subportadoras são utilizadas pela operadora para estimar as informações transmitidas pelos outros usuários, que utilizam essas subportadoras.

No *downlink* ocorre exatamente a mesma coisa. Porém, quem transmite é a operadora, que utiliza as faixas de frequência alocadas para os usuários para transmitir as informações a esses usuários. Na recepção estão os usuários, cada usuário utiliza as subportadoras alocadas para si para obter suas informações e descarta as subportadoras que não lhe dizem respeito, conforme ilustrado na Figura 3.7.

É importante ressaltar também que, diferentemente do SC-FDMA, no OFDMA não existe FFT na modulação e nem IFFT na demodulação. Portanto, nas Figuras 3.6 e 3.7 observa-se a diferença de tamanho entre os blocos Serial/Paralelo e Paralelo/Serial, tanto no transmissor quanto no receptor do *downlink*. O motivo dessa diferença de tamanho é análogo ao dos blocos de FFT e IFFT do *uplink*, que já foi explicado anteriormente.

3.4 Estrutura da Camada Física do LTE

Nesta seção são apresentadas as principais especificações da camada física do LTE. É importante ressaltar que no simulador atualizado neste projeto, o canal de controle do sistema LTE não foi implementado. Por isso, apenas o canal de dados é estudado neste projeto e esta seção, bem como o restante deste projeto, refere-se somente a esse canal.

O canal de dados da camada física do sistema LTE, conhecido como *Physical Shared Channel*, é dividido em dois: o PUSCH (*Physical Uplink Shared CHannel*), que é o canal de *uplink* e o PDSCH (*Physical Downlink Shared CHannel*), que é o canal de *downlink*. Ambos utilizam a mesma estrutura de *frame*, a mesma

codificação de canal, estruturas de *slot* muito semelhantes, entre outras. Os tópicos comuns aos dois canais, são abordados nas subseções a seguir. As técnicas utilizadas no PUSCH são apresentadas na Seção 3.5, enquanto as utilizadas no PDSCH são apresentadas na Seção 3.6.

Como o simulador estudado neste projeto reproduz transmissões do PUSCH, canal de dados do *uplink*, os termos utilizados nesta seção referem-se ao *uplink*. Porém, a forma de organização dos dados apresentada nesta seção também é utilizada nas transmissões do PDSCH. Portanto, as explicações presentes aqui valem também para o *downlink*, bastando substituir o termo **símbolo SC-FDMA** pelo termo **símbolo OFDMA**, e o termo *uplink* por *downlink*.

Algumas especificações são abordadas superficialmente, mais detalhes podem ser encontrados em [1], [2] e [3]. As especificações presentes nesta seção foram retiradas de [19].

3.4.1 Estrutura do *Frame*

Neste projeto a duração dos sinais é expressa em função da unidade T_s , que é dada por

$$T_s = \frac{1}{15000 \times 2048} \text{ s} \quad (3.12)$$

As transmissões do LTE são organizadas em *frames*. A duração de um *frame* é dada por

$$T_f = 307200 \times T_s = 10 \text{ ms} \quad (3.13)$$

Existem duas possíveis estruturas de *frame* para o sistema LTE, a do Tipo 1 e a do Tipo 2, como pode ser visto em [19]. A estrutura do Tipo 1 é aplicável para FDD (*Frequency-Division Duplex*) enquanto a do Tipo 2 é aplicável para TDD (*Time-Division Duplex*). Neste projeto foi considerada apenas a estrutura de *frame* FDD e, portanto, a estrutura de *frame* utilizada é a do Tipo 1, que é explicada a seguir. A estrutura do Tipo 2 não é explicada neste projeto, essa estrutura é explicada detalhadamente em [19].

Estrutura do Tipo 1

Essa estrutura é aplicável para FDD, sendo assim, as transmissões de *downlink* e *uplink* são separadas no domínio da frequência, podendo ocorrer simultanea-

mente no domínio do tempo.

A composição de um *frame* dessa estrutura é mostrada na Figura 3.12. Nessa figura podemos ver que um *frame* é composto por 20 *slots* numerados de 0 a 19, cada um com duração de $T_{slot} = 0,5$ ms. Um *subframe* é definido por 2 *slots* consecutivos. Sendo assim, o *subframe* k é formado pelos *slots* $2k$ e $2k + 1$. Portanto, a duração de um *subframe* é de 1 ms.

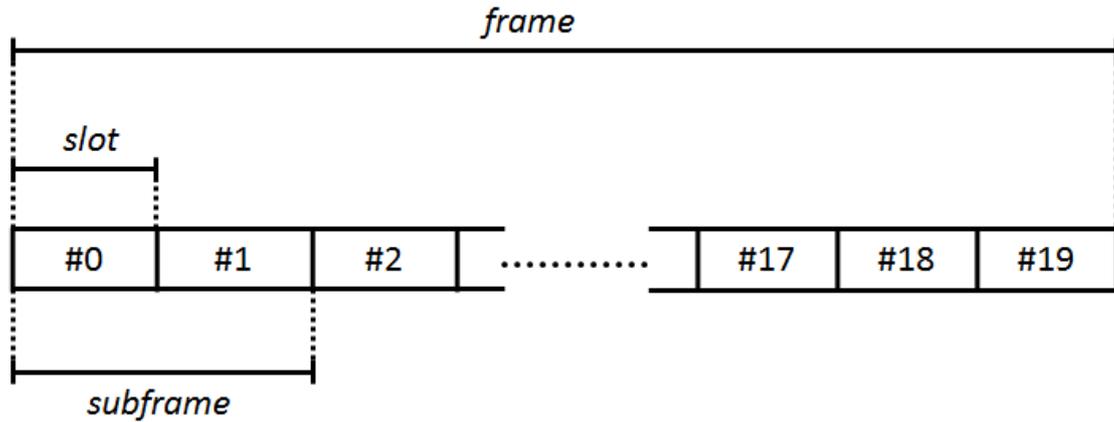


Figura 3.12: Estrutura interna de um *frame* do sistema LTE.

Resource Grid

Resource Grid é o nome utilizado para denominar a estrutura interna de um *slot*. Um *slot* é dividido no tempo e na frequência, formando uma grade de elementos, como é ilustrado na Figura 3.13, por isso o nome *Resource Grid*. A grade mostrada na Figura 3.13 é composta de linhas e colunas. As colunas representam a divisão do *slot* no domínio do tempo. Cada coluna corresponde a um símbolo SC-FDMA, identificado por seu índice l . As linhas representam a divisão em frequência do *slot*, ou seja, cada linha corresponde a uma subportadora, que é identificada por seu índice k . A Figura 3.13, em conjunto com as definições a seguir, presentes em [1] e [19], tornam mais claro o entendimento da estrutura interna de um *slot*.

- $\Delta_f = 15$ kHz, é o espaçamento entre 2 subportadoras consecutivas;
- N_{sc}^{UL} é o número total de subportadoras por *slot* de *uplink* (UL);

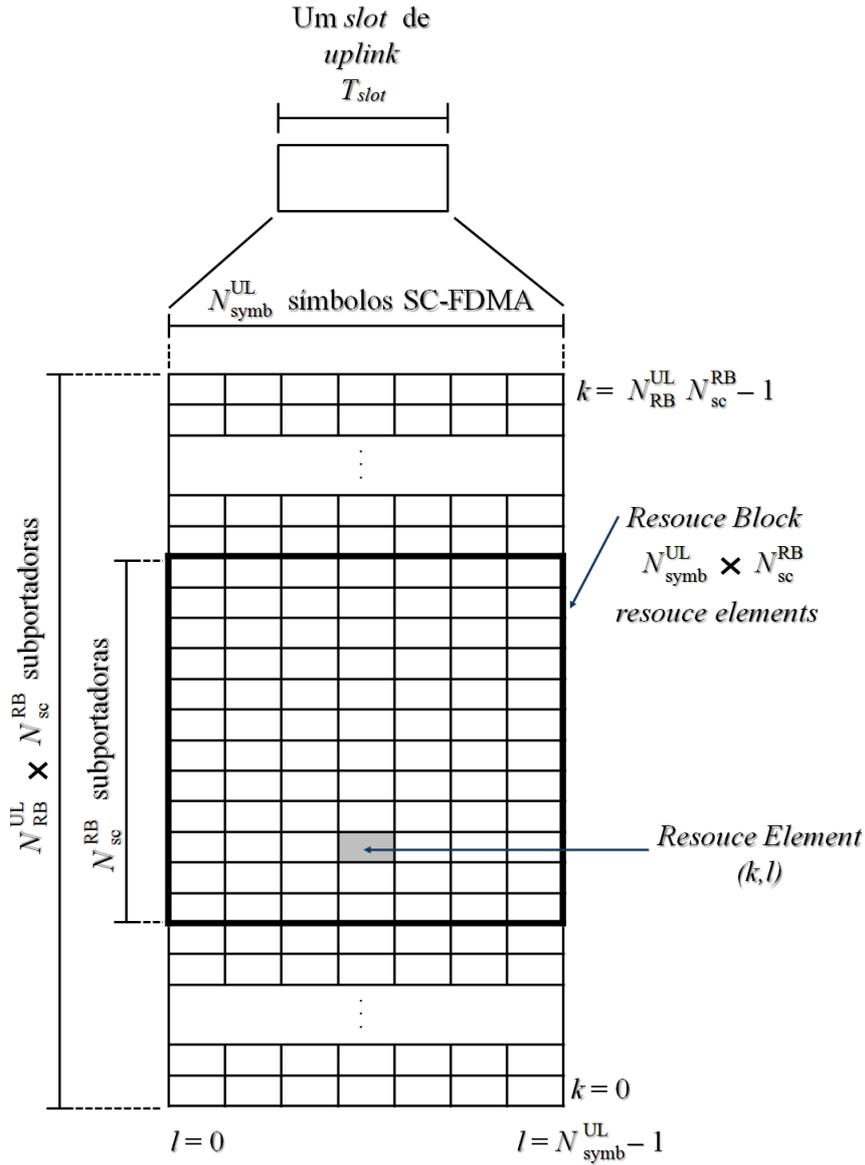


Figura 3.13: *Resource Grid*, a estrutura interna de um *slot*.

- N_{symb}^{UL} é o número de símbolos (symb) SC-FDMA por *slot* de *uplink* (UL);
- *Resource Element* é a unidade do *Resource Grid*. É o elemento da grade definido pelo par (k, l) onde k é o índice da subportadora (domínio da frequência) e l é o índice do símbolo SC-FDMA (domínio do tempo). A cada *Resource Element* (k, l) corresponde um símbolo $a_{kl} \in \mathbb{C}$ a ser transmitido, onde $k \in \{0, 1, \dots, (N_{sc}^{UL} - 1)\}$ e $l \in \{0, 1, \dots, (N_{symb}^{UL} - 1)\}$. Os elementos a_{kl} correspondentes a *Resource Elements* não utilizados para transmissão devem ser iguais a 0 (ou seja, não devem conter energia);

- *Resource Block* é um bloco de *Resource Elements*. Cada *Resource Block* é definido por $N_{\text{symb}}^{\text{UL}}$ símbolos SC-FDMA consecutivos no domínio do tempo e $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ subportadoras consecutivas no domínio da frequência. Portanto, um *Resource Block* contém $N_{\text{symb}}^{\text{UL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ *Resource Elements*;
- $N_{\text{sc}}^{\text{RB}} = 12$, é o número de subportadoras por *Resource Block* (RB);
- $N_{\text{RB}}^{\text{UL}}$ é o número de *Resource Blocks* (RB) por *slot* de *uplink* (UL).

3.4.2 Multiplexação dos Usuários

Com a utilização das técnicas apresentadas na Seção 3.3 é possível fazer a multiplexação em frequência dos usuários de maneira simples, garantindo o múltiplo acesso. Para tal, basta alocar subportadoras para os usuários que desejam transmitir.

O que se faz, de fato, é alocar *Resource Blocks* (12 subportadoras consecutivas) para os usuários, ou seja, cada usuário que está transmitindo recebe no mínimo 1 *Resource Block*, portanto, 12 subportadoras. É importante ressaltar que o número de *Resource Blocks* alocados para cada usuário tem que ser uma potência de 2, 3 e 5 [2]. Logo, se M_{sc} é o número de subportadoras alocadas para um determinado usuário, então

$$M_{\text{sc}} = N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \times 2^{\alpha_2} \times 3^{\alpha_3} \times 5^{\alpha_5} \leq N_{\text{sc}}^{\text{RB}} \times N_{\text{RB}}^{\text{UL}} = N_{\text{sc}}^{\text{UL}} \quad (3.14)$$

onde $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_5 \in \mathbb{N}$. Essa restrição existe pois as implementações dos receptores e transmissores, tanto OFDMA quanto SC-FDMA, utilizam FFTs (ou IFFTs). O fato dessas FFTs serem de tamanhos múltiplos de 2, 3 e 5 possibilita implementações eficientes. O tamanho de um *Resource Block* é 12 (em número de subportadoras), ou seja, é múltiplo de 2 e 3, portanto, se o número de *Resource Blocks* alocados para cada usuário for uma potência de 2, 3 e 5, o tamanho das FFTs (M_{sc}) será múltiplo de 2, 3 e 5 também, possibilitando implementações eficientes das FFTs.

A divisão dos *Resource Blocks* entre os usuários da rede é ilustrada na Figura 3.14. Essa técnica permite a comunicação de vários terminais móveis com a antena da célula utilizando o mesmo canal.

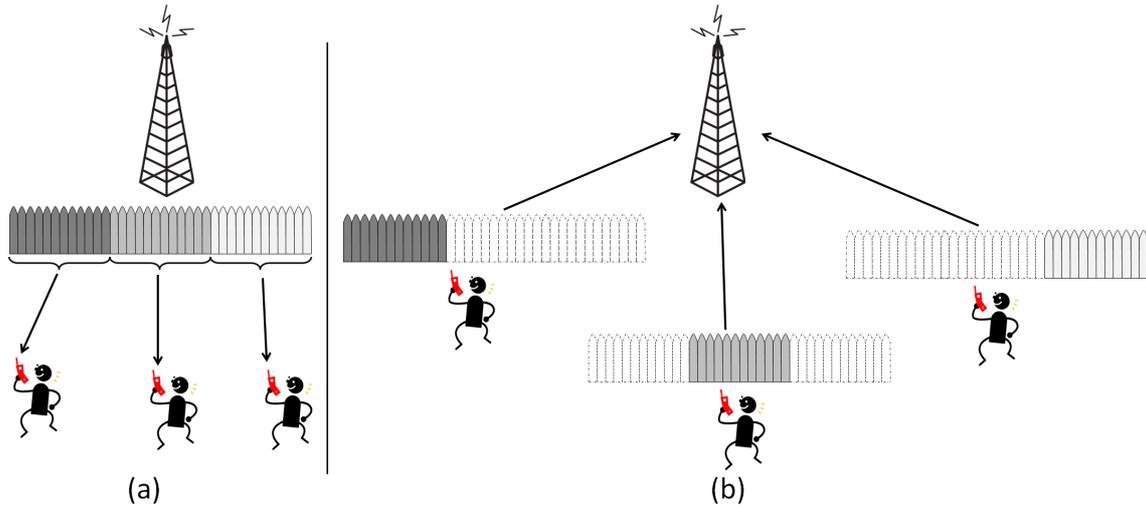


Figura 3.14: Multiplexação dos usuários no sistema LTE. (a) No *downlink* a estação base divide a banda entre os usuário da rede. (b) No *uplink* cada usuário utiliza a sua banda para transmitir suas informações.

3.4.3 Considerações Finais

Banda Dessas especificações pode-se concluir que um *Resource Block* ocupa uma banda de 180 kHz, uma vez que é composto de $N_{sc}^{RB} = 12$ subportadoras e cada uma ocupa 15 kHz de banda ($12 \times 15 \text{ kHz} = 180 \text{ kHz}$). Portanto, o número de *Resource Blocks* N_{RB}^{UL} utilizados nas transmissões de *uplink* do LTE dependem da banda utilizada. A Tabela 3.1 mostra o número de RBs utilizados no *uplink* dependendo da largura de banda (BW, do inglês *Band Width*) utilizada [1] e [20].

Tabela 3.1: Relação entre a largura de banda (BW) e N_{RB}^{UL} .

BW (MHz)	$\frac{BW}{180 \text{ kHz}}$	N_{RB}^{UL}
1,4	7,778	6
3	16,667	15
5	27,778	25
10	55,556	50
15	83,333	75
20	111,111	100

Ordem da Alocação dos Recursos Os símbolos devem ser alocados nas subportadoras em ordem crescente de subportadoras e depois em ordem crescente de símbolo SC-FDMA, ou seja, incrementa-se o k até a última subportadora da banda de transmissão. Só quando todas as subportadoras de um símbolo SC-FDMA já estão ocupadas por símbolos é que incrementa-se uma unidade no l passando para o próximo símbolo SC-FDMA.

Ordem da Transmissão Os símbolos SC-FDMA devem ser transmitidos em ordem crescente de l , ou seja, na ordem em que os símbolos foram alocados.

Comprimento do CP O prefixo cíclico pode ser configurado para possuir tamanho normal ou tamanho estendido. Quando o prefixo cíclico possui tamanho normal, sete símbolos SC-FDMA são transmitidos por *slot* de *uplink*, ou seja, $N_{\text{symb}}^{\text{UL}} = 7$, já quando o CP é configurado para possuir tamanho estendido, apenas 6 símbolos SC-FDMA são transmitidos por *slot* de *uplink*, ou seja, $N_{\text{symb}}^{\text{UL}} = 6$. Isso é mostrado na Tabela 3.2, mais detalhes podem ser encontrados em [1] e [2].

Tabela 3.2: Possíveis tamanhos do prefixo cíclico (CP).

Tipo de Prefixo	$N_{\text{symb}}^{\text{UL}}$
normal	7
estendido	6

Sequência de Referência Em todo *slot*, um símbolo SC-FDMA é reservado para a transmissão de sequência de referência. Dependendo do tipo de prefixo utilizado, normal ou estendido, o símbolo SC-FDMA reservado é o quarto ($l = 3$) ou o terceiro ($l = 2$), respectivamente. A sequência de referência pode ser utilizada no receptor para estimar o canal, processo que será melhor explicado no Capítulo 5.

3.5 *Physical Uplink Shared Channel*

O *Physical Uplink Shared Channel* (PUSCH) é o canal reproduzido pelo simulador que foi estudado neste projeto. Ele é o canal de dados de *uplink* da camada

física do sistema LTE, ou seja, é o canal físico do *uplink* destinado à transmissão de dados. Esse canal é apresentado a seguir.

3.5.1 Transmissor do PUSCH

No transmissor do PUSCH, o sinal em banda base a ser enviado pelo canal é gerado a partir dos dados que o usuário deseja transmitir. Algumas etapas são necessárias para gerar esse sinal em banda base, são elas:

- Codificação de Canal;
- *Scrambling*;
- Modulação Digital;
- Transformada Discreta de Fourier;
- Mapeamento na Frequência;
- Transformada Discreta de Fourier Inversa;
- Inserção do Prefixo Cíclico.

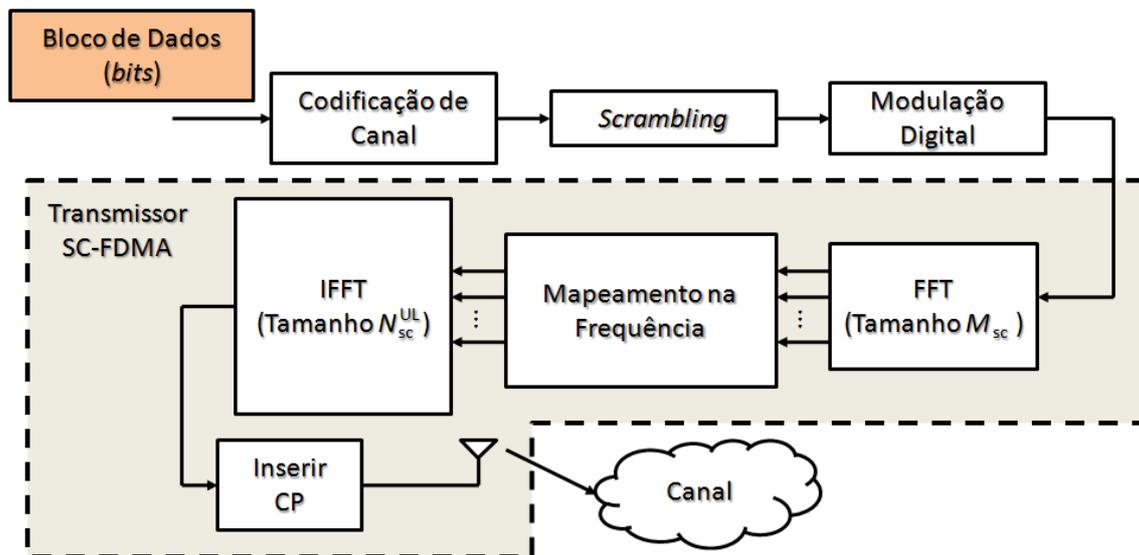


Figura 3.15: Diagrama de blocos do transmissor do *uplink* (SC-FDMA).

O diagrama de blocos da Figura 3.15 ilustra o processo de geração do símbolo SC-FDMA. As etapas desse processo são descritas a seguir.

Codificação de Canal

A codificação de canal é a codificação feita nos dados de maneira a protegê-los dos erros causados por degradações sofridas ao passar pelo canal. Nesse processo, redundância é inserida nos dados possibilitando que parte desses erros sejam detectados ou até mesmo corrigidos. O codificador de canal utilizado no LTE é o codificador Turbo. Em [1] e [2] o codificador Turbo é visto com mais detalhes. Um estudo detalhado do código Turbo é encontrado em [21].

Scrambling

O *Scrambling* é um embaralhamento dos dados. Esse embaralhamento está relacionado com a técnica de *Automatic Repeat-Request* (ARQ), que é uma técnica de solicitação de reenvio dos dados em caso de muitos erros na recepção do pacote de dados. O ARQ não é implementado no simulador, por isso o *Scrambling* também não é.

Modulação Digital

Nesta etapa os *bits* são modulados gerando símbolos (números complexos) pertencentes ao alfabeto de uma modulação. As modulações utilizadas no LTE são:

- QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*): Nesta modulação cada símbolo representa dois *bits*;
- 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*): Nesta modulação cada símbolo representa quatro *bits*;
- 64-QAM: Nesta modulação cada símbolo representa seis *bits*.

Essas modulações são vistas com detalhes em [22].

Transformada Discreta de Fourier

Tendo os símbolos a serem transmitidos, é feita a Transformada Discreta de Fourier (DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*) nesses símbolos. Para isso, utiliza-se uma implementação rápida da DFT conhecida como FFT.

Conforme mostrado na Figura 3.15, a FFT utilizada tem tamanho M_{sc} , que é o número de subportadoras alocadas para o usuário que deseja transmitir. O resultado da aplicação da FFT é a representação no domínio da frequência do bloco de informações a ser transmitido pelo usuário.

Mapeamento na Frequência

Após obter a informação no domínio da frequência do bloco de símbolos a ser enviado pelo usuário, essa informação é mapeada no *Resource Grid*, ou seja, nas subportadoras alocadas para o usuário, como mostrado na Figura 3.9 da página 42. Essa etapa é chamada de Mapeamento na Frequência.

Transformada Discreta de Fourier Inversa

Depois da etapa de mapeamento na frequência, a fim de obter o sinal no domínio do tempo a ser enviado, é feita uma Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT, do inglês *Inverse Discrete Fourier Transform*) utilizando a implementação rápida IFFT. É importante ressaltar que essa transformada deve ter o tamanho da banda de transmissão utilizada pelo sistema em número de subportadoras, ou seja, deve ter tamanho N_{sc}^{UL} . Com isso, o sinal no domínio do tempo a ser transmitido, ou seja, o símbolo SC-FDMA, é obtido.

Inserção do Prefixo Cíclico

No final do processo é inserido o CP e o símbolo SC-FDMA está pronto para ser transmitido pelo canal.

Considerações Finais

Além das funções que foram apresentadas anteriormente, existem ainda dois blocos que poderiam ser incluídos nesse diagrama. Um deles é o bloco de HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*), que poderia ser adicionado após o codificador de canal, o outro é o bloco de inserção de CRC (*Cyclic Redundancy Check*), que poderia ser adicionado antes do codificador de canal. O HARQ é responsável pela retransmissão dos blocos de dados contendo muitos erros e o CRC faz a detecção de eventuais erros dentro do bloco de dados. Esses dois blocos estão relacionados

com camadas superiores e não fazem parte do escopo deste projeto e, por isso, não foram implementados.

3.5.2 Receptor do PUSCH

No receptor do PUSCH, uma estimativa dos *bits* transmitidos pelo usuário é obtida. Para tal, o sinal recebido passa por algumas etapas, são elas:

- Remoção do Prefixo Cíclico;
- Transformada Discreta de Fourier;
- Desmapeamento na Frequência;
- Estimação de Canal;
- Equalização;
- Transformada Discreta de Fourier Inversa;
- Demodulação Digital;
- *Descrambling*;
- Decodificação de Canal.

O diagrama de blocos do receptor do PUSCH é mostrado na Figura 3.16. As etapas do processo de estimação dos *bits* transmitidos são descritas a seguir.

Remoção do Prefixo Cíclico

Remove o CP inserido no transmissor. Se o comprimento do CP for maior ou igual ao comprimento da memória do canal, a remoção do prefixo cíclico elimina a IBI e torna o canal circulante do ponto de vista do receptor, o que simplifica o processo de equalização no domínio da frequência.

Transformada Discreta de Fourier

Como a equalização é feita no domínio da frequência é necessário realizar uma Transformada Discreta de Fourier no sinal recebido. Para tal, é utilizada a FFT de tamanho N_{sc}^{UL} , desfazendo a IFFT realizada no transmissor.

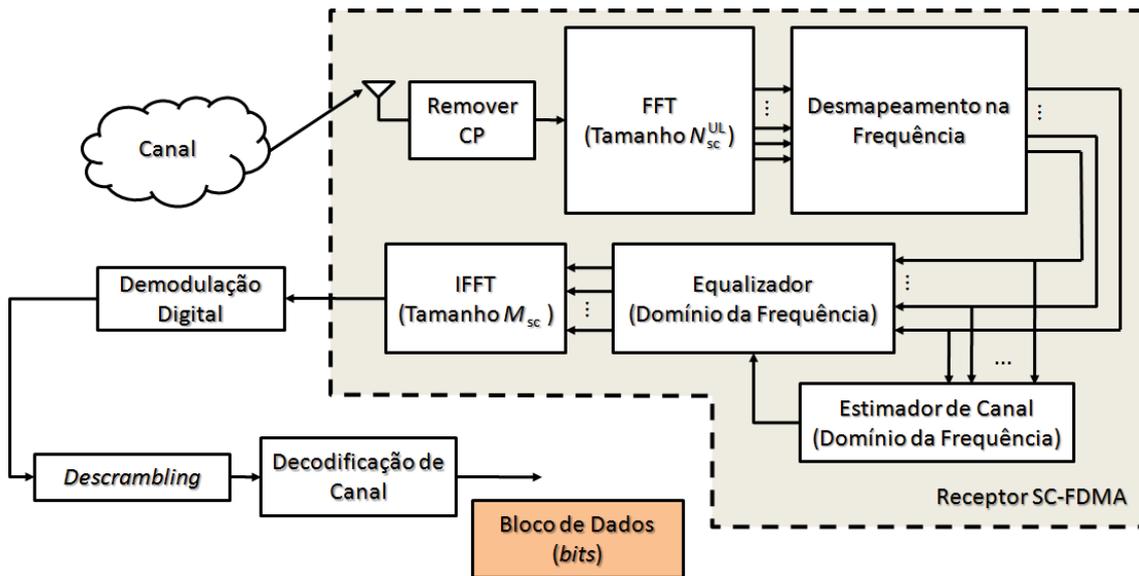


Figura 3.16: Diagrama de blocos do receptor do *uplink* (SC-FDMA).

Desmapeamento na Frequência

Nesta etapa as informações enviadas por um usuário são obtidas das subportadoras referentes a ele. Como resultado um bloco de informações é obtido. É importante ressaltar que no SC-FDMA o que é transmitido nas subportadoras são as informações em frequência do bloco de símbolos do usuário.

Estimação de Canal

Como já foi dito anteriormente, o quarto símbolo SC-FDMA de cada *slot* é reservado para a transmissão de seqüências de referência. Se o símbolo SC-FDMA recebido for o quarto do *slot*, as informações carregadas pelas subportadoras são utilizadas para estimar a resposta ao impulso do canal. As seqüências de referência utilizadas no LTE são abordados com mais detalhes no Capítulo 4 deste projeto, enquanto o processo de estimação do canal é apresentado no Capítulo 5.

Equalização

A equalização é feita no domínio da frequência utilizando a estimativa da resposta ao impulso do canal obtida na estimação de canal. Mais detalhes sobre a técnica de equalização utilizada podem ser obtidos em [1] e [2]. Com a equalização obtém-se uma estimativa das informações transmitidas nas subportadoras

do símbolo SC-FDMA.

Transformada Discreta de Fourier Inversa

Após obtida a estimativa das informações transmitidas nas subportadoras do símbolo SC-FDMA, é necessária uma Transformada Discreta de Fourier Inversa para obter-se uma estimativa dos símbolos enviados. Como dito anteriormente, as informações contidas nas subportadoras são informações em frequência do bloco de símbolos transmitido, portanto, a IFFT é necessária para obter uma estimativa do bloco de símbolos transmitido pelo usuário. A IFFT é de tamanho M_{sc} , pois, nesse momento, a estação base (receptor) está lidando com os dados de cada usuário separadamente.

Demodulação Digital

Tendo a estimativa do bloco de símbolos transmitido, é feita a demodulação desses símbolos com a finalidade de se obter o bloco de *bits*.

Descrambling

O bloco de *bits* obtido é desembaralhado. Como já foi dito, o *Descrambling* não foi implementado neste projeto.

Decodificação de Canal

A decodificação de canal é feita sobre o bloco de *bits* obtido, ou seja, ele passa por um decodificador Turbo. Nesse processo ocorre a correção de alguns erros de transmissão, o que diminui bastante a taxa de erro de *bit* (BER, do inglês *Bit Error Rate*), como será visto nos resultados presentes no Capítulo 5.

Considerações Finais

Além das funções que foram apresentadas anteriormente, existem ainda dois blocos que poderiam ser incluídos nesse diagrama. Um deles é o bloco de HARQ, que poderia ser adicionado antes do decodificador de canal, o outro é o bloco de remoção de CRC, que poderia ser adicionado após o decodificador de canal. Como

já foi dito, esses dois blocos estão relacionados com camadas superiores e não fazem parte do escopo deste projeto, por isso não foram implementados.

3.6 *Physical Downlink Shared Channel*

O *Physical Downlink Shared Channel* (PDSCH) é o canal de dados de *downlink* da camada física do sistema LTE, ou seja, é o canal físico do *downlink* destinado à transmissão de dados.

3.6.1 Transmissor do PDSCH

No transmissor do PDSCH, algumas etapas são necessárias para gerar, a partir dos dados que a estação base deseja transmitir, o sinal em banda passante a ser transmitido pelo canal, são elas:

- Codificação de Canal;
- *Scrambling*;
- Modulação Digital;
- Mapeamento nas Camadas;
- Pré-codificação;
- Mapeamento na Frequência;
- Transformada Discreta de Fourier Inversa;
- Inserção do Prefixo Cíclico.

O diagrama de blocos da Figura 3.17 ilustra o processo de geração do símbolo OFDMA. Existem duas principais diferenças entre o *downlink* e o *uplink* nesse processo. A primeira é que no *downlink* é a estação base que está transmitindo e, então, é utilizado o OFDMA, enquanto no *uplink* é o terminal móvel que transmite utilizando, portanto, o SC-FDMA. A outra é que no *downlink* existe a possibilidade de transmissões utilizando múltiplas antenas. No caso de utilização de múltiplas

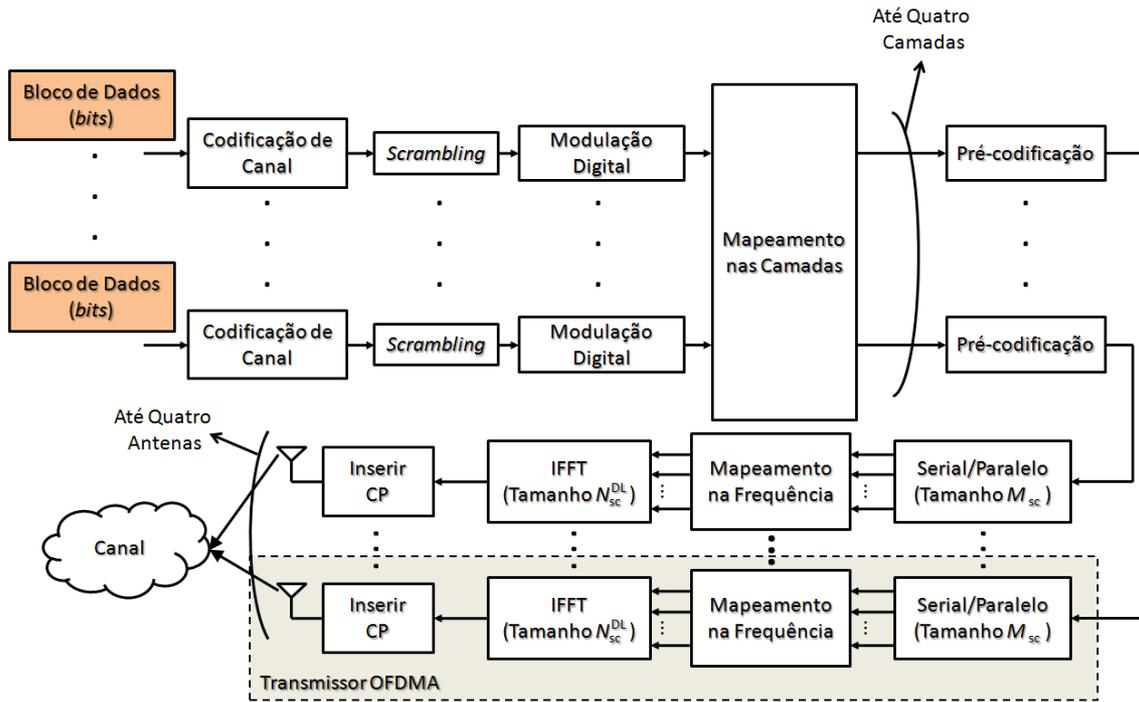


Figura 3.17: Diagrama de blocos do transmissor do *downlink* (OFDMA).

antenas, cada antena possui um *Resource Grid* associado à ela. Mais detalhes a respeito da utilização de múltiplas antenas podem ser encontrados em [3] e [19].

As etapas do processo de geração do símbolo OFDMA a ser transmitido são descritas a seguir. Esse processo possui muitas semelhanças com o processo de transmissão descrito na Seção 3.5, portanto, apenas as etapas que apresentam novidades serão comentadas.

Mapeamento nas Camadas

Nesta etapa os símbolos gerados pela modulação digital são mapeados nas camadas. Cada camada pode corresponder a uma ou mais antenas. Existem três casos de mapeamento nas camadas, são eles:

- Transmissão com uma única antena: Neste caso não há mapeamento nas camadas, ou seja, os símbolos são mapeados todos na única camada e transmitidos pela única antena (idêntico ao PUSCH);
- Transmissão utilizando multiplexação espacial: Os símbolos são mapeados em diferentes camadas sem a inserção de redundância, aumentando o *throughput*

do sistema;

- Transmissão com diversidade: Neste tipo de transmissão, redundância é inserida na informação transmitida. Essa redundância pode estar no domínio do tempo e/ou no domínio da frequência e/ou no domínio espacial. Para inserir redundância no domínio espacial é necessária a utilização de múltiplas antenas. A combinação, no receptor, das informações provenientes das múltiplas antenas⁷ melhora a qualidade da transmissão aumentando a SNR no receptor, como visto em [23]. Mais informações sobre transmissão com diversidade podem ser encontradas em [3] e [23].

No LTE são utilizadas no máximo quatro camadas por transmissão e o número máximo de antenas também é quatro. Mais detalhes a respeito da transmissão com múltiplas antenas podem ser encontrados em [2], [3] e [23].

Pré-codificador

A pré-codificação está relacionada com transmissões utilizando múltiplas antenas. Para ser mais específico, ela está relacionada com a transmissão com diversidade. Nos casos de transmissão com uma única antena ou transmissão utilizando multiplexação espacial não há pré-codificador.

A pré-codificação determina como os dados são distribuídos entre as camadas. No LTE uma das pré-codificações utilizadas é a pré-codificação baseada no esquema de Alamouti (codificação espaço-temporal de blocos), proposta em [24]. Matrizes de pré-codificação, para diferentes números de antenas de transmissão, podem ser encontradas em [19].

Considerações Finais

Assim como no *uplink*, no *downlink* são utilizadas as etapas de HARQ e CRC. Elas foram omitidas na Figura 3.17.

⁷Existem esquemas com múltiplas antenas apenas no transmissor, apenas no receptor ou em ambos.

3.6.2 Receptor do PDSCH

No receptor do PDSCH, uma estimativa dos *bits* transmitidos pela estação base é obtida. Para tal, o sinal recebido pelo terminal móvel passa por algumas etapas, são elas:

- Remoção do Prefixo Cíclico;
- Transformada Discreta de Fourier;
- Desmapeamento na Frequência;
- Estimação de Canal;
- Equalização;
- Decodificação;
- Demodulação Digital;
- *Descrambling*;
- Decodificação de Canal.

O diagrama de blocos do receptor do PDSCH é mostrado na Figura 3.18. No receptor é feita a estimativa dos *bits* transmitidos. Esse processo possui muitas semelhanças com o processo de recepção descrito na Seção 3.5, portanto, apenas as etapas que apresentam novidades serão comentadas.

Decodificação

A decodificação só é implementada em caso de transmissão com diversidade. Num cenário de diversidade espacial, ou seja, com múltiplas antenas, o processo de decodificação utiliza as informações recebidas de todas as antenas e combina essas informações de maneira a melhorar a qualidade da recepção. Um dos possíveis esquemas de transmissão com diversidade utilizados é o esquema de Alamouti, proposto em [24]. Mais detalhes sobre o processamento de dados necessário no receptor de um sistema que utiliza o esquema de Alamouti podem ser encontrados em [3], [23] e [24].

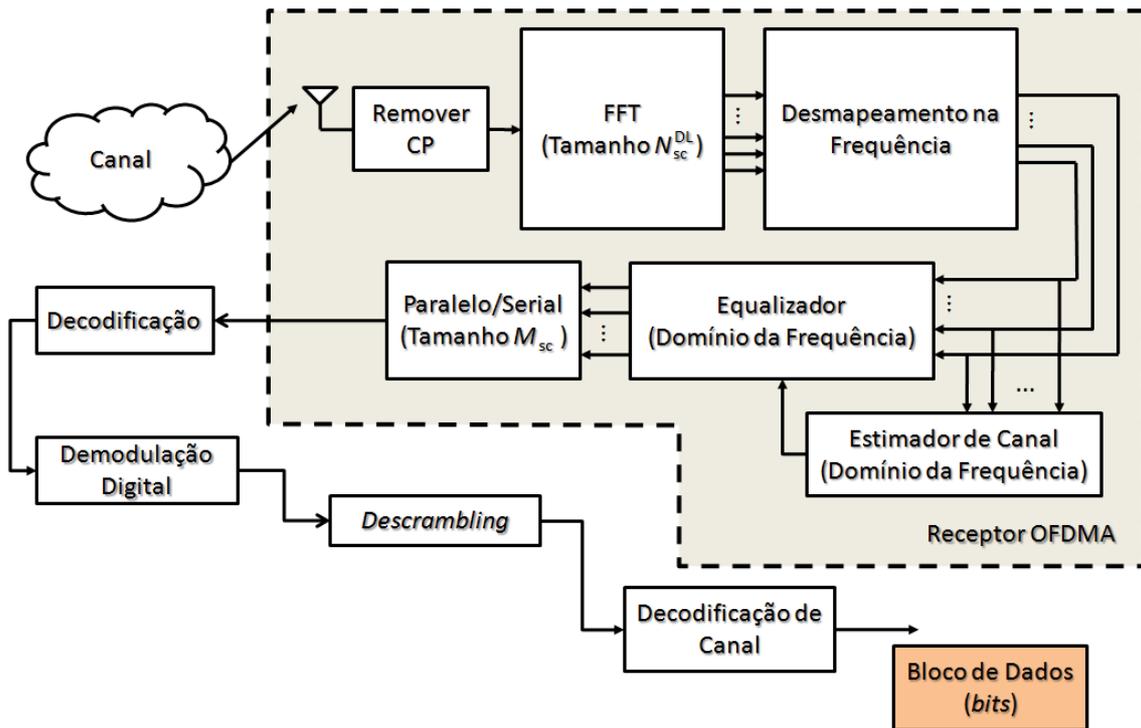


Figura 3.18: Diagrama de blocos do receptor do *downlink* (OFDMA).

Considerações Finais

Assim como no *uplink*, no *downlink* são utilizadas as etapas de HARQ e CRC. Elas foram omitidas na Figura 3.18.

Capítulo 4

Sinais de Referência para Demodulação

4.1 Introdução

Neste capítulo são estudados os sinais de referência. Esses sinais são utilizados em funções auxiliares tais como estimação de canal e medição da qualidade do canal. O simulador estudado neste projeto reproduz transmissões no PUSCH, portanto, este capítulo diz respeito somente aos sinais de referência do PUSCH do LTE.

Na Seção 4.2 é feita uma breve apresentação dos sinais de referência. No LTE, eles podem ser representados por sequências de referência, conforme explicado na Seção 4.3. As sequências de referência de comprimento longo utilizadas no PUSCH são baseadas em Sequências de Zadoff-Chu, sequências essas apresentadas na Seção 4.4. Já as sequências de referência de fato utilizadas no PUSCH são estudadas na Seção 4.5. A maneira como as sequências de referência são distribuídas entre as células do sistema LTE é apresentada na Seção 4.6.

4.2 Sinais de Referência

Os sinais de referência são conhecidos *a priori* tanto no transmissor quanto no receptor. Esses sinais podem ser utilizados para diversos fins. No *uplink* do sistema LTE existem dois principais tipos de sinal de referência. São eles [2]:

Demodulation Reference Signal (DRS) O DRS é o sinal de referência para demodulação, ele é utilizado na estimação da resposta em frequência do canal. O processo de estimação de canal é descrito no Capítulo 5.

Sounding Reference Signal (SRS) O SRS é o sinal de referência utilizado para medir a qualidade do canal para todos os usuários da célula em um dado instante de tempo. Com isso, é possível fazer um escalonamento adequado dos recursos de rádio para os usuários da rede, ou seja, definir quais usuários irão transmitir (utilizar o canal) e que faixa de frequência cada usuário irá utilizar.

Neste projeto o SRS não é estudado ou implementado pois ele não está associado a transmissões no PUSCH [19]. Por isso, de agora em diante, o termo **sinal de referência** diz respeito somente ao DRS.

4.2.1 Transmissão de um DRS

O DRS é utilizado para estimar o canal. No *uplink* do LTE, deseja-se estimar o canal de um determinado usuário em toda a banda utilizada por ele. Logo, é necessário que o sinal de referência do usuário cubra toda a faixa de frequência que ele está utilizando. Por isso, dentro da faixa de frequência ocupada pelo usuário, o DRS não é multiplexado em frequência com nenhum outro sinal da transmissão de *uplink*. Portanto, o DRS é multiplexado no tempo com os outros sinais transmitidos pelo usuário.

O que ocorre de fato é que um dos símbolos SC-FDMA do *slot* é reservado para a transmissão do sinal de referência. Dependendo do tipo de prefixo utilizado, normal ou estendido, o símbolo SC-FDMA reservado é o quarto ($l = 3$) ou o terceiro ($l = 2$) do *slot*, respectivamente.

Um *slot* de uma transmissão do PUSCH utilizando prefixo normal é mostrado na Figura 4.1. O símbolo SC-FDMA sombreado é reservado para a transmissão do DRS. Nessa figura N_{RB} é o número de *Resource Blocks* alocados para o usuário.

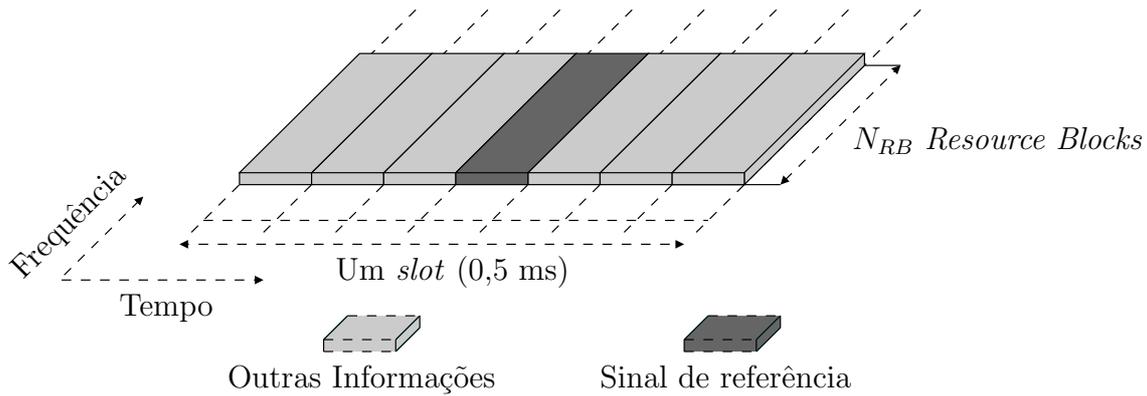


Figura 4.1: Sinal de referência em um *slot* de uma transmissão do PUSCH (prefixo cíclico normal).

4.3 Sequências de Referência

A utilização do SC-FDMA junto com a suposição de que cada subportadora enxerga um canal *flat fading* possibilita que o sinal de referência (contínuo) seja definido em termos de uma sequência de referência (discreta). Essa sequência de referência pode ser enviada nas subportadoras SC-FDMA conforme mostrado no esquema da Figura 4.2.

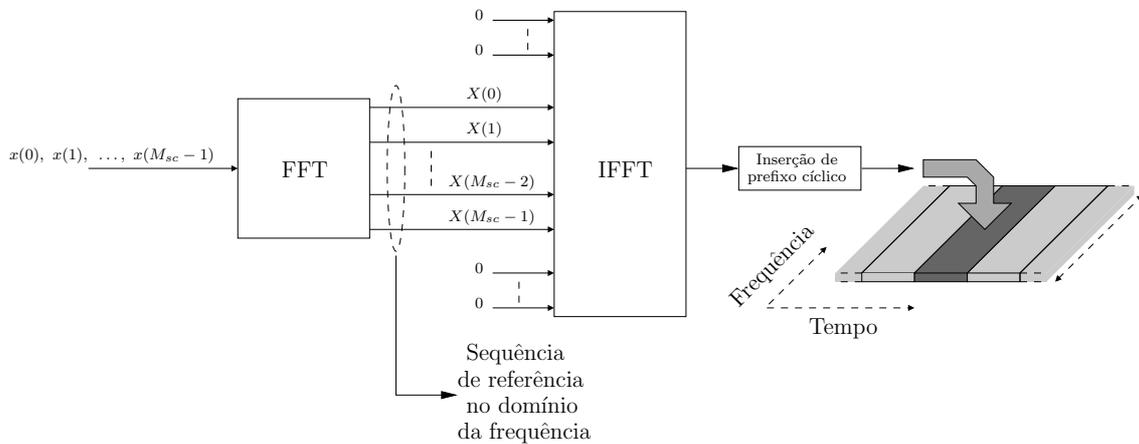


Figura 4.2: Modulação SC-FDMA da sequência de treinamento e inserção de prefixo cíclico.

Como visto nessa figura, a sequência de referência $X(k)$ é definida no domínio da frequência, com $k \in \{0, 1, \dots, (M_{sc} - 1)\}$ onde M_{sc} é o número de subportadoras alocadas para o usuário em questão. Cada símbolo dessa sequência é mapeado em uma subportadora SC-FDMA. É importante ressaltar que a entrada do modulador

SC-FDMA é um sinal no domínio do tempo e a sequência de referência é definida no domínio da frequência, portanto, o sinal $x(n)$ que deve ser colocado na entrada do modulador SC-FDMA é a IDFT da sequência de referência $X(k)$.

Em geral, em uma transmissão no PUSCH não há necessidade de se estimar o canal fora da banda (faixa de frequência) do usuário em questão. Portanto, a banda do sinal de referência deve ser igual à banda de transmissão do usuário, ou seja, o comprimento da sequência de referência é igual à banda do usuário medida em número de subportadoras. Como no sistema LTE a banda alocada para os usuários pode variar, é necessário que o sistema seja capaz de gerar sequências de referência de diversos tamanhos, correspondentes às larguras de banda que podem ser alocadas para os usuários. Além disso, essas sequências devem ter comprimento múltiplo de 12, visto que a banda é alocada para os usuários através de *Resource Blocks* e cada um deles contém 12 subportadoras.

4.4 Sequências de Zadoff-Chu

Conforme explicitado em [2], no PUSCH do LTE é importante que os sinais (ou sequências) de referência tenham duas características:

- Variações limitadas de potência no domínio da frequência, o que possibilita uma qualidade de estimação de canal similar para todas as frequências;
- Variações limitadas de potência no domínio do tempo, o que possibilita uma alta eficiência dos amplificadores de potência.

A escolha de uma sequência de referência adequada pode melhorar a qualidade da transmissão. Sequências de Zadoff-Chu são sequências que apresentam propriedades de potência constante tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, o que as torna interessantes do ponto de vista das sequências de referência [2].

Uma Sequência de Zadoff-Chu (SZC) é obtida da seguinte forma [25]:

$$X_q(k) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi q k^2}{N_{SZC}}} & \text{se } N_{SZC} \text{ é par} \\ e^{-j\frac{\pi q k(k+1)}{N_{SZC}}} & \text{se } N_{SZC} \text{ é ímpar} \end{cases} \quad k \in \{0, 1, 2, \dots, (N_{SZC} - 1)\} \quad (4.1)$$

onde q é o índice da sequência e N_{SZC} o comprimento, tal que q e N_{SZC} são números naturais diferentes de zero e são primos entre si.

4.4.1 Propriedades

Uma estimativa da autocorrelação de uma sequência $X(k)$, utilizando deslocamentos circulares, pode ser obtida da seguinte forma

$$\hat{R}_{XX}(\tau) = \frac{1}{\sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} |X(k)|^2} \sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} X(k)X^*((k-\tau) \bmod N_{SZC}) \quad (4.2)$$

A estimativa $\hat{R}_{XX}(\tau)$ da autocorrelação é normalizada entre 0 e 1.

Analogamente, uma estimativa da correlação cruzada entre duas sequências $X(k)$ e $Y(k)$, utilizando deslocamentos circulares, pode ser obtida por

$$\hat{R}_{XY}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} |X(k)|^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} |Y(k)|^2}} \sum_{k=0}^{N_{SZC}-1} X(k)Y^*((k-\tau) \bmod N_{SZC}) \quad (4.3)$$

A estimativa $\hat{R}_{XY}(\tau)$ da correlação cruzada é normalizada entre 0 e 1.

É importante ressaltar que, como o deslocamento entre as sequências é circular, as funções $\hat{R}_{XX}(\tau)$ e $\hat{R}_{XY}(\tau)$ são periódicas com período N_{SZC} , que é o comprimento das sequências.

Autocorrelação

A estimativa da autocorrelação $\hat{R}_{XX}(\tau)$ da SZC de comprimento N_{SZC} e índice q é zero para todos os deslocamentos circulares diferentes de um múltiplo de N_{SZC} , como mostrado em [25]. Ou seja,

$$\hat{R}_{XX}(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{se } \tau \neq mN_{SZC} \\ 1 & \text{se } \tau = mN_{SZC} \end{cases}, m \in \mathbb{Z}$$

Na Figura 4.3 é mostrado um período da função $\hat{R}_{XX}(\tau)$ de seis sequências de comprimento $N_{SZC} = 25$. Os q 's escolhidos foram $q \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$. O eixo horizontal do gráfico da Figura 4.3 representa o deslocamento circular τ utilizado para o cálculo da estimativa $\hat{R}_{XX}(\tau)$ da autocorrelação. O eixo vertical representa o

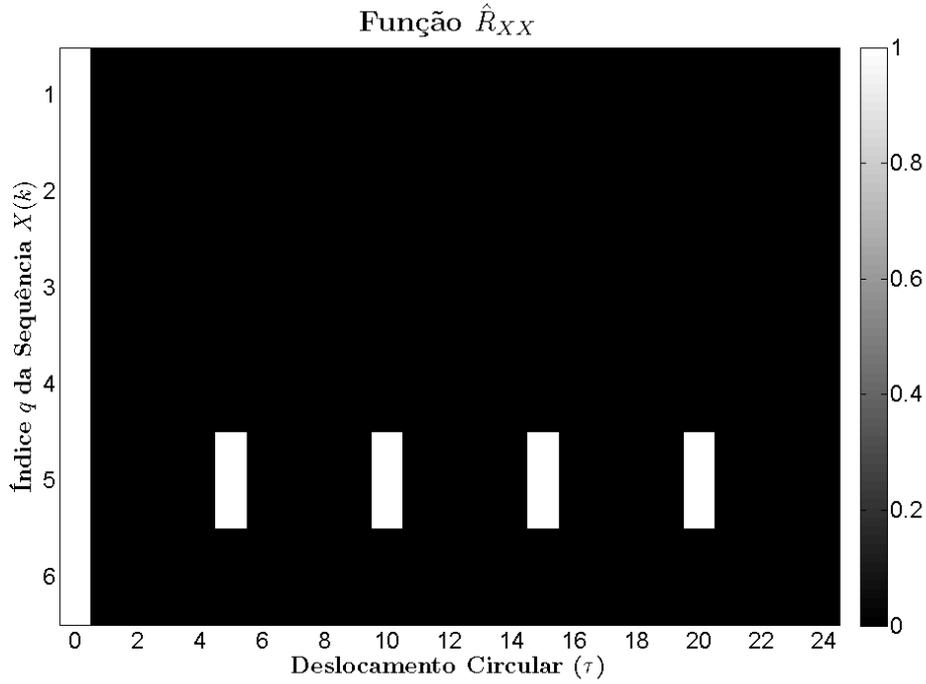


Figura 4.3: Primeiro período da função $\hat{R}_{XX}(\tau)$ das 6 seqüências de comprimento 25 geradas. A seqüência de índice $q = 5$ não é uma SZC, pois $q = 5$ e $N_{SZC} = 25$ não são primos entre si.

índice q da seqüência de comprimento N_{SZC} que está sendo utilizada para o cálculo de $\hat{R}_{XX}(\tau)$.

Pode-se observar que para o caso da seqüência de índice $q = 5$ (eixo vertical) e um deslocamento circular de $\tau = 3$ elementos (eixo horizontal) tem-se um baixo valor para a estimativa $\hat{R}_{XX}(\tau)$ da autocorrelação (cor escura). Enquanto para o caso da seqüência de índice $q = 5$ (eixo vertical) e um deslocamento circular de $\tau = 5$ elementos (eixo horizontal) tem-se um alto valor para a estimativa $\hat{R}_{XX}(\tau)$ da autocorrelação (cor clara).

Em todos os casos ilustrados na Figura 4.3 q e N_{SZC} são primos entre si, exceto no caso onde $q = 5$. Nesse caso, a seqüência gerada não é uma SZC e pode-se observar que surgem outros máximos na função $\hat{R}_{XX}(\tau)$.

Correlação Cruzada

Foi verificado experimentalmente que, se a escolha do comprimento N_{SZC} for adequada, a estimativa da correlação cruzada $\hat{R}_{XY}(\tau)$ entre SZCs de mesmo comprimento N_{SZC} e com diferentes índices $1 \leq q < N_{SZC}$ apresenta valores baixos.

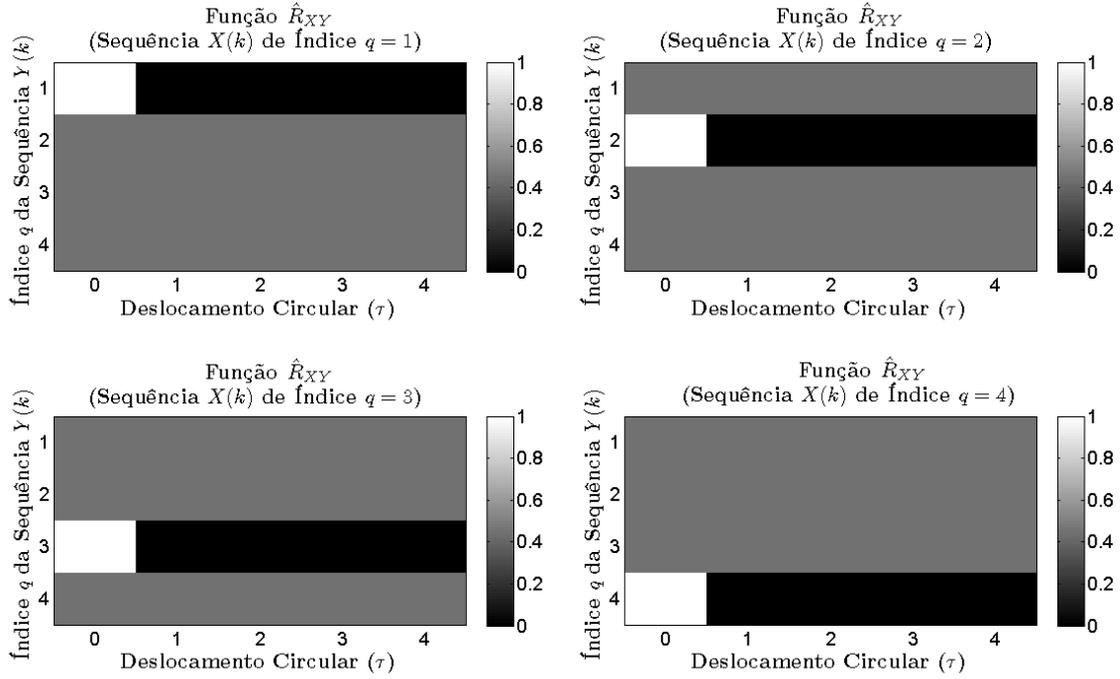


Figura 4.4: Primeiro período da função $\hat{R}_{XY}(\tau)$ de 4 sequências de Zadoff-Chu de comprimento 5.

Nos testes com sequências de comprimento N_{SZC} primo o resultado obtido foi

$$\hat{R}_{XY}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{N_{SZC}}}$$

para qualquer deslocamento circular entre as sequências.

Se o comprimento das sequências não for um número primo, então a estimativa da correlação cruzada entre sequências de diferentes índices pode apresentar valores elevados.

A Figura 4.4 mostra os gráficos de um período da estimativa da correlação cruzada $\hat{R}_{XY}(\tau)$ entre quatro SZCs de comprimento $N_{SZC} = 5$. O comprimento N_{SZC} é um número primo, por isso, pode-se observar que $\hat{R}_{XY}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{N_{SZC}}}$ quando $X(k) \neq Y(k)$. No caso em que $X(k) = Y(k)$ o que está sendo calculado é, na verdade, a autocorrelação da sequência.

4.5 Sequências de Referência Utilizadas

Considerando-se as propriedades de baixa variação da potência tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência as SZCs seriam excelentes como

sequências de referência para o PUSCH. Entretanto, existem dois motivos que não permitem a utilização das SZCs diretamente como sequências de referência dos sistemas LTE, são eles [2]:

- O número de SZCs de um determinado comprimento é igual ao número de índices q que são menores que esse comprimento e tal que q e o comprimento N_{SZC} sejam primos entre si, lembrando que tanto q quanto N_{SZC} são números naturais diferentes de zero. Esse fato implica que, para maximizar o número de SZCs, o que também maximiza o número de possíveis sinais de referência do PUSCH, o comprimento das SZCs deve ser primo. Porém, o comprimento dos sinais de referência do *uplink* é um múltiplo de 12, ou seja, não é um número primo.
- Transmissões em bandas correspondentes a 1 ou 2 *Resource Blocks* (12 ou 24 subportadoras, respectivamente) necessitam de sequências de referência de comprimento curto, o que faria com que poucas SZCs pudessem ser geradas, mesmo que fossem de comprimento primo.

O que se faz então é utilizar uma SZC de comprimento primo e gerar uma **extensão cíclica** dessa SZC, como mostrado a seguir.

$$\begin{aligned} X_{SZCE}(k) &= X_{SZC}(k \bmod N_{SZC}) \\ k &\in \{0, 1, \dots, (M_{sc} - 1)\} \end{aligned} \tag{4.4}$$

em que $X_{SZCE}(k)$ é a nova sequência, $X_{SZC}(k)$ é a SZC de comprimento N_{SZC} , e $M_{sc} > N_{SZC}$ é o comprimento da nova sequência. Essa sequência de referência gerada a partir da extensão cíclica de uma SZC é chamada neste projeto de SZCE (Sequência de Zadoff-Chu Estendida). As SZCEs são as sequências de referência utilizadas no LTE para transmissões nas quais o usuário utiliza 3 *Resource Blocks* (36 subportadoras) ou mais [2].

Como foi visto, para gerar uma SZCE de comprimento M_{sc} é utilizada uma SZC de comprimento N_{SZC} . Como N_{SZC} tem de ser primo, o valor escolhido para N_{SZC} é o maior número primo que não excede M_{sc} . É importante ressaltar que o número de diferentes SZCs de comprimento N_{SZC} primo e que possuem boas propriedades de correlação é $(N_{SZC} - 1)$. Para ficar mais claro, um exemplo é apresentado a seguir.

Deseja-se gerar SZCEs de comprimento $M_{sc} = 60$. Para tal, são utilizadas SZCs de comprimento N_{SZC} primo. Como N_{SZC} é o maior primo que não excede $M_{sc} = 60$, então, $N_{SZC} = 59$. Como $N_{SZC} = 59$, é possível gerar 58 SZCs (de diferentes índices q) com boas propriedades de correlação. É possível gerar uma SZCE de comprimento $M_{sc} = 60$ de cada uma dessas SZCs, ou seja, é possível gerar 58 SZCEs de comprimento $M_{sc} = 60$.

Para transmissões nas quais o usuário utiliza apenas 1 ou 2 *Resource Blocks* (12 ou 24 subportadoras, respectivamente), poucas SZCs com boas propriedades de correlação poderiam ser geradas. Portanto, as sequências de referência utilizadas são sequências especiais baseadas em QPSK (do inglês *Quadrature Phase Shift Keying*) obtidas através de busca computacional [2].

Para cada um dos dois comprimentos (12 e 24) existem 30 sequências. Essas sequências são listadas nas especificações do LTE [19] e são definidas por

$$\begin{aligned} X(k) &= e^{j\varphi(k)\pi/4} \\ 0 \leq k &\leq N_{RS} - 1 \end{aligned} \tag{4.5}$$

onde N_{RS} é o comprimento da sequência de referência e $\varphi(k)$ é definido pelas tabelas 4.1 e 4.2, dependendo do comprimento N_{RS} desejado (1 ou 2 *Resource Blocks*).

4.5.1 Propriedades

As sequências de referência utilizadas não possuem as mesmas propriedades de autocorrelação e correlação cruzada das SZCs, como é visto a seguir.

Autocorrelação

Para o cálculo da autocorrelação é utilizada a estimativa $\hat{R}_{XX}(\tau)$ apresentada na Equação (4.2). O resultado obtido é apresentado na Figura 4.5.

Pode-se observar que a função $\hat{R}_{XX}(\tau)$ não é zero fora da origem, porém não apresenta valores elevados fora da origem.

Correlação Cruzada

Para o cálculo da correlação cruzada é utilizada a estimativa $\hat{R}_{XY}(\tau)$ apresentada na Equação (4.3). O resultado obtido é apresentado na Figura 4.6.

Tabela 4.1: Sequências utilizadas em transmissões em banda estreita (1 *Resource Block*).

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(11)$											
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1
6	-1	3	-3	-3	-3	3	1	-1	3	3	-3	1
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1
8	1	-3	3	1	-1	-1	-1	1	1	3	-1	1
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3
23	1	1	-1	-3	-1	-3	1	-1	1	3	-1	1
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	3
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	3	-1	-3
27	-3	-1	-3	-1	-3	3	1	-1	1	3	-3	-3
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1

Tabela 4.2: Sequências utilizadas em transmissões em banda estreita (2 *Resource Blocks*).

u	$\varphi(0), \dots, \varphi(23)$																							
0	-1	3	1	-3	3	-1	1	3	-3	3	1	3	-3	3	1	1	-1	1	3	-3	3	-3	-1	-3
1	-3	3	-3	-3	-3	1	-3	-3	3	-1	1	1	1	3	1	-1	3	-3	-3	1	3	1	1	-3
2	3	-1	3	3	1	1	-3	3	3	3	3	1	-1	3	-1	1	1	-1	-3	-1	-1	1	3	3
3	-1	-3	1	1	3	-3	1	1	-3	-1	-1	1	3	1	3	1	-1	3	1	1	-3	-1	-3	-1
4	-1	-1	-1	-3	-3	-1	1	1	3	3	-1	3	-1	1	-1	-3	1	-1	-3	-3	1	-3	-1	-1
5	-3	1	1	3	-1	1	3	1	-3	1	-3	1	1	-1	-1	3	-1	-3	3	-3	-3	-3	1	1
6	1	1	-1	-1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-3	-1	1	-1	3	-1	-3
7	-3	3	3	-1	-1	-3	-1	3	1	3	1	3	1	1	-1	3	1	-1	1	3	-3	-1	-1	1
8	-3	1	3	-3	1	-1	-3	3	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	-3	-3	-3	1	-3	-3	-3	1	-3
9	1	1	-3	3	3	-1	-3	-1	3	-3	3	3	3	-1	1	1	-3	1	-1	1	1	-3	1	1
10	-1	1	-3	-3	3	-1	3	-1	-1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-1	1	3	3	-1	1	-1	3
11	1	3	3	-3	-3	1	3	1	-1	-3	-3	-3	3	3	-3	3	3	-1	-3	3	-1	1	-3	1
12	1	3	3	1	1	1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	1	-3	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-3	-1
13	3	-1	-1	-1	-1	-3	-1	3	3	1	-1	1	3	3	3	-1	1	-3	1	3	-1	-3	-1	-3
14	-3	-3	3	1	3	1	-3	3	1	3	1	1	3	3	-1	-1	-3	1	-3	-1	3	1	1	3
15	-1	-1	1	-3	1	3	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	1	-1	-3	-3	-1	-1	-3	-3	-3	-1
16	-1	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	1	-3	3	1	3	3	1	-1	1	-3	1	-3	1	1	-3	-1
17	1	3	-1	3	3	-1	-3	1	-1	-3	3	3	3	-1	1	1	3	-1	-3	-1	3	-1	-1	-1
18	1	1	1	1	1	-1	3	-1	-3	1	1	3	-3	1	-3	-1	1	1	-3	-3	3	1	1	-3
19	1	3	3	1	-1	-3	3	-1	3	3	3	-3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	3	-1	3	-3	-3
20	-1	-3	3	-3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	-3	3	1	3	-3	-1	3	-1	1	-1	3	-3	1	-1
21	-3	-3	1	1	-1	1	-1	1	-1	3	1	-3	-1	1	-1	1	-1	-1	3	3	-3	-1	1	-3
22	-3	-1	-3	3	1	-1	-3	-1	-3	-3	3	-3	3	-3	-1	1	3	1	-3	1	3	3	-1	-3
23	-1	-1	-1	-1	3	3	3	1	3	3	-3	1	3	-1	3	-1	3	3	-3	3	1	-1	3	3
24	1	-1	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-1	3	-1	3	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-3	-1	3
25	1	-1	1	-1	3	-1	3	1	1	-1	-1	-3	1	1	-3	1	3	-3	1	1	-3	-3	-1	-1
26	-3	-1	1	3	1	1	-3	-1	-1	-3	3	-3	3	1	-3	3	-3	1	-1	1	-3	1	1	1
27	-1	-3	3	3	1	1	3	-1	-3	-1	-1	-1	3	1	-3	-3	-1	3	-3	-1	-3	-1	-3	-1
28	-1	-3	-1	-1	1	-3	-1	-1	1	-1	-3	1	1	-3	1	-3	-3	3	1	1	-1	3	-1	-1
29	1	1	-1	-1	-3	-1	3	-1	3	-1	1	3	1	-1	3	1	3	-3	-3	1	-1	-1	1	3

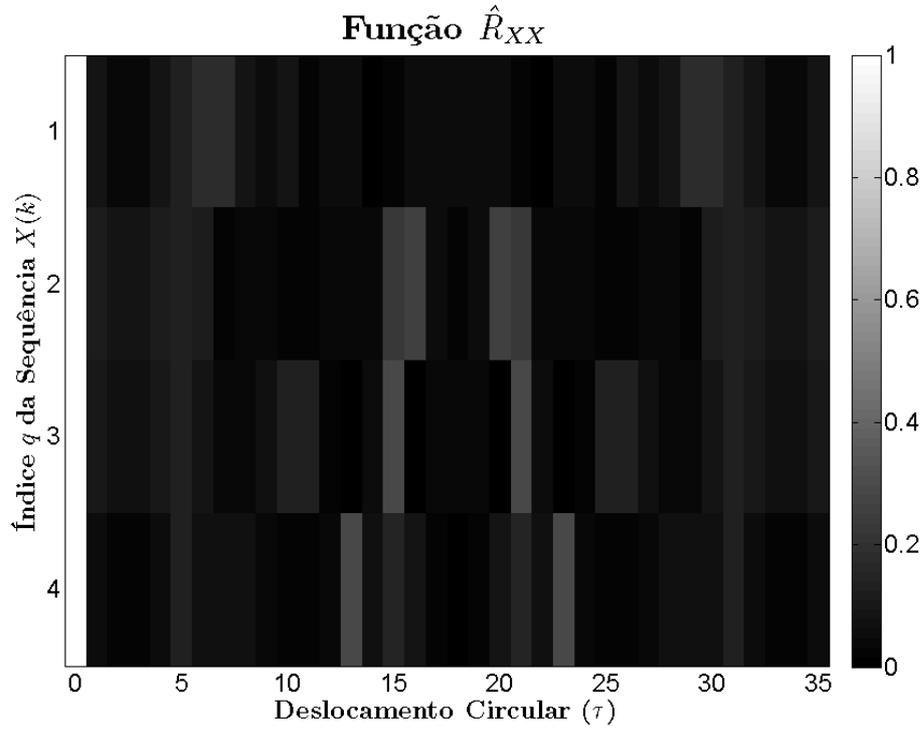


Figura 4.5: Primeiro período da autocorrelação periódica de 4 SZCEs de comprimento 36.

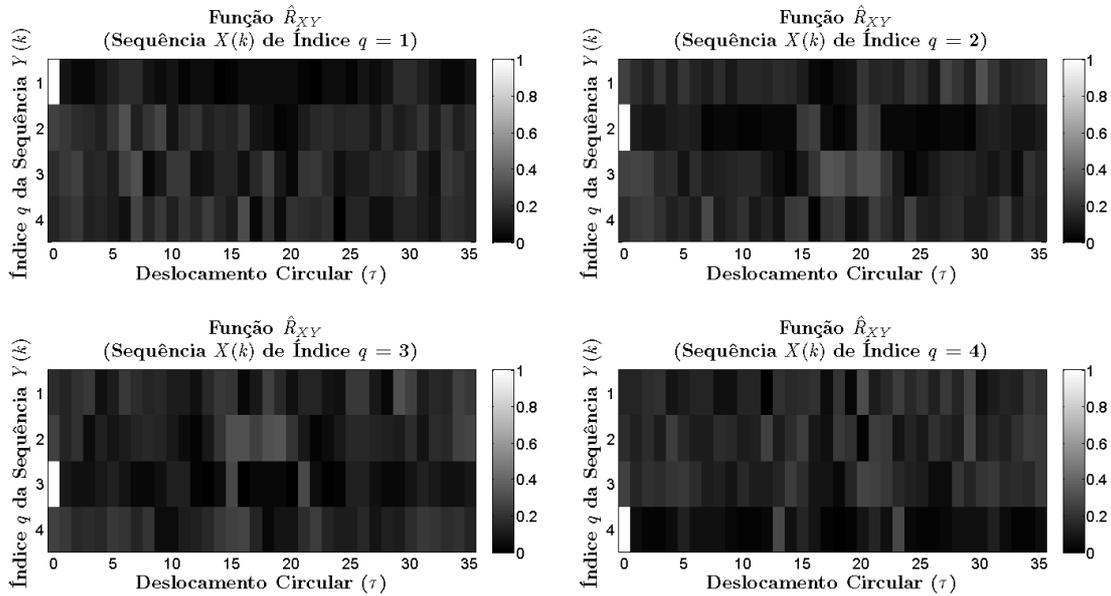


Figura 4.6: Primeiro período da correlação cruzada periódica de 4 SZCEs de comprimento 36.

Pode-se observar que a função $\hat{R}_{XY}(\tau)$ não mantém o valor $\hat{R}_{XY}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{N_{SZC}}}$, onde N_{SZC} é o comprimento (número primo) da SZC que gerou a SZCE. Porém, ela não apresenta valores elevados.

4.5.2 Sequências de Referência com Rotação na Fase

Além das sequências de referência já descritas, são utilizadas também sequências de referências obtidas através de **rotações em fase de uma sequência de referência base**.

As SZCEs, definidas a partir de SZCs com diferentes índices q , em geral apresentam uma baixa correlação cruzada, mas não são ortogonais. Já as sequências de referência obtidas através de diferentes rotações de fase de uma mesma SZCE base podem ser ortogonais. Para tal, é necessário que rotações de fase adequadas sejam definidas para essas sequências [2].

Diferentes rotações de fase de uma mesma SZCE base são obtidas como mostrado a seguir

$$X^\alpha(k) = e^{jk\alpha} X_{SZCE}(k) \quad (4.6)$$

$$0 \leq k \leq M_{sc} - 1$$

onde $X^\alpha(k)$ é uma rotação de fase da SZCE $X_{SZCE}(k)$ e M_{sc} é a banda do sinal de referência em número de subportadoras. Essas sequências de referência geradas a partir de diferentes rotações de fase de uma mesma SZCE base são chamadas aqui de SRF (Sequências com Rotações de Fase). A Figura 4.7 ilustra a rotação em fase de uma SZCE base.

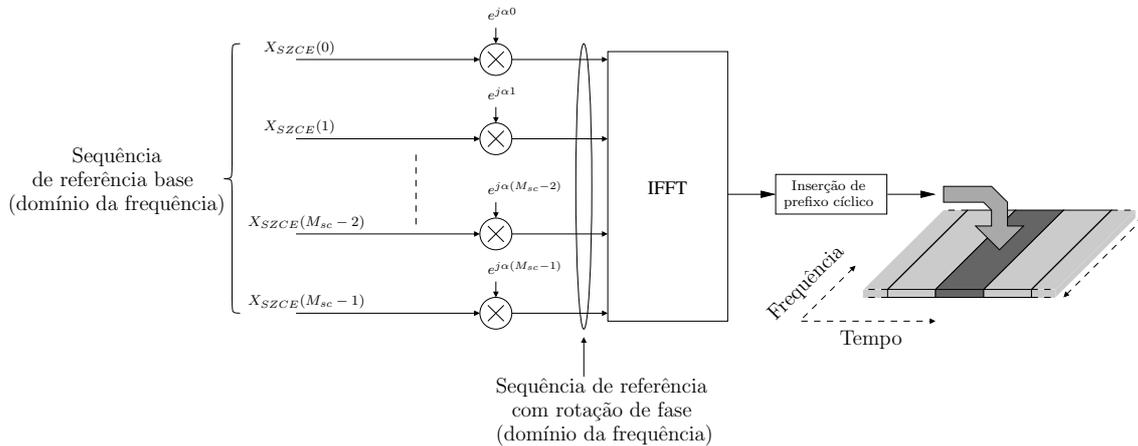


Figura 4.7: Rotação de fase de uma sequência de referência base.

Se for considerado que o parâmetro α assume valores $\frac{2\pi m}{12}$ onde $m \in \{0, 1, \dots, 11\}$ é possível gerar até 12 sequências ortogonais [2]. Porém, para manter a ortogonalidade dessas sequências até a recepção, é necessário que o canal

seja *flat fading* num intervalo de 12 subportadoras (1 *Resource Block*), ou seja, que o canal não apresente seletividade nesse intervalo de frequência. Para ser mais preciso, se o canal é *flat fading* em um intervalo de N subportadoras, é possível manter a ortogonalidade de até N sequências na recepção. Para tal, é necessário utilizar N valores diferentes para o parâmetro α , esses valores devem ser

$$\alpha = \frac{2\pi m}{N}, \quad m \in \{0, 1, 2, \dots, (N - 1)\} \quad (4.7)$$

onde $N \in \mathbb{N}$ e $N \neq 0$, e o comprimento das SRFs geradas utilizando esses valores de α tem que ser múltiplo de N .

Portanto, diminuir o valor de N significa limitar o conjunto de valores de α , ou seja, significa um menor conjunto de sequências ortogonais. Na prática, isso implica uma ortogonalidade sobre um número menor de subportadoras, isto é, possibilita a suposição de um canal *flat fading* sobre um conjunto menor de subportadoras (isso é melhor explicado no Capítulo 5).

É importante ressaltar que as SRFs são ortogonais apenas se forem geradas a partir de uma mesma SZCE base, ou seja, se elas forem originadas de uma SZCE com um determinado índice q . Portanto, para cada índice q , são geradas N SRFs ortogonais, porém as SRFs geradas à partir de SZCEs com diferentes índices q não são ortogonais.

A Figura 4.8 mostra a ortogonalidade entre 4 SRFs de índice $q = 1$ e comprimento $N_{RS} = 60$. Foi utilizado $N = 12$.

No LTE, os possíveis valores de N são $N \in \{1, 2, 3, 4, 6, 12\}$. Isso ocorre porque 12 é o número de subportadoras em um *Resource Block*. Como o comprimento N_{RS} de uma SRF é igual à banda alocada para o usuário, o comprimento N_{RS} é sempre múltiplo de 12. Portanto, para atender à restrição de que o comprimento N_{RS} tem que ser um múltiplo de N , em que N é escolhido como um divisor de 12.

Outro aspecto importante é que, para transmissões utilizando 3 ou mais *Resource Blocks*, as SRFs são geradas a partir de diferentes rotações de fase de uma SZCE base. Entretanto, para transmissões utilizando apenas 1 ou 2 *Resource Blocks* as SRFs devem ser geradas a partir de diferentes rotações de fase de uma sequência base de comprimento curto. As sequências de comprimento curto são baseadas em QPSK e são definidas pela Equação (4.5) e pelas tabelas 4.1 e 4.2. A forma de gerar as diferentes rotações de fase de uma sequência de comprimento curto é análoga à

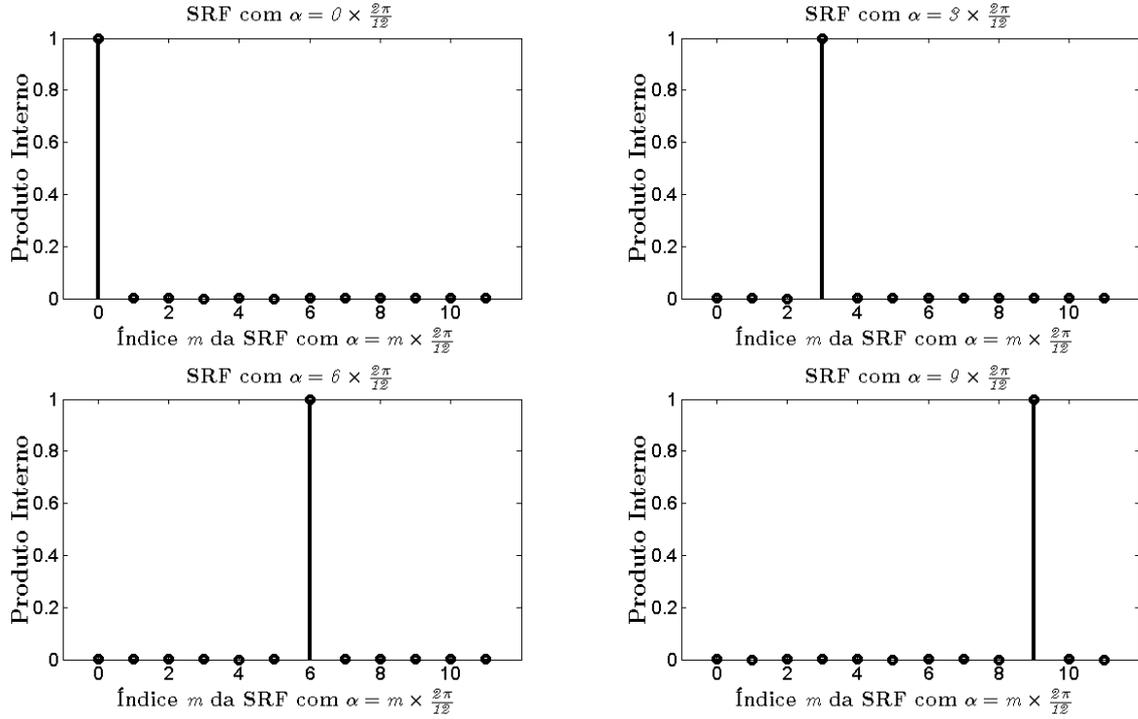


Figura 4.8: Ortogonalidade entre SRFs de comprimento $N_{RS} = 60$, utilizando $N = 12$.

forma utilizada para gerar as diferentes rotações de fase de uma SZCE.

4.5.3 Importância do Alinhamento no Tempo

Outro pré-requisito para que a ortogonalidade entre as SRFs seja mantida é que os símbolos SC-FDMA que carregam essas sequências estejam alinhados no tempo (sincronizados) durante a recepção [2]. O atraso (no domínio do tempo) de um símbolo SC-FDMA recebido é equivalente a uma rotação de fase no domínio da frequência [11]. Portanto, a falta de sincronia entre os símbolos SC-FDMA pode desfazer as diferentes rotações de fase aplicadas às sequências de referência no transmissor.¹ O efeito disso seria a perda da ortogonalidade entre as SRFs, ou seja, uma elevada interferência entre as transmissões das SRFs.

A Figura 4.9 ilustra esse efeito. Nessa figura foram consideradas SRFs de comprimento $N_{RS} = 60$, com $\alpha = 0$ e $\alpha = \frac{2\pi 6}{12}$. A banda utilizada pelo sistema considerada foi de 5 MHz, ou seja, $N_{sc}^{UL} = 300$. Pode-se observar que quando o deslocamento circular entre os símbolos SC-FDMA que carregam as SRFs se aproxima

¹As sequências de referências são definidas no domínio da frequência.

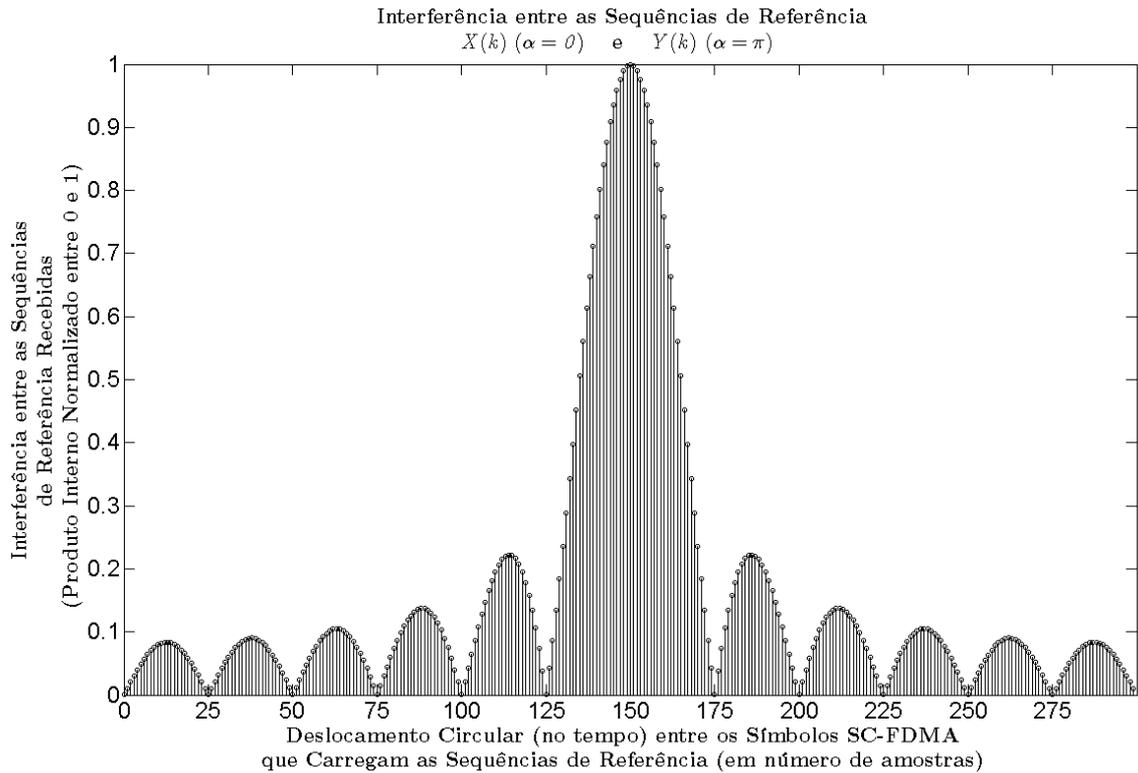


Figura 4.9: Interferência entre SRFs de comprimento $N_{RS} = 60$ com $\alpha = 0$ e $\alpha = \frac{2\pi 6}{12}$.

de 150 as SRFs apresentam elevada interferência.

Em geral, para o LTE, as transmissões de *uplink* de diferentes terminais móveis pertencentes à mesma célula estão bem alinhadas no tempo, pelo fato desse alinhamento ser um pré-requisito para manter a ortogonalidade entre as transmissões multiplexadas na frequência. Então, pode-se utilizar SRFs quando se deseja que múltiplos terminais móveis, pertencentes à mesma célula, transmitam simultaneamente no *uplink* utilizando a mesma faixa de frequência. Isso é utilizado, por exemplo, no caso de transmissões do PUCCH (do inglês *Physical Uplink Control Channel*).

Neste projeto não será implementado o canal de controle, contudo, no PUSCH existe a possibilidade do uso de SRFs. Elas são utilizadas quando terminais móveis pertencentes ao mesmo eNodeB, mas em células diferentes, transmitem na mesma faixa de frequência. Na prática, como pertencem à mesma eNodeB, essas duas células são bem sincronizadas e, então, as transmissões de *uplink* nas referidas células são bem alinhadas no tempo. Por isso, pode-se utilizar as SRFs para reduzir a interferência entre a transmissão das sequências de referência dos dois terminais

móveis. Isso, contudo, não é aplicável ao PUCCH, visto que as diferentes SRFs já foram utilizadas dentro da mesma célula, como mencionado anteriormente.

4.5.4 Exemplo

Para ficar mais claro o que foi explicado até agora neste capítulo, um exemplo de como gerar uma SRF e uma explicação sobre a ortogonalidade entre as SRFs são apresentados a seguir.

Gerando SRFs

Será explicado como gerar uma SRF de comprimento $N_{RS} = 4$. SRFs desse comprimento não são utilizadas no LTE. Porém, SRFs de comprimento maior podem ser obtidas analogamente.

Primeiramente é necessário gerar uma SZC de comprimento N_{SZC} , onde N_{SZC} é o maior primo que não excede $N_{RS} = 4$, ou seja, $N_{SZC} = 3$. Para tal é utilizada a Equação (4.1). Utilizando $q = 1$, é obtida a sequência:

$$\mathbf{s}_{SZC} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix}$$

Agora, a SZCE de comprimento $N_{RS} = 4$ pode ser obtida a partir da SZC de comprimento N_{SZC} utilizando-se a Equação (4.4). A SZCE obtida é

$$\mathbf{s}_{SZCE} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Como já foi dito, é possível obter SRFs ortogonais a partir da SZCE gerada. Os valores de α utilizados para gerar as SRFs podem ser obtidos pela Equação (4.7). Observando essa equação conclui-se que N SRFs ortogonais podem ser obtidas a partir da SZCE. Como o comprimento da SZCE é $N_{RS} = 4$, então $N \leq 4$, portanto o valor escolhido é $N = 4$. Com isso, os valores de α são

$$\alpha = \frac{2\pi m}{4}, \quad m \in \{0, 1, 2, 3\}$$

$$\alpha \in \left\{ 0, \frac{1}{4} \times 2\pi, \frac{2}{4} \times 2\pi, \frac{3}{4} \times 2\pi \right\}$$

As SRFs são geradas como mostrado na Equação (4.6). Portanto as SRFs geradas são

$$\mathbf{s}_{SRF1} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{s}_{\text{SRF2}} &= \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} e^{j\frac{1}{4}2\pi} & e^{2j\frac{1}{4}2\pi} & e^{3j\frac{1}{4}2\pi} \end{bmatrix} \\ \mathbf{s}_{\text{SRF3}} &= \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} e^{j\frac{2}{4}2\pi} & e^{2j\frac{2}{4}2\pi} & e^{3j\frac{2}{4}2\pi} \end{bmatrix} \\ \mathbf{s}_{\text{SRF4}} &= \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} e^{j\frac{3}{4}2\pi} & e^{2j\frac{3}{4}2\pi} & e^{3j\frac{3}{4}2\pi} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Dessa maneira é possível gerar 4 SRFs ortogonais de comprimento $N_{\text{RS}} = 4$ e índice $q = 1$, cada uma com uma rotação de fase diferente, ou seja, cada uma com um α próprio.

Ortogonalidade

Agora será mostrado o que ocorre quando realiza-se o produto interno entre essas sequências.

Para simplificar serão utilizadas as seguintes notações

$$\mathbf{s}_{\text{SRF1}} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(0) & a(1) & a(2) & a(3) \end{bmatrix}$$

e também

$$\phi = \frac{1}{4}2\pi$$

portanto,

$$\begin{aligned}\mathbf{s}_{\text{SRF1}} &= \begin{bmatrix} a(0) & a(1) & a(2) & a(3) \end{bmatrix} \\ \mathbf{s}_{\text{SRF2}} &= \begin{bmatrix} a(0) & a(1)e^{j\phi} & a(2)e^{j2\phi} & a(3)e^{j3\phi} \end{bmatrix} \\ \mathbf{s}_{\text{SRF3}} &= \begin{bmatrix} a(0) & a(1)e^{j2\phi} & a(2)e^{j4\phi} & a(3)e^{j6\phi} \end{bmatrix} \\ \mathbf{s}_{\text{SRF4}} &= \begin{bmatrix} a(0) & a(1)e^{j3\phi} & a(2)e^{j6\phi} & a(3)e^{j9\phi} \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{4.8}$$

Será calculado o produto interno entre as sequências S_{SRF2} e S_{SRF3} .

$$\begin{aligned}\langle \mathbf{s}_{\text{SRF2}}, \mathbf{s}_{\text{SRF3}} \rangle &= \begin{bmatrix} a(0) & a(1)e^{j\phi} & a(2)e^{j2\phi} & a(3)e^{j3\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^*(0) \\ a^*(1)e^{-j2\phi} \\ a^*(2)e^{-j4\phi} \\ a^*(3)e^{-j6\phi} \end{bmatrix} \\ &= a(0)a^*(0) + a(1)e^{j\phi}a^*(1)e^{-j2\phi} + a(2)e^{j2\phi}a^*(2)e^{-j4\phi} \\ &\quad + a(3)e^{j3\phi}a^*(3)e^{-j6\phi} \\ &= |a(0)|^2 + |a(1)|^2e^{-j\phi} + |a(2)|^2e^{-j2\phi} + |a(3)|^2e^{-j3\phi}\end{aligned}\tag{4.9}$$

Como o módulo de $a(k)$ é constante, pode-se definir $|a(k)| = |a|$ e escrever a equação acima como

$$\langle \mathbf{s}_{\text{SRF2}}, \mathbf{s}_{\text{SRF3}} \rangle = |a|^2 (1 + e^{-j\phi} + e^{-j2\phi} + e^{-j3\phi}) \quad (4.10)$$

onde $\phi = \frac{1}{4}2\pi$ e $|a| = 1$, portanto

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{s}_{\text{SRF2}}, \mathbf{s}_{\text{SRF3}} \rangle &= (1 + e^{-j\frac{1}{4}2\pi} + e^{-j\frac{2}{4}2\pi} + e^{-j\frac{3}{4}2\pi}) \\ &= 0 \end{aligned}$$

logo, essas sequências são ortogonais.

Para concluir, se forem consideradas duas sequências cujos elementos têm módulo constante e uma difere da outra apenas por rotações de fase dos seus elementos, se essas rotações de fase forem escolhidas de maneira adequada, essas sequências podem ser ortogonais.

Uma forma de escolher as rotações de fase para que as sequências sejam ortogonais é explicada a seguir.

Seja $\phi_m(k)$ a fase do k -ésimo elemento de uma sequência \mathbf{s}_m cujos elementos têm módulo constante $|a|$ e seja $\phi_n(k)$ a fase do k -ésimo elemento de uma sequência \mathbf{s}_n cujos elementos têm módulo constante $|a|$. Para que \mathbf{s}_m e \mathbf{s}_n sejam ortogonais, os valores de $\phi_m(k)$ e $\phi_n(k)$ devem ser escolhidos de maneira que

$$\begin{aligned} \phi_m(k) - \phi_n(k) &= \frac{(m-n)k}{N} 2\pi \\ m \in \mathbb{N}, \quad n \in \mathbb{N}, \quad 0 < |m-n| < N \end{aligned}$$

onde N é o comprimento das sequências, ou seja, $k \in \{p_0, (p_0 + 1), \dots, (p_0 + N - 1)\}$, onde p_0 é o índice do primeiro elemento das sequências.

Pode-se observar nas Equações (4.8) que esse foi o método utilizado para gerar as rotações de fase das SRFs do exemplo explicado anteriormente.

4.6 Associação das DRS às Diferentes Células

Foi explicado como gerar as sequências de referência, porém, para que essas sequências possam ser utilizadas de modo adequado no sistema LTE, é preciso organizar sua distribuição entre as diferentes células. Para tal, associa-se a cada célula um grupo de sequências. Como para qualquer comprimento (os comprimentos são

sempre múltiplos de 12) temos no mínimo 30 sequências (com diferentes índices), podemos dividir essas sequências em 30 grupos onde cada grupo contém:

- Uma sequência de referência de cada comprimento menor ou igual a 60, o que corresponde a uma banda de transmissão de 5 *Resource Blocks* ou menos.
- Duas sequências de referência de cada comprimento maior ou igual a 72, o que corresponde a uma banda de transmissão de 6 ou mais *Resource Blocks*. Observe que para comprimentos maiores que 71 existem mais de 60 sequências de referência de cada comprimento, o que permite que tenhamos duas sequências por grupo em cada um dos 30 grupos.

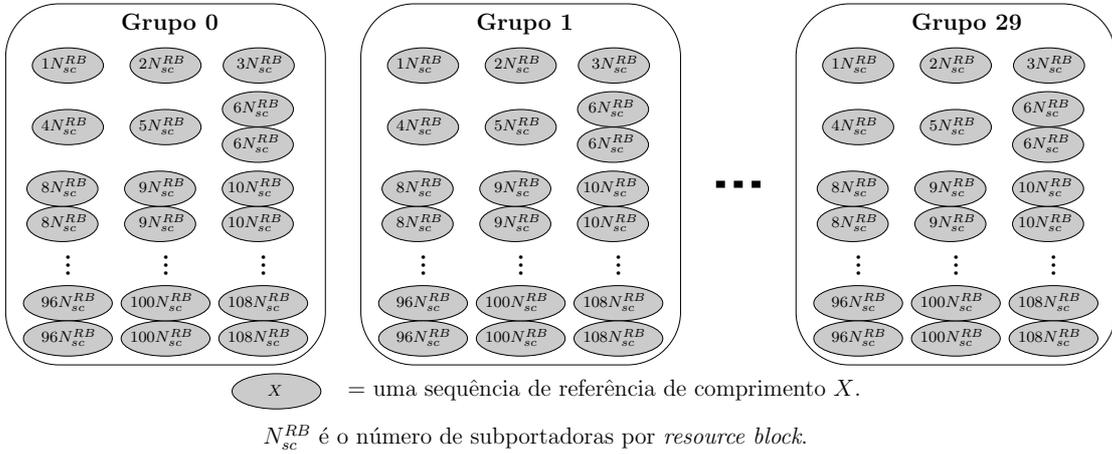


Figura 4.10: Organização das sequências de referência nos grupos.

A divisão das sequências de referência em grupos é exibida na Figura 4.10. A cada grupo é atribuído um índice de grupo u . Pode-se observar que sequências de referência de comprimento 84 (relativo a 7 *Resource Blocks*) não são utilizadas. Isso ocorre porque o número de *Resource Blocks* das transmissões de *uplink* é sempre múltiplo de 2, 3 ou 5, como definido em [19],

$$M_{RB}^{\text{PUSCH}} = 2^{\alpha_2} \cdot 3^{\alpha_3} \cdot 5^{\alpha_5} \leq N_{RB}^{\text{UL}}$$

onde α_2, α_3 e $\alpha_5 \in \mathbb{N}$, M_{RB}^{PUSCH} é o número de *Resource Blocks* por usuário (ou por PUSCH) e N_{RB}^{UL} é o número de *Resource Blocks* total da transmissão de *uplink* de todos os usuários.

Isso ocorre devido à implementação eficiente das FFTs utilizadas, como explicado na Subseção 3.4.2 da página 50. Então, 7 *Resource Blocks* não é um número válido para ser alocado para um usuário e, por isso, não é necessário definir sequências de referência com esse comprimento.

4.6.1 Tipos de Associações

O grupo de sequências que será utilizado é definido pelo tipo de associação determinado para a célula. Mais especificamente, na transmissão de um determinado *slot*, a sequência de referência que será utilizada é escolhida de um dos grupos (levando em consideração o seu comprimento). Na transmissão dos próximos *slots* pode ser utilizado o mesmo grupo de sequências (*fixed assignment*) ou os grupos escolhidos podem ir variando de *slot* em *slot* (*group hopping*). A maneira como será escolhido o grupo de sequências de referência dentro dessa célula, *fixed assignment* ou *group hopping* é indicada pela informação de sistema da célula [2].

Além disso, dentro do mesmo grupo, a sequência escolhida também pode variar em alguns casos. Os tipos de associação são descritos com detalhes a seguir.

Grupo Fixo (*Fixed Assignment*)

Quando é escolhido *fixed assignment*, o grupo de sequências a ser utilizado nas transmissões do PUCCH são definidos pelo número de identificação da célula ($Cell_{ID}$) módulo 30, ou seja, o resto da divisão do $Cell_{ID}$ por 30, onde o $Cell_{ID}$ é um número entre 0 e 503, inclusive. Então $Cell_{ID}$'s de 0, 30, 60, ..., 480 correspondem ao grupo de sequências número 0, $Cell_{ID}$'s de 1, 31, 61, ..., 481 correspondem ao grupo de sequências número 1, e assim por diante.

No caso de ser escolhido *fixed assignment* no PUSCH (que é o canal que nos interessa neste projeto) o que ocorre é que o grupo de sequências a ser utilizado é definido como parte da informação de sistema da célula, ou seja, não depende do $Cell_{ID}$. Isso é feito porque, no caso do PUSCH, às vezes é desejado que duas células vizinhas tenham o mesmo grupo de sequências de referência, apesar dessas células terem um $Cell_{ID}$ diferente. Quando isso ocorre, as sequências de referência do PUSCH dessas células serão diferenciadas por diferentes rotações de fase, como já foi explicado anteriormente.

Grupo Variante (*Group Hopping*)

Quando *group hopping* está sendo utilizado, é necessário definir um padrão de *group hopping* específico para cada célula. Mais especificamente, no caso de sequências de referência para transmissões no PUSCH o índice do grupo de sequências que deve ser utilizado é dado por

$$u = \left(f_{gh}(n_s) + f_{ss} \right) \bmod 30 \quad (4.11)$$

onde u é o índice do grupo de sequências que se deve utilizar e $f_{gh}(n_s)$ é o padrão de *group hopping*. O f_{ss} é chamado de padrão de deslocamento de sequência e n_s é o número do *slot* em questão, $n_s \in \{0, 1, 2, \dots, 19\}$.

O padrão de *group hopping* $f_{gh}(n_s)$ é o mesmo tanto para o PUCCH quanto para o PUSCH dentro de uma mesma célula. Ele depende apenas do número do *slot* n_s e do número de identificação da célula em questão Cell_{ID} , e será explicitado mais adiante. O que muda na definição do índice u do grupo de sequências que se deve utilizar no PUCCH para o grupo que se deve utilizar no PUSCH é o padrão de deslocamento de sequência f_{ss} . Para o PUCCH

$$f_{ss}^{\text{PUCCH}} = \text{Cell}_{ID} \bmod 30$$

já para o PUSCH,

$$f_{ss}^{\text{PUSCH}} = \left(f_{ss}^{\text{PUCCH}} + \Delta_{ss} \right) \bmod 30$$

onde $\Delta_{ss} \in \{0, 1, 2, \dots, 29\}$ é definido nas informações de sistema da célula, fornecidas pelas camadas superiores.

A forma de obter o padrão de *group hopping* $f_{gh}(n_s)$ é

$$f_{gh}(n_s) = \begin{cases} 0 & , \text{ se o } \textit{group hopping} \text{ estiver desativado} \\ \left(\sum_{i=0}^7 c(8n_s + i) \cdot 2^i \right) \bmod 30 & , \text{ se o } \textit{group hopping} \text{ estiver ativado} \end{cases}$$

onde a sequência pseudoaleatória $c(i)$ é definida no Apêndice A. O gerador de sequências pseudoaleatórias deve ser inicializado com $c_{init} = \left\lfloor \frac{\text{Cell}_{ID}}{30} \right\rfloor$ no início de cada *frame* de rádio.

Então, para que se tenha o mesmo grupo de sequências de referência para transmissões no PUSCH em duas células é necessário que:

- se o *group hopping* estiver ativado, o Cell_{ID} das duas células deve ser tal que o mesmo padrão de *group hopping* seja utilizado nas duas células;
- o grupo de sequências de referência utilizado no PUSCH (definido como parte das informações de sistema da célula e configurado por camadas superiores) seja o mesmo nas duas células. Para tal, Δ_{ss} deve ser configurado de maneira adequada nas duas células.

É importante ressaltar que os números de identificação de célula (Cell_{ID}) de duas células próximas devem ser distintos (de maneira a se ter diferentes grupos de sequência de referência para transmissões no PUCCH, o que deve ser sempre atendido).

Sequência Fixa ou Variante

Como pode ser visto na Figura 4.10, para sequências de treinamento de comprimento equivalente a 6 ou mais *Resource Blocks* temos 2 sequências por grupo. Pode-se utilizar, então, a mesma sequência em todos os *slots* (sempre utilizar a primeira das duas sequências, também conhecido como *fixed assignment*) ou ir variando a sequência a ser utilizada em cada *slot* (conhecido como *sequence hopping*). O *sequence hopping* só pode ser ativado quando o *group hopping* estiver desativado, isto é, os grupos associados às células são fixos (*fixed assignment*). O índice da sequência utilizada (0 ou 1) é obtido da seguinte forma

$$v = \begin{cases} 0 & , \text{ se o } \textit{sequence hopping} \text{ estiver desativado} \\ c(n_s) & , \text{ se o } \textit{sequence hopping} \text{ estiver ativado} \end{cases}$$

onde v é o índice da sequência a ser utilizada e a sequência pseudoaleatória $c(i)$ é definida no Apêndice A. O gerador de sequências pseudoaleatórias deve ser inicializado com

$$c_{init} = \left\lfloor \frac{\text{Cell}_{ID}}{30} \right\rfloor \cdot 2^5 + f_{ss}^{\text{PUSCH}}$$

no início de cada *frame* de rádio. O parâmetro que determina se o *sequence hopping* está ativado ou não é fornecido pelas camadas superiores.

Capítulo 5

Estimação de Canal em um Cenário Multiusuário

5.1 Introdução

Nos sistemas de comunicações móveis, em geral, é possível que múltiplos usuários utilizem o canal. No *uplink* de um cenário de comunicação multiusuário, os sinais transmitidos por diferentes usuários podem interferir entre si, dificultando a recuperação desses sinais no receptor (estação base). Entretanto, os sinais de referência transmitidos pelos usuários podem ser escolhidos de forma que a interferência entre esses sinais seja minimizada, possibilitando uma boa qualidade na estimação de canal em cenários multiusuários. Neste capítulo será estudada a estimação de canal no *uplink* do sistema LTE em cenários multiusuário.

Este capítulo está organizado da seguinte forma. Na Seção 5.2 é estudado o cenário multiusuário, destacando os principais tipos de interferência presentes no *uplink*. A estimação de canal é apresentada na Seção 5.3, na qual também é abordado o método dos mínimos quadrados. Na Seção 5.4 é apresentado um método para combater a interferência entre os sinais de referência dos usuários da rede e possibilitar uma boa estimação de canal em cenários multiusuário. Na Seção 5.5 o simulador é apresentado e os resultados obtidos por meio de simulações são comentados.

5.2 Cenário Multiusuário

Nas simulações do *uplink* do LTE apresentadas em [1] foi considerado que apenas um usuário transmitia informações, ou seja, não existiam outros usuários no sistema. Porém, o que ocorre na prática é que múltiplos usuários utilizam o sistema ao mesmo tempo. Com isso, surgem novos problemas a serem tratados, tais como a interferência entre os múltiplos usuários da rede (MUI, do inglês *Multi-User Interference*).

A interferência entre os usuários é uma das principais causas da perda de qualidade nas transmissões em um sistema de comunicações móveis. Portanto, é preciso minimizar os efeitos da MUI, ou até mesmo eliminá-la, sempre que possível. No *uplink* do LTE existem dois principais tipos de interferência entre os usuários do sistema: a *Inter-Cell Interference* e a *Intra-Cell Interference*.

5.2.1 *Inter-Cell Interference*

Inter-Cell Interference é o nome que se dá à interferência que ocorre no *uplink* entre usuários que estão em diferentes células. A Figura 5.1 ilustra esse efeito.

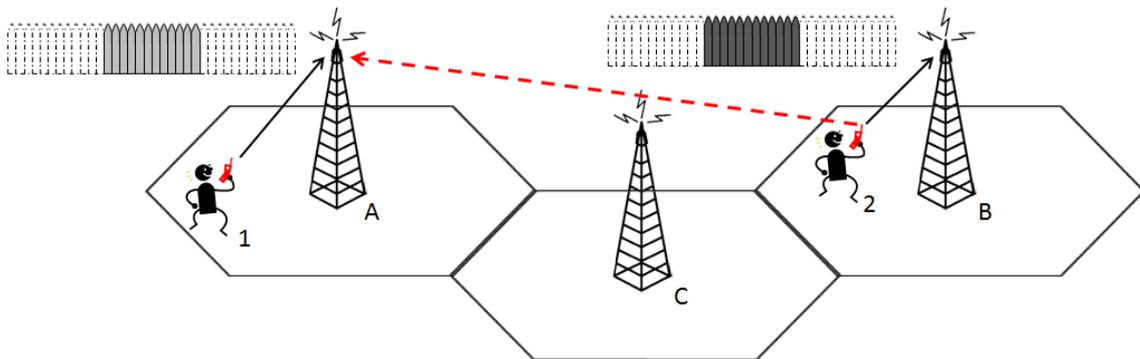


Figura 5.1: Ilustração de um caso de *Inter-Cell Interference*: o Usuário 2 é um interferidor para o Usuário 1, pois ambos estão utilizando a mesma faixa de frequência.

Nessa figura são mostrados dois usuários em células diferentes. O Usuário 1 se comunica com a antena da Célula A, enquanto o Usuário 2 se comunica com a antena da Célula B. Por estarem em células diferentes, esses usuários podem transmitir na mesma faixa de frequência, o que ocorre no caso ilustrado. O sinal enviado pelo Usuário 2 deveria alcançar apenas a antena da Célula B. Porém, por esse usuário

estar próximo à Célula A, o sinal transmitido por ele consegue alcançar a antena da Célula A com uma potência significativa (seta pontilhada). Com isso, o sinal do Usuário 2 interfere com o sinal do Usuário 1.

Portanto, o sinal transmitido pelo Usuário 2 é visto como uma fonte de interferência pela antena da Célula A. Essa interferência se soma ao sinal transmitido pelo Usuário 1 piorando a qualidade de sua transmissão, isto é, torna-se mais difícil recuperar o sinal transmitido pelo Usuário 1. O resultado dessa interferência pode ser observado na Figura 5.2. Nessa figura é mostrado um gráfico onde o eixo y representa a taxa de erro de *bit* (BER, do inglês *Bit Error Rate*), enquanto no eixo x é representada a energia média do *bit* de informação (E_b) dividida pela potência do ruído (N_0). Portanto, na Figura 5.2 é mostrada a curva de $\text{BER} \times \frac{E_b}{N_0}$ de um usuário que não sofre interferência de nenhum outro usuário (sem MUI) e de um usuário sofrendo interferência de usuários que estão em células vizinhas (*Inter-Cell Interference*).

No cenário ilustrado pela Figura 5.2, a soma das potências de todos os interferidores (usuários que estão em células vizinhas utilizando a mesma faixa de frequência do usuário em questão) é sempre de 1% da potência do usuário em questão, independente do valor de $\frac{E_b}{N_0}$. Em ambos os casos (com ou sem *Inter-Cell Interference*) foi considerado que o receptor conhece perfeitamente a resposta ao impulso do canal, ou seja, o receptor possui informação do estado do canal (CSI, do inglês *Channel State Information*).

Pode-se observar na Figura 5.2 que há uma perda de qualidade significativa na transmissão (aumento da BER) quando há *Inter-Cell Interference*, principalmente para valores elevados de $\frac{E_b}{N_0}$. Para esses valores de $\frac{E_b}{N_0}$, a potência dos interferidores é muito maior que a potência do ruído aditivo, logo, a interferência entre os usuários se torna a principal causa de erros de *bit* na transmissão. Isso pode ser observado no gráfico da Figura 5.2. Como a razão

$$\frac{\text{Potência do Usuário em Questão}}{\text{Potência dos Interferidores}}$$

é constante, quando os erros forem causados principalmente pela *Inter-Cell Interference* um aumento na razão $\frac{E_b}{N_0}$ não irá reduzir significativamente a BER. Portanto, o patamar na BER quando $\frac{E_b}{N_0} > 25\text{dB}$, observado no gráfico da Fi-

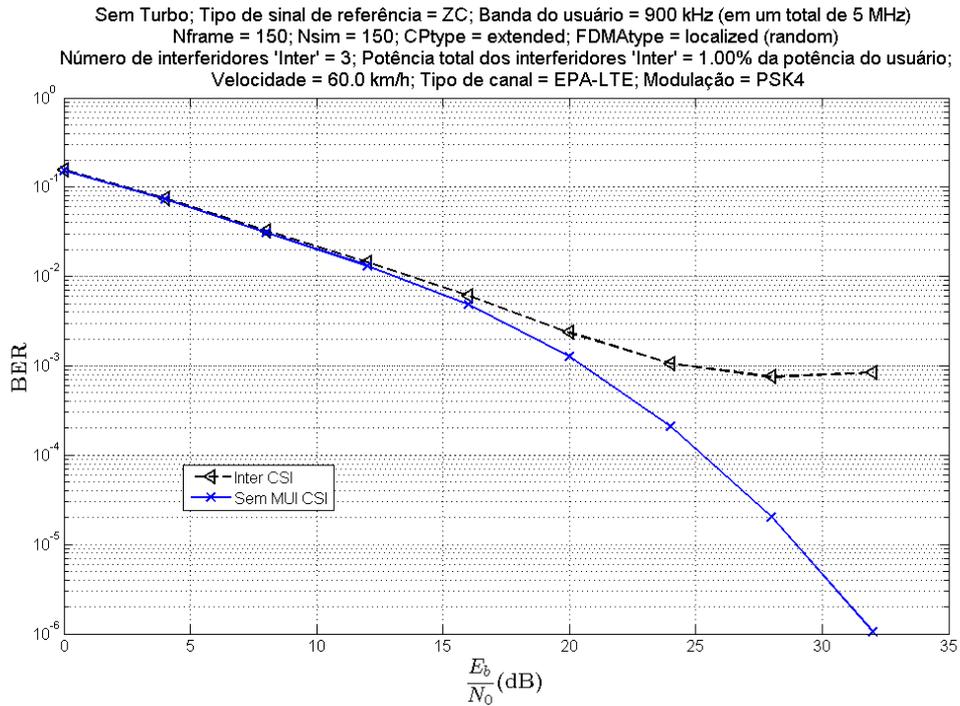


Figura 5.2: Resultado das simulações com *Inter-Cell Interference* e sem MUI.

gura 5.2, indica que a interferência entre os usuários é a principal causa dos erros em valores elevados de $\frac{E_b}{N_0}$.

5.2.2 *Intra-Cell Interference*

A *Intra-Cell Interference* é a interferência entre os usuários dentro de uma mesma célula, ou seja, o usuário em questão e os interferidores estão dentro da mesma célula do sistema. Como já foi dito, o SC-FDMA é utilizado como método de múltiplo acesso no *uplink* do LTE. Portanto, dentro de uma mesma célula, os usuários transmitem em diferentes faixas de frequência.

Para um canal que apresenta apenas *multipath fading*, se as transmissões estão bem alinhadas no tempo e o prefixo cíclico (CP) tem o comprimento maior ou igual à memória do canal, a ortogonalidade entre as subportadoras do sistema é mantida e a *Intra-Cell Interference* não causa uma perda significativa de qualidade na transmissão do usuário.

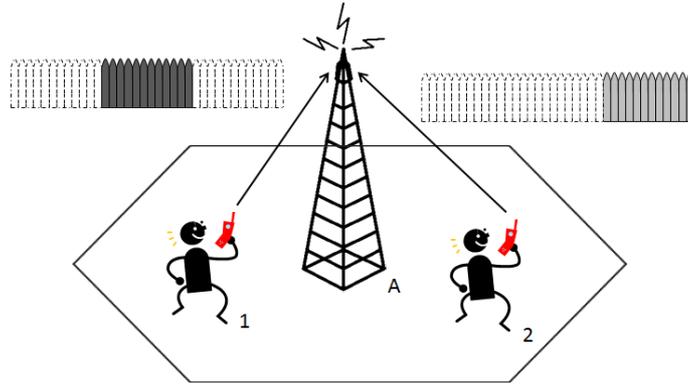


Figura 5.3: Ilustração de um caso de *Intra-Cell Interference*. Se a ortogonalidade entre as subportadoras é perdida, o Usuário 2 se torna um interferidor para o Usuário 1.

A *Intra-Cell Interference* pode ocorrer, por exemplo, no caso de um canal que apresente efeito Doppler. Conforme explicado anteriormente, devido a esse efeito a ortogonalidade entre as subportadoras pode ser perdida. Nesse caso, a *Intra-Cell Interference* poderá ser observada e causará a perda de qualidade da transmissão.

A Figura 5.3 ilustra um caso no qual pode haver *Intra-Cell Interference*. O Usuário 1 está transmitindo na Célula A e o Usuário 2 transmite nessa mesma célula, mas em uma faixa de frequência diferente. Caso ocorra a perda de ortogonalidade entre as subportadoras desses usuários, a *Intra-Cell Interference* causará o aumento da BER na transmissão desses usuários.

Como o simulador estudado neste projeto considera que os sinais que chegam ao receptor estão devidamente alinhados no tempo¹ e o efeito Doppler não foi estudado neste projeto, para que a *Intra-Cell Interference* possa ser observada é necessário que o prefixo cíclico tenha o comprimento menor do que a memória do canal.

A Figura 5.4 mostra a curva de $BER \times \frac{E_b}{N_0}$ de um usuário que transmite sozinho em sua célula (Sem MUI CSI) utilizando um quinto da banda, e a curva de um usuário que transmite na mesma célula de 4 outros usuários (Intra CSI), cada um dos 5 usuários utiliza um quinto da banda. Nessa figura foi utilizado um prefixo cíclico maior que a memória do canal e, portanto, não se pode observar a *Intra-Cell Interference*. Foi considerado também que o receptor conhece perfeitamente a resposta ao impulso do canal, ou seja, o receptor possui CSI.

¹Na prática, existe uma parte no receptor especializada em sincronizar os sinais recebidos [2].

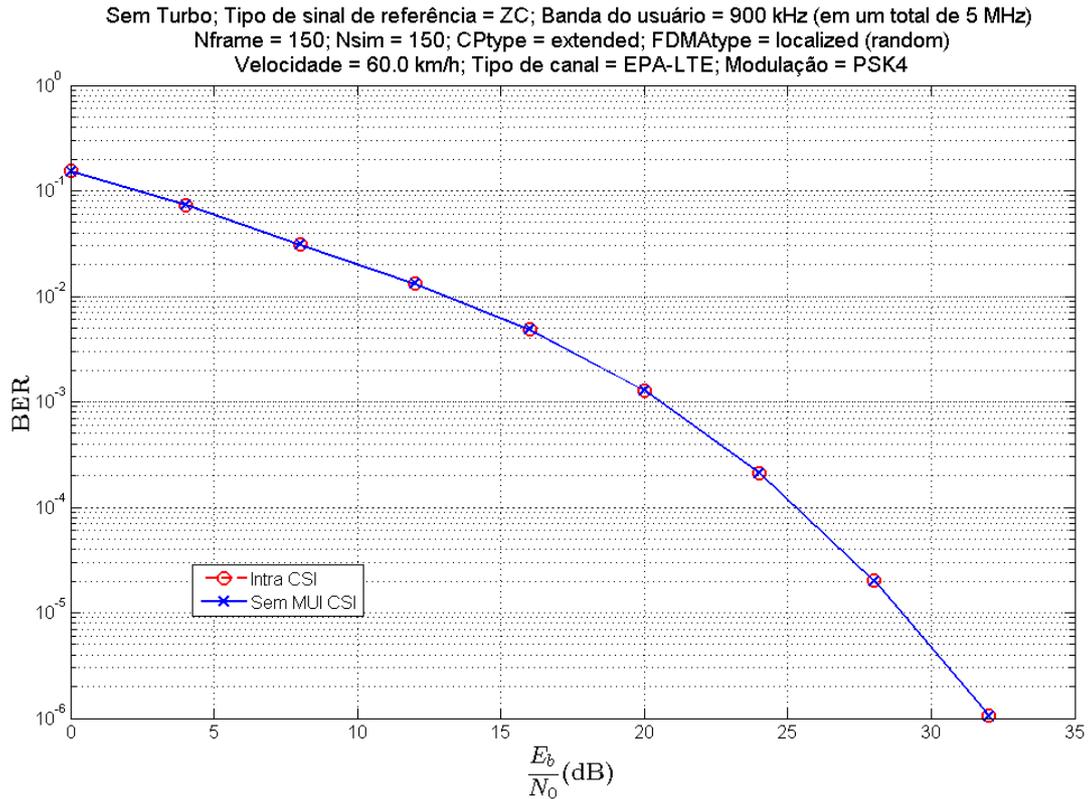


Figura 5.4: Resultado das simulações com apenas 1 usuário na célula (Sem MUI CSI) e com 5 usuários na célula (Intra CSI). Nessas simulações a ortogonalidade entre as subportadoras dos usuários foi mantida, portanto, não houve perda de qualidade na transmissão devido à *Intra-Cell Interference*.

A Figura 5.5 mostra a curva de $BER \times \frac{E_b}{N_0}$ de um usuário que transmite sozinho em sua célula (Sem MUI CSI) utilizando um quinto da banda, e a curva de um usuário que transmite na mesma célula de 4 outros usuários (Intra CSI), cada um dos 5 usuários utiliza um quinto da banda total, sem sobreposição. Nessa figura foi utilizado um prefixo cíclico menor que a memória do canal e, portanto, pode-se observar o efeito da *Intra-Cell Interference*. Nesse caso observa-se a piora na qualidade da transmissão (aumento na BER) em relação ao caso em que o usuário transmite sozinho dentro de sua célula (Sem MUI CSI). Nessa simulação também foi considerado que o receptor possui CSI.

Na Figura 5.5, pode-se observar que mesmo no caso em que não há *Intra-Cell Interference* (Sem MUI CSI) a BER é elevada. Isso ocorre devido à perda de ortogonalidade entre as subportadoras utilizadas pelo usuário. Essa perda de ortogonalidade gera ICI (*Inter-Carrier Interference*), o que piora a qualidade da

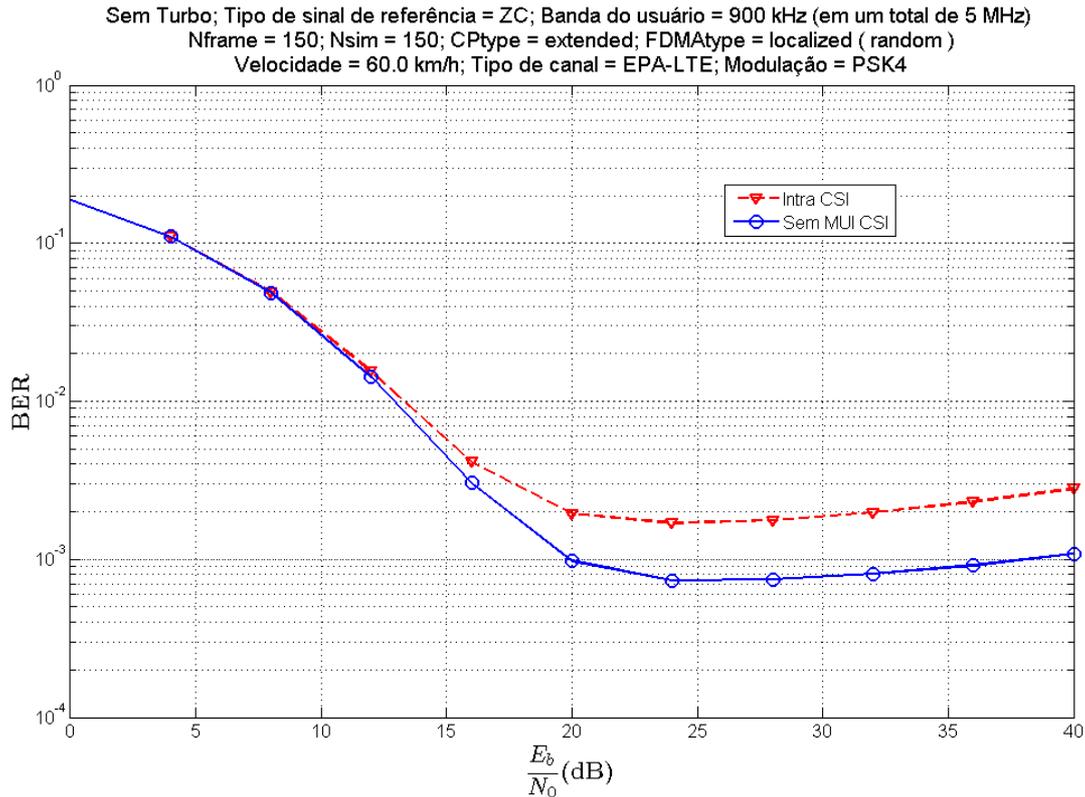


Figura 5.5: Resultado das simulações com apenas 1 usuário na célula (Sem MUI CSI) e com 5 usuários na célula (Intra CSI). Nessas simulações a ortogonalidade entre as subportadoras dos usuários não foi mantida, portanto, pode-se observar a perda de qualidade na transmissão devido à *Intra-Cell Interference*.

transmissão do usuário.

Em geral, a *Intra-Cell Interference* não gera problemas nas transmissões do sistema, já que geralmente a ortogonalidade entre as subportadoras é mantida e, portanto, não há interferência significativa entre os sinais de usuários que estão na mesma célula do sistema. Portanto, a qualidade das transmissões é afetada principalmente pela *Inter-Cell Interference*. Por isso, apenas a *Inter-Cell Interference* será considerada neste projeto.

5.3 Estimação de Canal

A equalização no domínio da frequência realizada no receptor do *uplink* do LTE requer o conhecimento da resposta em frequência do canal, conforme visto em [1] e [2]. Porém, o receptor não possui essa informação.

Então, o que se faz no receptor do *uplink* do LTE é gerar uma estimativa da resposta em frequência do canal.² No sistema LTE é utilizado um sinal de referência no processo de estimação do canal.

O sinal de referência transmitido é conhecido *a priori* no receptor. No processo de estimação de canal implementado, o receptor utiliza o sinal de referência transmitido e o sinal que chega ao receptor (sinal de referência que sofreu os efeitos do canal) para estimar a resposta em frequência do canal. Os principais sinais de referência utilizados *uplink* do LTE foram estudados no Capítulo 4.

Existem diversos métodos de estimação de canal que utilizam sinais de referência. O método utilizado no trabalho anterior [1] e, portanto, escolhido neste projeto é o método dos mínimos quadrados (LS, do inglês *Least Squares*).

5.3.1 Estimação utilizando LS

Considere o vetor coluna

$$\boldsymbol{\lambda} = \left[\lambda(0) \quad \lambda(1) \quad \lambda(2) \quad \dots \quad \lambda(M_{\text{sc}} - 1) \right]^T \quad (5.1)$$

onde o elemento $\lambda(k)$ corresponde à resposta em frequência do canal no intervalo de frequência da k -ésima subportadora,³ e o vetor coluna

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}} = \left[\hat{\lambda}(0) \quad \hat{\lambda}(1) \quad \hat{\lambda}(2) \quad \dots \quad \hat{\lambda}(M_{\text{sc}} - 1) \right]^T$$

onde o elemento $\hat{\lambda}(k)$ corresponde à estimativa da resposta em frequência do canal no intervalo de frequência da k -ésima subportadora. M_{sc} corresponde à banda alocada para o usuário em número de subportadoras.

O vetor coluna do erro cometido na estimação é dado por

$$\mathbf{e} = \hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda}$$

logo,

$$\|\mathbf{e}\|_2^2 = \|\hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda}\|_2^2 \quad (5.2)$$

²Equivalentemente, a resposta ao impulso do canal pode ser estimada, pois ela é a representação no domínio do tempo da resposta em frequência do canal.

³Foi considerado que o canal é *flat fading* na faixa de frequência correspondente a uma subportadora. Essa suposição é razoável desde que a resposta em frequência do canal não tenha grandes variações em pequenos intervalos de frequência.

representa a norma l_2 ao quadrado do erro. O método LS consiste em minimizar $\| \mathbf{e} \|_2^2$.

Isso é feito considerando o sistema representado por

$$\mathbf{r} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{p} + \mathbf{v}$$

no qual \mathbf{r} é um vetor coluna contendo os símbolos carregados pelas subportadoras SC-FDMA na recepção, ou seja, \mathbf{r} representa os símbolos transmitidos no domínio da frequência após terem passado pelo canal. A matriz $\mathbf{\Lambda}$ representa as distorções no domínio da frequência causadas pelo *multipath fading* ao sinal transmitido. O vetor coluna \mathbf{p} contém a sequência de referência, ou seja, os símbolos enviados nas subportadoras SC-FDMA que são conhecidos no receptor. O vetor \mathbf{v} representa o ruído aditivo inerente ao processo de transmissão.

Se o prefixo cíclico tiver o comprimento adequado, a remoção do prefixo cíclico no receptor faz com que a matriz de canal $\mathbf{\Lambda}$ se torne diagonal, como visto em [1] e [2] e esse sistema é equivalentemente representado por

$$\mathbf{r} = \mathbf{P} \boldsymbol{\lambda} + \mathbf{v} \tag{5.3}$$

onde \mathbf{P} é uma matriz que contém a sequência de referência em sua diagonal e $\boldsymbol{\lambda}$ é um vetor (descrito na Equação (5.1)) com os elementos da diagonal da matriz $\mathbf{\Lambda}$.

O objetivo do LS é minimizar a norma l_2 do erro. Para tal, seria necessário ter informações sobre o vetor $\boldsymbol{\lambda}$. Porém, o receptor não tem informações diretas sobre esse vetor. O que se faz então é utilizar o vetor \mathbf{r} para gerar uma estimativa do vetor $\boldsymbol{\lambda}$.

Para a categoria de LS linear, é possível encontrar uma forma fechada para o estimador de canal, que é dada por

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}} = (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r}$$

Uma abordagem detalhada sobre o método LS pode ser encontrada em [12].

É importante ressaltar que no caso descrito neste projeto $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}_M$, onde \mathbf{I}_M é a matriz identidade de tamanho M , sendo M o comprimento da sequência de referência. Isso ocorre porque, no LTE, todos os elementos da sequência de referência têm módulo unitário, independente da sequência de referência utilizada.

Portanto, como a matriz \mathbf{P} é uma matriz diagonal com os elementos da sequência de referência em sua diagonal $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}_M$.

Por isso, o estimador LS pode ser equivalentemente representado por

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}} = \mathbf{P}^H \mathbf{r}$$

Porém, como no caso geral os elementos da diagonal da matriz \mathbf{P} podem não ser unitários (por exemplo, um sequência de referência baseada em uma constelação 16-QAM) o estimador de canal utilizado será

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}} = (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r}$$

e a substituição $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}_M$ será feita quando se fizer necessária.

5.4 Estimação de Canal em um Cenário Multiusuário

Como já foi dito, a equalização no domínio da frequência necessita da resposta em frequência do canal. Uma estimativa da resposta em frequência do canal é obtida na estimação de canal. Quanto melhor for essa estimativa, melhor será a equalização realizada no receptor.

Considerando um cenário multiusuário no sistema LTE, a *Inter-Cell Interference* pode prejudicar o processo de estimação de canal e, portanto, piorar a qualidade da equalização feita no receptor. Isso ocorre porque os sinais de referência enviados pelos interferidores interferem com o sinal de referência enviado pelo usuário, aumentando o erro na estimação do canal. Matematicamente, tem-se

$$\mathbf{r} = \mathbf{P}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \cdots + \mathbf{P}_I\boldsymbol{\lambda}_I + \mathbf{v} \quad (5.4)$$

onde $I \in \mathbb{N}$ é o número de interferidores. Quando $I = 0$ não há interferidores e a Equação (5.4) equivale à Equação (5.3). Quando $I > 0$, a matriz \mathbf{P}_i com $i \in \{1, 2, \dots, I\}$ contém a sequência de referência do i -ésimo interferidor em sua diagonal e o vetor coluna $\boldsymbol{\lambda}_i$ com $i \in \{1, 2, \dots, I\}$ contém a resposta em frequência do canal experimentado pelo sinal transmitido pelo i -ésimo interferidor.

Considerando que a sequência de referência dos usuários é formada por números complexos cujos módulos são unitários, na ausência de interferidores tem-se

$$\begin{aligned}
\hat{\lambda} &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r} \\
&= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H (\mathbf{P} \lambda + \mathbf{v}) \\
&= (\mathbf{I}_M)^{-1} (\mathbf{P}^H \mathbf{P} \lambda + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\
&= \mathbf{I}_M (\mathbf{I}_M \lambda + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\
&= \lambda + \mathbf{P}^H \mathbf{v}
\end{aligned}$$

em que $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}_M$, onde \mathbf{I}_M é a matriz identidade de tamanho M , sendo M o comprimento da sequência de referência. Isso ocorre pois a matriz \mathbf{P} é diagonal e os elementos de sua diagonal têm módulo unitário.

Já na presença de *Inter-Cell Interference* tem-se

$$\begin{aligned}
\hat{\lambda} &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r} \\
&= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H (\mathbf{P} \lambda + \mathbf{P}_1 \lambda_1 + \mathbf{P}_2 \lambda_2 + \dots + \mathbf{P}_I \lambda_I + \mathbf{v}) \\
&= (\mathbf{I}_M)^{-1} (\mathbf{P}^H \mathbf{P} \lambda + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 \lambda_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 \lambda_2 + \dots + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_I \lambda_I + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\
&= \mathbf{I}_M (\mathbf{I}_M \lambda + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 \lambda_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 \lambda_2 + \dots + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_I \lambda_I + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\
&= \lambda + \underbrace{\mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 \lambda_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 \lambda_2 + \dots + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_I \lambda_I}_{\text{Interferência causando a perda de qualidade na estimação.}} + \mathbf{P}^H \mathbf{v}
\end{aligned}$$

onde \mathbf{P} é a matriz que contém a sequência de referência do usuário em sua diagonal e \mathbf{P}_i , com $i \in \{1, 2, \dots, I\}$, é a matriz que contém a sequência de referência do i -ésimo interferidor em sua diagonal. Pode-se observar que, se a soma

$$\mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 \lambda_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 \lambda_2 + \dots + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_I \lambda_I$$

não for nula, os sinais de referência dos interferidores interferem com o sinal de referência do usuário, prejudicando a estimação de canal. Portanto, quanto menor o valor dessa soma, menor a interferência no processo de estimação de canal e, conseqüentemente, melhor a qualidade da estimação.

É possível reduzir o valor dessa soma e, com isso, a interferência com a sequência de referência do usuário.

Uma das maneiras de se fazer isso é descrita a seguir.

1) Suposição de um canal *flat fading*

O primeiro passo é assumir que a resposta em frequência do canal é *flat fading* em intervalos de frequência correspondentes a N subportadoras, sendo $N > I \geq 0$, onde I é o número de interferidores, $I \in \mathbb{N}$ e $N \in \mathbb{N}$.

Com essa suposição, a resposta em frequência do canal, na banda utilizada pelo usuário, será composta por $M = \frac{M_{sc}}{N}$ valores (números complexos), sendo M_{sc} o número de subportadoras alocadas para o usuário que sofre interferência, ou seja, a largura de banda do canal utilizado pelo usuário em número de subportadoras. N representa o tamanho dos intervalos de frequência, medido em número de subportadoras, em que o canal é *flat fading*. O valor de M representa em quantas partes foi dividida a resposta em frequência do canal utilizado pelo usuário, ou seja, quantos patamares essa resposta em frequência possui e, portanto, quantos valores (números complexos) são necessários para representar a resposta em frequência do canal na banda utilizada pelo usuário.

Então, M é o número de partes em que a resposta em frequência do canal foi dividida. Logo, M deve ser um número natural diferente de zero e, portanto, N deve ser um divisor de M_{sc} . O valor de M_{sc} pode variar, porém, sabe-se que no LTE o número M_{sc} de subportadoras SC-FDMA alocadas para um usuário é sempre múltiplo de 12. Portanto, para garantir que M seja um número natural, deve-se escolher um valor para N de modo que N seja um divisor de 12.

Para a representação matemática do que ocorre, considere um vetor coluna $\boldsymbol{\lambda}$ que contém a resposta em frequência do canal

$$\boldsymbol{\lambda} = \left[\lambda_0 \quad \lambda_1 \quad \cdots \quad \lambda_{M_{sc}-1} \right]^T$$

onde λ_k representa a resposta em frequência do canal no intervalo da k -ésima subportadora. Com a suposição de um canal *flat fading* em intervalos de N subportadoras o vetor coluna $\boldsymbol{\lambda}$ fica

$$\boldsymbol{\lambda} = \left[\underbrace{\lambda_0 \quad \lambda_1 \quad \cdots \quad \lambda_{N-1}}_{\text{Constante}} \quad \underbrace{\lambda_N \quad \lambda_{N+1} \quad \cdots \quad \lambda_{2N-1}}_{\text{Constante}} \quad \cdots \quad \underbrace{\lambda_{M_{sc}-N} \quad \lambda_{M_{sc}-N+1} \quad \cdots \quad \lambda_{M_{sc}-1}}_{\text{Constante}} \right]^T$$

Sendo assim, esse vetor pode ser representado equivalentemente por

$$\boldsymbol{\lambda} = \left[\lambda_0 \quad \lambda_1 \quad \cdots \quad \lambda_{M-1} \right]^T$$

onde λ_k (número complexo) agora representa a resposta em frequência do canal no intervalo correspondente à M -ésima parte, ou seja, ao M -ésimo grupo de N subportadoras consecutivas.

Com essa nova representação do vetor que contém a resposta em frequência do canal, para que a Equação (5.4) continue valendo é necessário redefinir as matrizes \mathbf{P} e \mathbf{P}_i , onde $i \in \{1, 2, \dots, I\}$. A nova matriz \mathbf{P} é definida como

$$\mathbf{P}_{[M_{sc} \times M]} = \begin{bmatrix} p(0) & 0 & \cdots & 0 \\ p(1) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ p(N-1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & p(N) & \cdots & 0 \\ 0 & p(N+1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & p(2N-1) & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & p(M_{sc} - N) \\ 0 & 0 & \cdots & p(M_{sc} - N + 1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & p(M_{sc} - 1) \end{bmatrix}$$

onde $p(k)$ é o k -ésimo elemento da sequência de referência do usuário em questão.

Já a nova matriz \mathbf{P}_i é definida como

$$\mathbf{P}_i_{[M_{sc} \times M]} = \begin{bmatrix} p_i(0) & 0 & \cdots & 0 \\ p_i(1) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ p_i(N-1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & p_i(N) & \cdots & 0 \\ 0 & p_i(N+1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & p_i(2N-1) & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & p_i(M_{sc} - N) \\ 0 & 0 & \cdots & p_i(M_{sc} - N + 1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & p_i(M_{sc} - 1) \end{bmatrix}$$

onde $p_i(k)$ é o k -ésimo elemento da sequência de referência do i -ésimo interferidor. Sendo assim, a Equação (5.4) (repetida abaixo por conveniência) continua valendo.

$$\mathbf{r} = \mathbf{P}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \dots + \mathbf{P}_I\boldsymbol{\lambda}_I + \mathbf{v}$$

Portanto, o estimador LS pode ser representado por

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\lambda}} &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r} \\ &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H (\mathbf{P}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \dots + \mathbf{P}_I\boldsymbol{\lambda}_I + \mathbf{v}) \\ &= (N\mathbf{I}_M)^{-1} (\mathbf{P}^H \mathbf{P}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \dots + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_I\boldsymbol{\lambda}_I + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\ &= \frac{1}{N} \mathbf{I}_M (N\mathbf{I}_M \boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \dots + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_I\boldsymbol{\lambda}_I + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\ &= \boldsymbol{\lambda} + \underbrace{\frac{1}{N} (\mathbf{P}^H \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \dots + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_I\boldsymbol{\lambda}_I)}_{\text{Interferência causando a perda de qualidade na estimação.}} + \frac{1}{N} (\mathbf{P}^H \mathbf{v}) \end{aligned} \quad (5.5)$$

2) Utilização de Sequências de Referência Ortogonais

Se a sequência de referência utilizada pelo usuário for ortogonal às sequências utilizadas pelos interferidores em intervalos de N elementos, o produto $\mathbf{P}^H \mathbf{P}_i$ é zero

para qualquer valor de i , com $i \in \{1, 2, \dots, I\}$. Isso ocorre porque a sequência

$$p(0) \quad p(1) \quad \cdots \quad p(M_{sc} - 1)$$

é ortogonal à sequência

$$p_i(0) \quad p_i(1) \quad \cdots \quad p_i(M_{sc} - 1)$$

em intervalos de N elementos. Sabendo disso, pode-se observar que o resultado da multiplicação da primeira linha da matriz \mathbf{P}^H pela primeira coluna da matriz \mathbf{P}_i será zero, pois os N primeiros elementos da sequência de referência do usuário são ortogonais aos N primeiros elementos da sequência de referência do interferidor. Como a sequência de referência do usuário é ortogonal às sequências de referência dos interferidores em intervalos de N elementos, o resultado da multiplicação de qualquer linha da matriz \mathbf{P}^H por qualquer coluna da matriz \mathbf{P}_i será zero, portanto, o resultado da multiplicação $\mathbf{P}^H \mathbf{P}_i$ é zero.

Como o produto $\mathbf{P}^H \mathbf{P}_i$ é zero para qualquer valor de i , com $i \in \{1, 2, \dots, I\}$, o estimador LS fica

$$\hat{\lambda} = (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r} = \lambda + \frac{1}{N} (\mathbf{P}^H \mathbf{v})$$

Pode-se observar, nessa equação, que a interferência dos múltiplos usuários na estimação de canal foi eliminada. Porém, na prática, a interferência não é eliminada, mas sim reduzida. Isso ocorre porque, na prática, o canal não é exatamente *flat fading* em um intervalo de N subportadoras, ele é apenas aproximadamente *flat fading*.

Quanto mais próximo de *flat fading* for o canal, menor será a interferência entre as sequências de referência. Por outro lado, se o canal possui uma resposta em frequência com grandes variações em intervalos estreitos de frequência, a suposição de que o canal é *flat fading* em intervalos de N subportadoras deixa de valer e ocorre perda de qualidade na estimação de canal.

Os canais definidos na norma [26] do LTE não apresentam uma resposta em frequência com grandes variações em intervalos estreitos de frequência e, portanto, podem ser considerados aproximadamente *flat fading* em intervalos de $1 \leq N \leq 12$ subportadoras. Com isso, a técnica apresentada reduz significativamente a interferência entre as sequências de referência dos usuários.

Concluindo, é isso o que ocorre na estimação de canal do *uplink* do LTE. A *Inter-Cell Interference* é reduzida quando são utilizadas sequências de referência ortogonais em intervalos de N elementos (onde N é um divisor de 12), considerando-se que a resposta em frequência do canal é *flat fading* nos intervalos correspondentes às subportadoras que carregam esses N elementos.

As sequências de referência utilizadas no LTE para combater a *Inter-Cell Interference* são as SRFs. Conforme visto no Capítulo 4, elas podem ser feitas ortogonais em intervalos de tamanho N . O valor de N determina o número de sequências ortogonais que podem ser geradas. Portanto, o número de interferidores é determinante para a escolha do valor de N , uma vez que deve-se gerar um número de sequências de referência suficiente para distribuí-las entre o usuário e os interferidores.

Exemplo

Para ficar mais claro o que ocorre um exemplo é proposto.

Considere um cenário em que o sinal de referência de um usuário sofre interferência gerada pelo sinal de referência de 2 interferidores. Para que a estimação de canal desse usuário não piore significativamente devido à interferência, é necessário assumir que o canal é *flat fading* em um intervalo de frequência correspondente a $N = 3$ subportadoras SC-FDMA e garantir que tanto o usuário quanto os interferidores utilizem sequências de referência ortogonais em intervalos de $N = 3$ elementos.⁴

Considere, também, que tanto o usuário quanto os interferidores estão utilizando uma banda de apenas 6 subportadoras SC-FDMA cada um.⁵ Com isso, as sequências de referência do usuário e dos interferidores poderiam ser, respectiva-

⁴O valor escolhido para N poderia ser qualquer valor maior do que 2, já que $I = 2$.

⁵Não é possível alocar uma banda de 6 subportadoras SC-FDMA para um usuário no sistema LTE, visto que a banda é alocada para os usuários em termos de *Resource Blocks* e cada *Resource Block* possui 12 subportadoras SC-FDMA. Portanto, essa banda foi escolhida apenas para exemplificar, pois o que ocorre para bandas mais largas é análogo ao que será apresentado.

mente⁶

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{p}_1 = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} & e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} & 1 & e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} & e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{p}_2 = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} & e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} & 1 & e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} & e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} \end{bmatrix}^T$$

Como a banda considerada corresponde a 6 subportadoras e o canal é considerado *flat fading* sobre $N = 3$ subportadoras, as matrizes contendo as sequências de referência podem ser representadas por

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} & 0 \\ e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} \\ 0 & e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} \end{bmatrix} \quad \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} & 0 \\ e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & e^{-j\frac{2}{3}\times 2\pi} \\ 0 & e^{-j\frac{1}{3}\times 2\pi} \end{bmatrix}$$

e o vetor com a resposta em frequência do canal pode ser representado por

$$\boldsymbol{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_1 \end{bmatrix}$$

onde λ_0 representa a resposta em frequência do canal no intervalo correspondente às 3 primeiras subportadoras e λ_1 representa a resposta em frequência do canal no intervalo correspondente às 3 últimas subportadoras. Os elementos λ_0 e λ_1 são números complexos.

Dessa forma, continua valendo a equação

$$\mathbf{r} = \mathbf{P}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \mathbf{v}$$

e o estimador LS pode ser modelado por

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\lambda}} &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r} \\ &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H (\mathbf{P}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \mathbf{v}) \\ &= (N\mathbf{I}_M)^{-1} (\mathbf{P}^H \mathbf{P}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_1\boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2\boldsymbol{\lambda}_2 + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \end{aligned}$$

⁶As sequências de referência apresentadas aqui não são utilizadas no LTE, elas são utilizadas apenas para exemplificar o que ocorre no sistema.

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{N} \mathbf{I}_M (N \mathbf{I}_M \boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 \boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\lambda}_2 + \mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\
&= \boldsymbol{\lambda} + \frac{1}{N} (\mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 \boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\lambda}_2) + \frac{1}{N} (\mathbf{P}^H \mathbf{v}) \\
&= \boldsymbol{\lambda} + \underbrace{\frac{1}{3} (\mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 \boldsymbol{\lambda}_1 + \mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\lambda}_2)}_{\text{Interferência causando a perda de qualidade na estimação}} + \frac{1}{3} (\mathbf{P}^H \mathbf{v})
\end{aligned} \tag{5.6}$$

Interferência causando a perda de qualidade na estimação.

Agora, como as sequências de referência do usuário e dos interferidores \mathbf{p} , \mathbf{p}_1 e \mathbf{p}_2 , respectivamente, são ortogonais em intervalos de $N = 3$ elementos, os produtos matriciais $\mathbf{P}^H \mathbf{P}_1$ e $\mathbf{P}^H \mathbf{P}_2$ são nulos. Observe

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}^H \mathbf{P}_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ e^{-j\frac{1}{3} \times 2\pi} & 0 \\ e^{-j\frac{2}{3} \times 2\pi} & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & e^{-j\frac{1}{3} \times 2\pi} \\ 0 & e^{-j\frac{2}{3} \times 2\pi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
\mathbf{P}^H \mathbf{P}_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ e^{-j\frac{2}{3} \times 2\pi} & 0 \\ e^{-j\frac{1}{3} \times 2\pi} & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & e^{-j\frac{2}{3} \times 2\pi} \\ 0 & e^{-j\frac{1}{3} \times 2\pi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Logo, a Equação (5.6) fica

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}} = (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r} = \boldsymbol{\lambda} + \frac{1}{3} (\mathbf{P}^H \mathbf{v})$$

de onde pode-se observar que a interferência entre a sequência de referência do usuário e as sequências de referência dos interferidores é eliminada (no caso ideal, como já foi explicado). No caso ilustrado, $M = 2$.

5.4.1 Resultados da Estimação de Canal utilizando a Nova Sequência de Referência

No projeto anterior [1], as sequências de referência baseadas em sequências de Zadoff-Chu não haviam sido implementadas (na época ainda não estavam definidas

as sequências de referência a serem utilizadas pelo sistema LTE). A sequência de referência utilizada no projeto anterior era composta de $\frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j)$, ou seja,

$$\mathbf{p} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j) \quad \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j) \quad \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j) \quad \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j) \quad \dots \quad \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j) \right]^T$$

No projeto [1], a interferência entre os usuários não foi considerada, por isso, essa sequência de referência apresentou bons resultados e não houve a necessidade de implementar um conjunto de sequências de referência ortogonais. Se a sequência de referência implementada em [1] for utilizada tanto pelo usuário quanto pelos interferidores num cenário de *Inter-Cell Interference*, o que se observa são erros cometidos na estimação de canal devido à interferência.

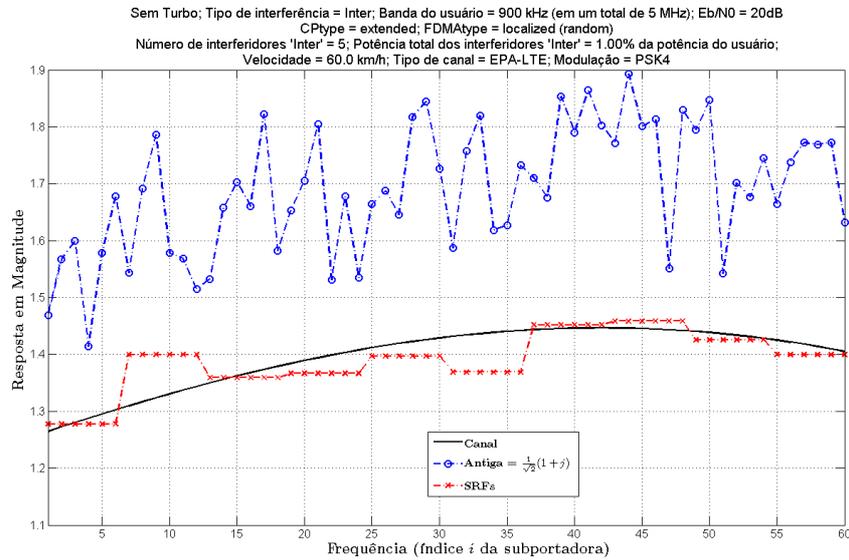


Figura 5.6: Estimação de canal utilizando a sequência de referência antiga (Antiga) e as novas sequências de referência (SRFs).

A Figura 5.6 mostra a estimativa de canal em um cenário de *Inter-Cell Interference*. Foi feita uma simulação em que o usuário e os interferidores utilizam a sequência de referência implementada no projeto anterior (Antiga), e uma simulação em que o usuário e os interferidores utilizam as novas sequências de referência (SRFs). Nessa figura é exibida a estimativa de canal na primeira iteração das simulações, ou seja, a estimativa de canal relativa ao primeiro *slot* do primeiro *frame* de cada uma das duas simulações.

Para comparar matematicamente o desempenho da estimação de canal utilizando as SRFs com o desempenho da estimação de canal utilizando a sequência de referência antiga, a seguinte figura de mérito é utilizada para o cálculo do desvio da estimação de canal

$$D_\lambda = \frac{1}{M_{sc}} \sum_{i=1}^{M_{sc}} \left| \frac{|\hat{\lambda}_i| - |\lambda_i|}{|\lambda_i|} \right|$$

onde $|\lambda_i|$ é a magnitude da resposta em frequência do canal no intervalo de frequência correspondente à i -ésima subportadora, $|\hat{\lambda}_i|$ é a estimativa da magnitude da resposta em frequência do canal no intervalo de frequência correspondente à i -ésima subportadora, M_{sc} é a banda utilizada pelo usuário em número de subportadoras e D_λ é uma medida de distância entre a estimativa da magnitude e a magnitude de fato da resposta em frequência do canal.

Para as estimativas observadas na Figura 5.6 o valor de D_λ para a sequência de referência antiga é $D_\lambda = 0,2096$ enquanto para as novas sequências de referência é $D_\lambda = 0,0188$. Portanto, pode-se concluir que o desempenho da estimação de canal utilizando as novas sequências de referência foi superior, pois ela se aproxima mais da magnitude da resposta em frequência do canal.

Outros pontos importantes podem ser observados na Figura 5.6:

- Os patamares observados na estimação de canal utilizando as SRFs são devidos à consideração de que o canal é *flat fading* num intervalo de frequência correspondente a $N = 6$ subportadoras. No caso ilustrado o número de interferidores é $I = 5$ e, portanto, o valor de N escolhido foi de $N = 6$;
- Na estimação de canal utilizando a sequência antiga não existem os patamares. Isso ocorre porque, nesse caso, as sequências utilizadas pelo usuário e pelos interferidores não são ortogonais (são iguais). Foi observado experimentalmente que, em casos com este, a suposição de um canal *flat fading* em um intervalo de $N = 6$ subportadoras piora ainda mais a estimação de canal. Portanto, optou-se por estimar o canal sem fazer essa suposição, ou seja, estimar a resposta em frequência do canal sem agrupar as subportadoras em conjuntos de $N = 6$.

Neste projeto, o desempenho das SRFs é comparado também com outros dois tipos de sequências de referência: sequências de referência baseadas em QPSK

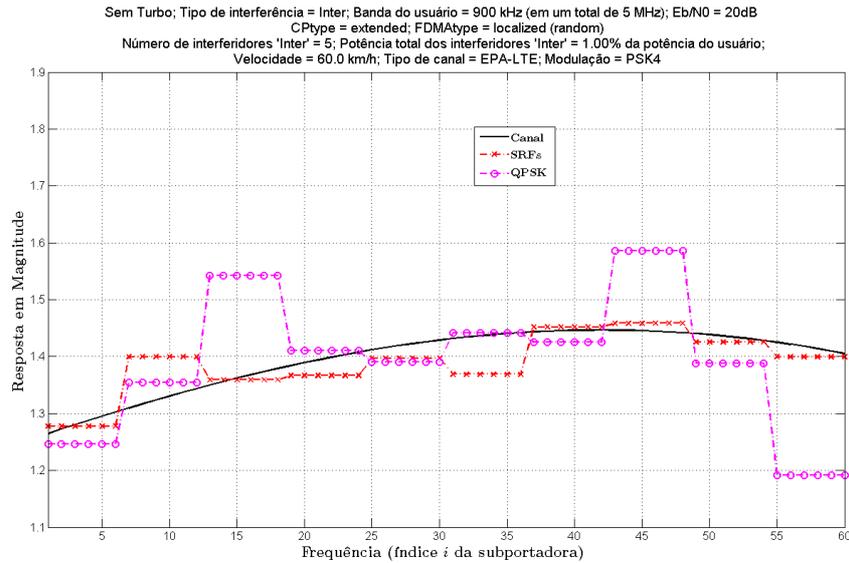


Figura 5.7: Estimação de canal utilizando as novas seqüências de referência definidas para o LTE (SRFs) e as seqüências de referência baseadas em QPSK (QPSK).

(*Quadrature Phase Shift Keying*) e seqüências de referência baseadas em 8-PSK (*8 Phase Shift Keying*). As seqüências QPSK geradas são seqüências de símbolos escolhidos aleatoriamente de uma constelação QPSK, já as seqüências 8-PSK geradas são seqüências de símbolos escolhidos aleatoriamente de uma constelação 8-PSK. Essas seqüências foram implementadas neste projeto para fins de comparação com as SRFs.

Na Figura 5.7 é mostrado o resultado obtido com a estimacão de canal utilizando SRFs e com a estimacão de canal utilizando as seqüências baseadas em QPSK. Já na Figura 5.8 é mostrado o resultado obtido com a estimacão de canal utilizando SRFs e com a estimacão de canal utilizando as seqüências baseadas em 8-PSK.

Para as estimativas observadas nas Figuras 5.7 e 5.8 o valor de D_λ para as SRFs é $D_\lambda = 0.0188$, enquanto para as seqüências baseadas em QPSK $D_\lambda = 0,0518$ e para as seqüências baseadas em 8-PSK $D_\lambda = 0,0352$. Portanto, pode-se concluir que o desempenho da estimacão de canal utilizando SRFs foi superior, pois ela se aproxima mais da magnitude da resposta em frequência do canal. Isso ocorre porque as SRFs são sempre ortogonais, enquanto as seqüências baseadas em QPSK e 8-PSK podem interferir umas com as outras.

É importante ressaltar que, mesmo que consigam um bom desempenho na estimacão de canal, as seqüências baseadas em QPSK e 8-PSK não possuem a pro-

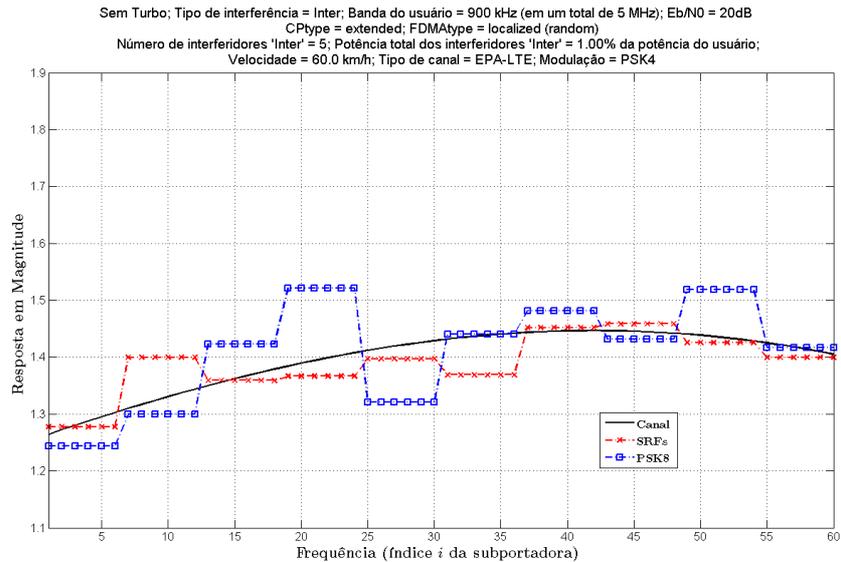


Figura 5.8: Estimação de canal utilizando as novas seqüências de referência definidas para o LTE (SRFs) e as seqüências de referência baseadas em 8-PSK (PSK8).

priedade de variações de potência no domínio do tempo limitadas, desejada para uma seqüência de referência (vide Capítulo 4).

A Figura 5.9 mostra os resultados das simulações utilizando as seqüências de referência implementadas neste projeto. Nessa figura pode-se observar que as SRFs apresentam o melhor resultado. Nota-se que a BER da estimacão de canal utilizando SRFs é a mais próxima da BER do caso ideal, em que o receptor possui CSI, ou seja, o receptor conhece perfeitamente a resposta em frequência do canal.

O simulador utilizado para obter os resultados apresentados, e alguns outros resultados obtidos durante este projeto são apresentados a seguir.

5.5 Simulador

O simulador utilizado neste projeto é composto de funções implementadas para MATLAB. A descrição das principais funções modificadas ou criadas neste projeto é apresentada a seguir:

Main.m Esse é o arquivo principal do simulador. Nesse arquivo são chamadas as funções que fazem parte do simulador, tais como, **Settings.m**, **Source.m**, **TurboEncoder.m**, **Modulator.m**, **SCFDMA-Tx.m**, **ChannelEstimation.m**,

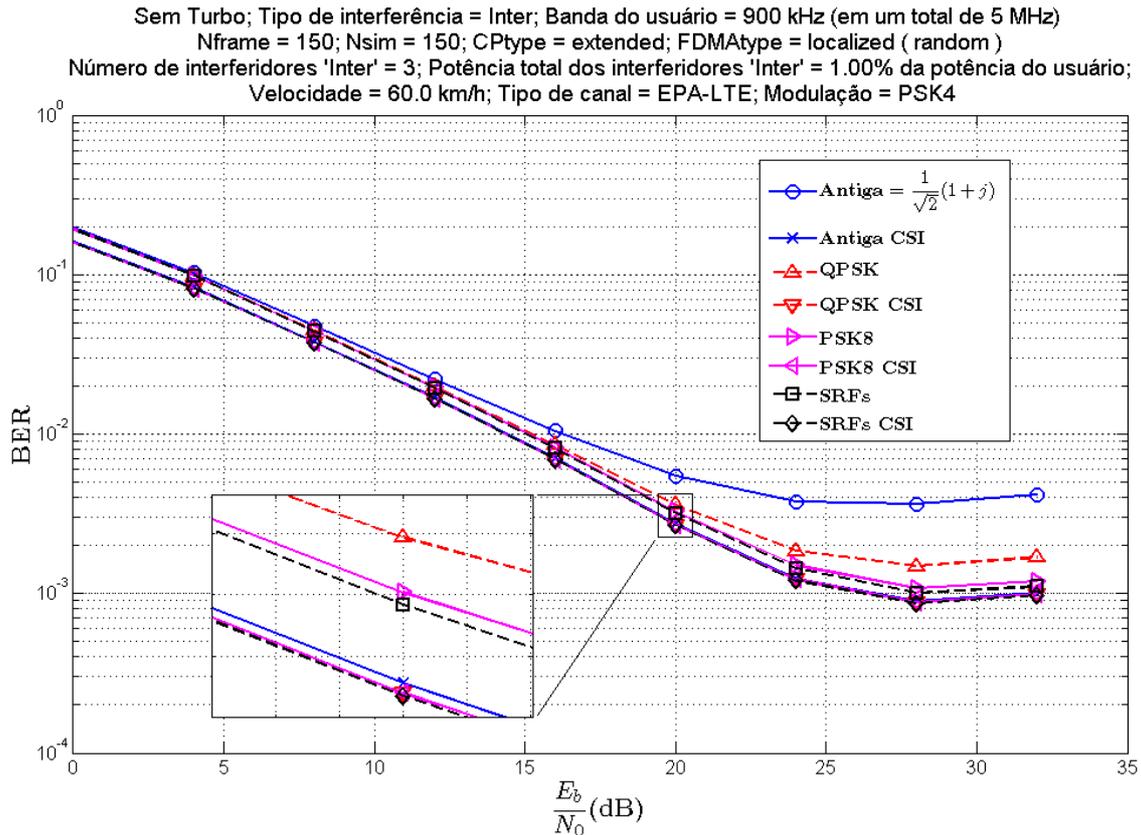


Figura 5.9: Resultado das simulações com estimação de canal utilizando as novas sequências de referência definidas para o LTE (SRFs), as sequências de referência baseadas em QPSK, as sequências de referência baseadas em 8-PSK e a sequência de referência utilizada no projeto anterior (Antiga).

SCFDMA-Rx.m, **TurboDecoder.m**, **EvaluateBER.m**, entre outras.⁷

Settings.m É o arquivo que contém os parâmetros das simulações. Neste arquivo pode-se configurar parâmetros como: a banda ocupada pelo usuário na transmissão de *uplink*, o tipo de modulação a ser utilizado, o tipo de sequência de referência a ser utilizada, o tipo de interferência no sistema, entre outros.

hsrcan_multipath_etsi.m É o arquivo que contém a função que simula os efeitos do canal. Os novos modelos de canal definidos na norma [26] foram implementados nessa função.

⁷As funções mencionadas foram implementadas no projeto anterior e são explicadas em [1].

SCFDMA_Tx.m Esse arquivo contém a função que implementa o transmissor SC-FDMA do *uplink* do LTE. Nessa função é gerada a sequência de referência do usuário. No caso do usuário estar utilizando as sequências de referência definidas pela norma [19] do LTE, a função **drs_gen_MUI.m** é chamada.

DRS_Settings_MUI.m Alguns parâmetros adicionais, que são necessários à função **drs_gen_MUI.m**, são configurados nesse arquivo. Esses parâmetros são definidos pelas normas do LTE.

drs_gen_MUI.m Esse arquivo contém a função que gera as sequências de referência definidas pela norma [19] do LTE, incluindo as SRFs.

inter_MUI.m e intra_MUI.m Nesses arquivos são implementadas a *Inter-Cell Interference* e a *Intra-Cell Interference*, respectivamente. Nessas funções também são geradas as sequências de referência dos interferidores. No caso dos interferidores estarem utilizando as sequências de referência definidas pela norma [19] do LTE, a função **drs_gen_MUI.m** é chamada.

ChannelEstimation.m É o arquivo que contém a função de estimação do canal.

channel_estimation_plot.m Nessa função são geradas figuras que apresentam o resultado da estimação de canal para o primeiro *slot* do primeiro *frame* da simulação.

generate_figure.m Nessa função as figuras que apresentam os resultados das simulações (gráficos de $\text{BER} \times \frac{E_b}{N_0}$) são geradas.

Para iniciar uma simulação, deve-se configurar o simulador através do arquivo **Settings.m** e a função **Main.m** deve ser chamada por linha de comando no MATLAB. O resultado da simulação é um gráfico de $\text{BER} \times \frac{E_b}{N_0}$. É possível também observar o resultado da estimação de canal no primeiro *slot* do primeiro *frame* da simulação. Para tal é necessário configurar, no arquivo **Settings.m**, o parâmetro **show_channel_estimation** como ‘yes’.

Para auxiliar na utilização do simulador, foi feito um arquivo com as instruções para a utilização do simulador. Esse arquivo apresenta os parâmetros a serem

definidos no simulador e chama-se “*uplink_HowToUse_eng*”. Nesse arquivo é feita uma breve descrição de cada parâmetro e, além disso, algumas explicações adicionais sobre as configurações do simulador são apresentadas. O “*uplink_HowToUse_eng*” pode ser encontrado no *site* [27].

5.5.1 Resultados

Alguns resultados obtidos com o simulador são apresentados a seguir.

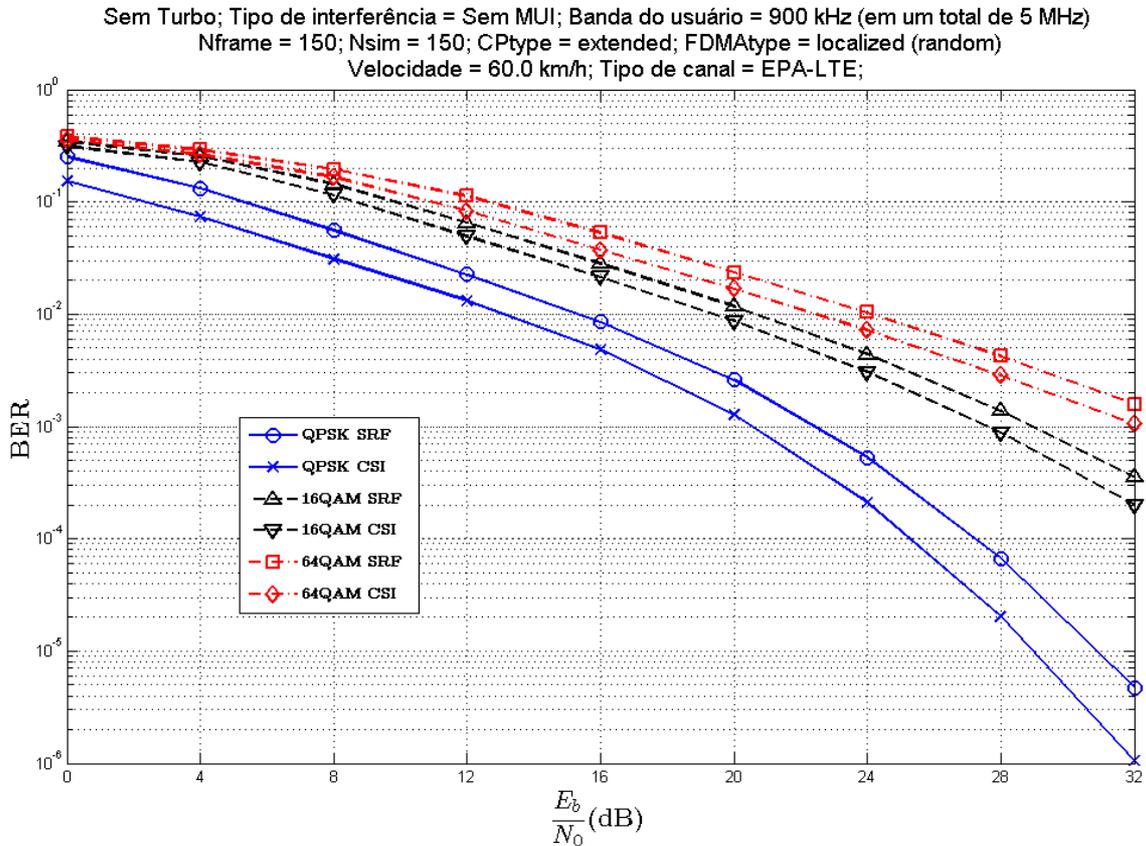


Figura 5.10: Resultados obtidos no **Cenário 1**: sem codificação Turbo e sem *Inter-Cell Interference*. Comparação entre os tipos de modulação: QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

Cenário 1 Neste cenário não foi considerada a interferência entre os usuários da rede, não foi utilizada codificação de canal e foram feitas simulações para os três tipos de modulação utilizados no LTE: QPSK, 16QAM e 64QAM. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.10.

Nessa figura é possível observar curvas de BER obtidas para casos nos quais a estimação de canal é feita utilizando as sequências de referência definidas na norma [19] do LTE (SRF), e curvas de BER obtidas para casos nos quais o receptor conhece a resposta em frequência do canal (isso não acontece na prática), ou seja, o receptor possui CSI.

Pode-se observar que as curvas de BER obtidas para os casos onde está se realizando a estimação de canal ficaram próximas às curvas de BER obtidas nos

casos em que o receptor possui CSI, o que indica uma boa qualidade na estimação de canal.

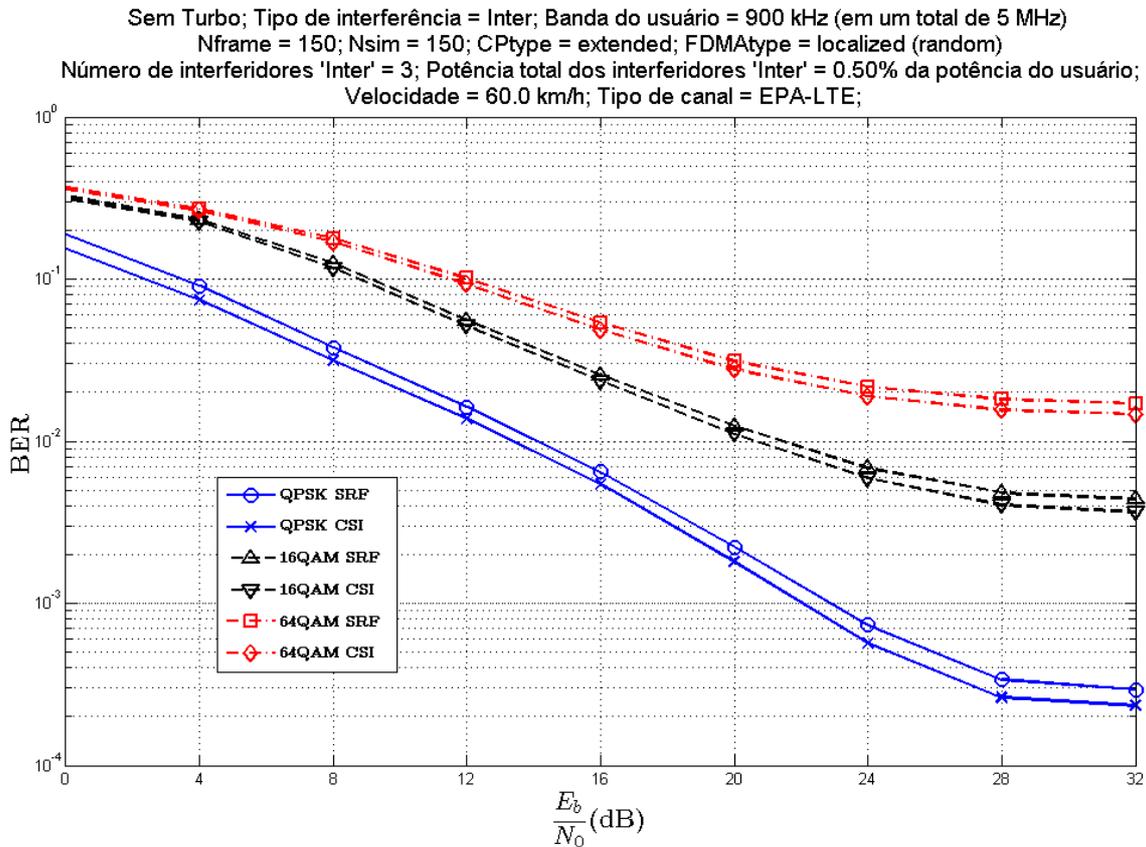


Figura 5.11: Resultados obtidos no **Cenário 2**: sem codificação Turbo e com *Inter-Cell Interference*. Comparação entre os tipos de modulação.

Cenário 2 Este cenário é bem parecido com o **Cenário 1**, a diferença é que neste cenário ocorre *Inter-Cell Interference*. O usuário sofre interferência de 3 interferidores. A potência total dos interferidores é de 0,5% da potência do usuário em questão.

Foram feitas simulações para os três tipos de modulação utilizados no LTE. Os resultados obtidos neste cenário são mostrados na Figura 5.11. Nessa figura, pode-se observar que as curvas de BER para o caso em que a estimação de canal é realizada (SRF) estão próximas das curvas de BER referentes aos casos em que o receptor possui CSI. Isso indica que a estimação de canal continua com uma boa qualidade, mesmo na presença de interferidores.

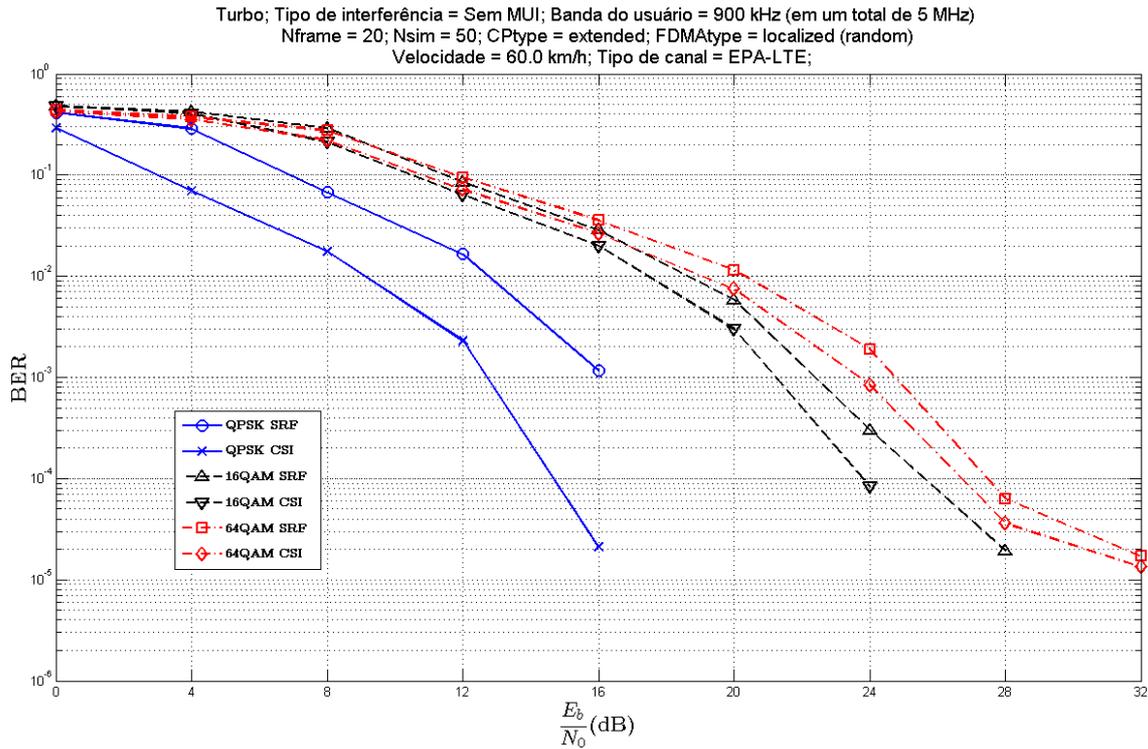


Figura 5.12: Resultados obtidos no **Cenário 3**: foi utilizada a codificação Turbo e não foi considerada a *Inter-Cell Interference*. Comparação entre os tipos de modulação.

Cenário 3 Este cenário é muito parecido com o **Cenário 1**, a diferença é que neste cenário é utilizada codificação de canal. A codificação de canal utilizada no LTE e, portanto, implementada para este simulador é a codificação Turbo.

As simulações utilizando codificação Turbo apresentam uma BER significativamente menor que as simulações que não utilizam codificação de canal, a principal desvantagem é o aumento da complexidade computacional na recepção. Como consequência, as simulações que utilizam a codificação Turbo demoram mais do que as simulações em que ela está desativada.

Este cenário simula um cenário real de transmissão do sistema LTE para um caso no qual não há *Inter-Cell Interference*.

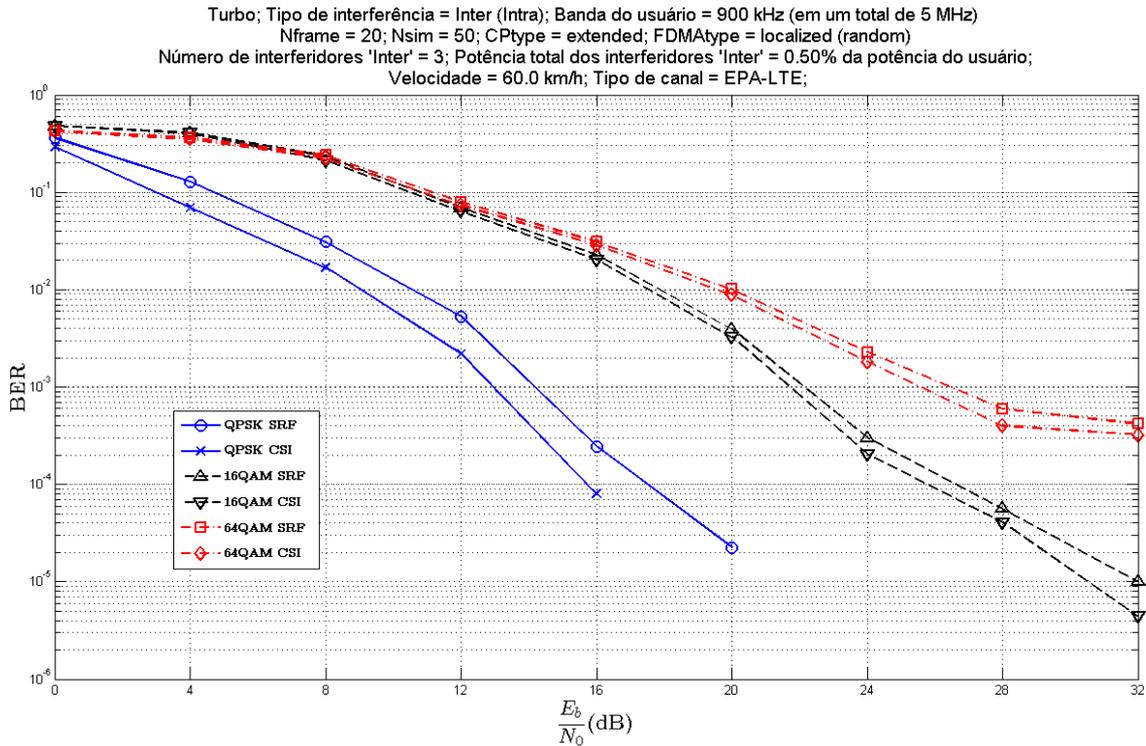


Figura 5.13: Resultados obtidos no **Cenário 4**: foi utilizada a codificação Turbo e foi considerada a *Inter-Cell Interference*. Comparação entre os tipos de modulação.

Cenário 4 Este cenário se parece muito com o **Cenário 2**, porém está sendo utilizada a codificação Turbo. Ele retrata um cenário real do sistema LTE para o caso onde está ocorrendo a *Inter-Cell Interference*.

O esperado é um aumento da BER em relação ao **Cenário 3**, principalmente em valores elevados de $\frac{E_b}{N_0}$, onde a interferência entre os usuários se torna a principal causa da BER. Esse aumento na BER é observado no gráfico da Figura 5.13.

Nos casos em que o receptor possui CSI, a BER dos cenários 3 e 4 são parecidas em valores baixos de $\frac{E_b}{N_0}$. Isso está conforme o esperado, pois em valores baixos de $\frac{E_b}{N_0}$ a principal causa da BER é o ruído aditivo, presente nos dois cenários.

Outro aspecto importante de ser observado é que nos casos em que o receptor estima o canal (SRF) ocorreu uma diminuição da BER no **Cenário 4** em relação ao **Cenário 3** para valores pequenos de $\frac{E_b}{N_0}$. Isso ocorre pelo fato da estimação de canal utilizada no **Cenário 4** ser melhor que a estimação de canal utilizada no **Cenário 3** em valores pequenos de $\frac{E_b}{N_0}$.

Isso porque, no **Cenário 3** a estimação de canal é feita utilizando $N = 1$,

pois não há interferidores e, portanto, não há a necessidade de assumir um canal *flat fading* em um intervalo maior que $N = 1$ subportadora. Já no **Cenário 4** há 3 interferidores e, portanto, o canal é considerado *flat fading* em um intervalo de $N = 4$ subportadoras. Como consequência disso, é feita uma média da resposta em frequência das $N = 4$ subportadoras durante a estimação de canal. Isso acaba reduzindo as degradações causadas pelo ruído e melhorando a estimação de canal para valores baixos de $\frac{E_b}{N_0}$, onde o ruído é a principal causa da elevada BER. No caso onde não há interferência entre os usuários não existe essa média da resposta em frequência das subportadoras e, portanto, a estimação de canal é mais sensível às degradações causadas pelo ruído, gerando uma maior BER em valores baixos de $\frac{E_b}{N_0}$.

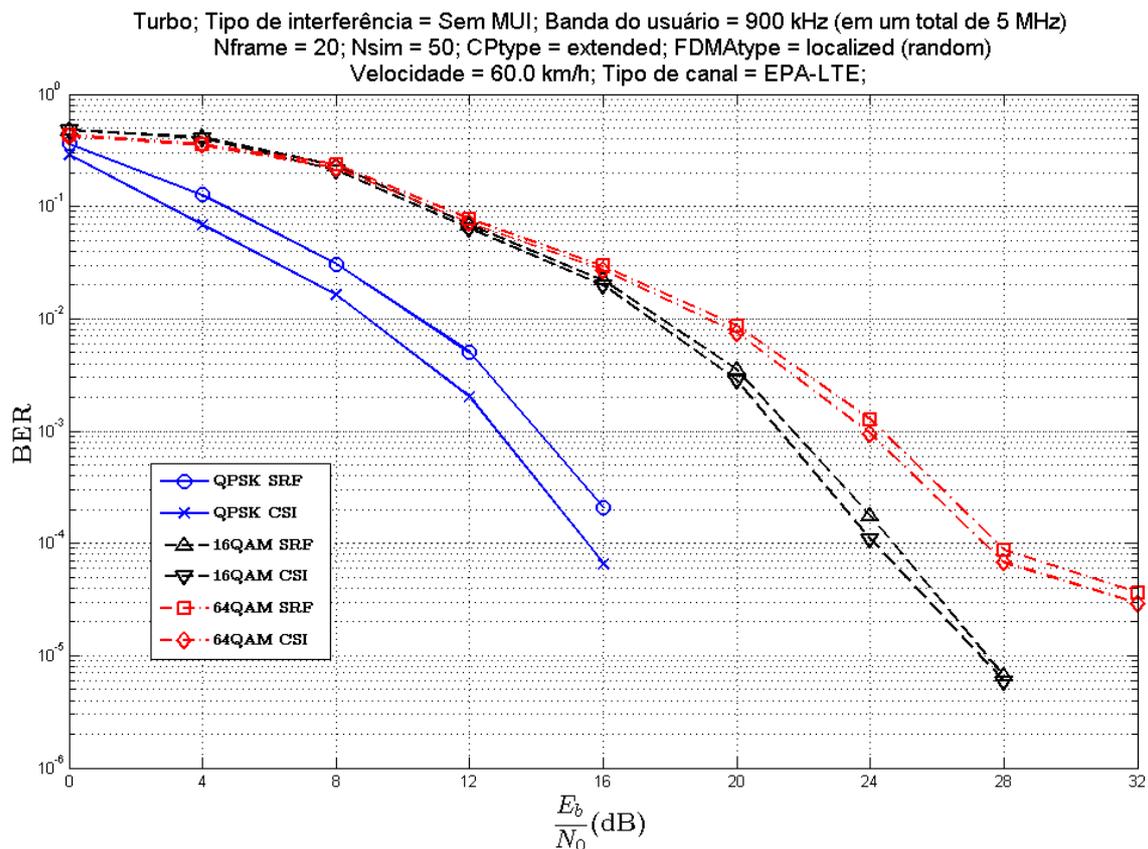


Figura 5.14: Resultados obtidos no **Cenário 5**: foi utilizada a codificação Turbo e não foi considerada a *Inter-Cell Interference*, porém, a estimação de canal foi realizada considerando-se o canal *flat fading* em um intervalo de $N = 4$ subportadoras, para fins de comparação com o **Cenário 4**. Também é exibida a comparação entre os tipos de modulação.

Cenário 5 Este cenário é muito parecido com o **Cenário 3**, foi considerado que não ocorre interferência entre os usuários da rede, porém, a estimação de canal é feita considerando-se que o canal é *flat fading* em um intervalo de $N = 4$ subportadoras. Isso foi feito para fins de comparação com o **Cenário 4**, onde ocorre *Inter-Cell Interference* de 3 interferidores e portanto a estimação também é feita considerando-se que o canal é *flat fading* em um intervalo de $N = 4$ subportadoras.

Conforme o esperado, a BER deste cenário é muito parecida com a BER do **Cenário 4** em valores baixos de $\frac{E_b}{N_0}$. Já para valores altos de $\frac{E_b}{N_0}$, a BER deste cenário é menor que a BER do **Cenário 4**, já que neste cenário não ocorre interferência entre os usuários da rede.

Comparando este cenário com o **Cenário 3** o que se observa é uma BER muito parecida para o caso em que o receptor possui CSI. Já para o caso em que é realizada a estimação de canal, a BER deste cenário é menor que a do **Cenário 3**, principalmente para valores pequenos de $\frac{E_b}{N_0}$.

Capítulo 6

Conclusões

O presente trabalho teve como objetivos apresentar uma visão geral do sistema LTE, fazer um estudo dos efeitos da interferência entre os usuários no canal de dados do *uplink* do sistema e implementar a nova sequência de referência definida no *Release 9* do sistema.

As técnicas utilizadas no *uplink* do LTE já haviam sido apresentadas no projeto [1], porém, um dos objetivos deste projeto é apresentar essas técnicas sob uma perspectiva diferente, complementar à perspectiva apresentada no projeto [1].

Do estudo da interferência entre os usuários realizado neste projeto, pode-se concluir que a escolha de sequências de referência adequadas é fundamental para que a estimação de canal tenha uma boa qualidade mesmo na presença de interferidores.

As novas sequências de referência foram implementadas durante a atualização do simulador para o *Release 9* do sistema LTE e apresentaram uma melhora significativa em termos de BER em relação às sequências utilizadas anteriormente.

Este projeto foi dividido em 5 Capítulos. No Capítulo 1 foi feita a apresentação do projeto. Um breve histórico dos sistemas de comunicações móveis foi apresentado nesse capítulo. O sistema LTE está inserido nesse histórico como um sistema recente, advindo da evolução de um sistema 3G. Nesse capítulo também foram abordados os objetivos deste projeto.

No Capítulo 2 foi descrita a estrutura de rede do sistema LTE e do sistema HSPA, ressaltando as funcionalidades dos nós dessas redes. Esses dois sistemas são evoluções do sistema UMTS. Portanto, uma comparação entre suas estruturas de rede ressalta a mudança de filosofia na implementação do LTE. Essa mudança

de filosofia foi o que possibilitou ao LTE atingir taxas de transmissão ainda mais elevadas do que o HSPA.

No Capítulo 3 foi apresentada a camada física do sistema LTE. Foram listados os principais aspectos/funcionalidades pertencentes a essa camada, dentre eles: modulação, multiplexação, equalização, codificação e estimação de canal, entre outros. Além disso, foram descritos os efeitos do canal de transmissão, inerentes a essa camada. Em seguida, as técnicas utilizadas para combater as distorções causadas pelo canal de transmissão foram apresentadas. Foram abordadas, também, as técnicas de múltiplo acesso utilizadas no sistema LTE, o SC-FDMA (*uplink*) e o OFDMA (*downlink*). Ao fim do capítulo o diagrama de blocos do *uplink* e do *downlink* da camada física do LTE foram mostrados e as funcionalidades de cada um de seus blocos foram descritas.

No Capítulo 4 foram estudadas as sequências de referência utilizadas no sistema LTE. Foi mostrado como elas são transmitidas nas subportadoras. Foram apresentadas as Sequências de Zadoff-Chu (SZCs), que são sequências que apresentam as propriedades desejadas para sequências de referência do sistema LTE. Além disso, foi visto que as SZCs não podem ser utilizadas diretamente como sequências de referência do LTE, e as sequências de referência utilizadas de fato foram apresentadas. Outro assunto importante tratado neste capítulo são as SRFs, sequências de referência ortogonais que podem ser utilizadas para combater a interferência entre as sequências de referência dos usuários da rede e melhorar a estimação de canal num cenário multiusuário. A maneira como as sequências de referência devem ser distribuídas entre os usuários do sistema também foi apresentada nesse capítulo.

No Capítulo 5 foi estudada a estimação de canal em um cenário multiusuário. Os principais tipos de interferência entre os usuários foram apresentados nesse capítulo, a *Intra-Cell Interference* e a *Inter-Cell Interference*. Foi visto que, dentre os tipos de interferência, a *Inter-Cell Interference* é a principal causadora da perda de qualidade da transmissão. Um método para reduzir a interferência entre as sequências de referência dos usuários e, portanto, manter uma boa estimação de canal, mesmo na presença de interferidores, foi apresentado. Nesse método, sequências de referência ortogonais devem ser utilizadas. No caso do LTE são utilizadas as SRFs. Os resultados obtidos com a nova estimação de canal foram apresen-

tados. Nesse capítulo também foi feita uma breve descrição do simulador e alguns resultados adicionais obtidos através de simulações foram apresentados.

6.1 Contribuições do Trabalho

Uma das principais contribuições deste projeto foi o fato dele adicionar novas funcionalidades ao simulador já existente, tornando esse simulador compatível com o *Release 9* do sistema LTE.

Outra contribuição de relevância foi o estudo feito a respeito das sequências de referência utilizadas no sistema LTE. Esse estudo ajudará estudantes interessados em se familiarizar com a área a entender como funcionam as sequências de referência e porque o resultado obtido com as novas sequências de referência é superior ao obtido com as sequências utilizadas anteriormente.

O estudo das técnicas OFDMA e SC-FDMA também é uma contribuição deste projeto. Apesar de não apresentar nenhuma novidade, o estudo dessas técnicas sob uma perspectiva diferente da apresentada no projeto [1] complementa as informações encontradas em [1] ajudando estudantes interessados na área a compreender melhor a teoria a respeito dessas técnicas.

O estudo dos principais tipos de interferência presentes no *uplink* do sistema LTE é uma contribuição deste projeto, visto que pode ser utilizado para fins didáticos ou por pesquisadores da área.

O trabalho realizado neste projeto foi utilizado em um artigo [28] submetido à *VTC-Fall (Vehicular Technology Conference – Fall)* [29], que será realizada em São Francisco em Setembro deste ano.

6.2 Trabalhos Futuros

Algumas sugestões para trabalhos futuros são:

- Estudo do canal aéreo e a implementação de uma função de canal. A função que simula os efeitos do canal aéreo utilizada foi uma função pronta que não tem documentação. Seria interessante a implementação e a documentação de uma função que simule os efeitos do canal aéreo;

- Implementação do simulador em uma linguagem de programação compilada. Os programas feitos em MATLAB são muito lentos se comparados aos programas implementados em uma linguagem de programação compilada, por exemplo, a linguagem de programação C/C++.
- Implementação do escalonador. O escalonador é o responsável por distribuir os recursos de rádio para os usuários da rede. Ele faz a distribuição baseada na potência dos usuários na recepção. Um simulador que implementa um escalonador tem alto custo computacional, deixando as simulações muito lentas se estiverem implementadas em MATLAB. Portanto, uma das possibilidades seria utilizar o simulador de redes NS-2 (que pode ser integrado ao MATLAB) para fazer o escalonamento dos usuários, o NS-2 (*Network Simulator 2*) poderia trabalhar integrado ao simulador da camada física do LTE. Outra possibilidade seria utilizar uma implementação em linguagem compilada do simulador do LTE, o que tornaria viável a implementação do escalonador.
- Implementação de uma interface gráfica com os usuários do sistema. Uma interface gráfica poderia tornar o simulador mais acessível a estudantes e pesquisadores, visto que a configuração dos parâmetros de simulação através de uma interface gráfica é mais intuitiva do que definir as configurações em um arquivo de configurações.

Referências Bibliográficas

- [1] LIMA, M. V. S., “Estudo e Simulação da Camada Física do 3G-LTE”, Projeto de Graduação, Janeiro 2008, Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- [2] DAHLMAN, E., PARKVALL, S., SKÖLD, J., *et al.*, *3G Evolution - HSPA and LTE for Mobile Broadband*. 2 ed. Elsevier Ltd., 2008.
- [3] GUSSEN, C. M. G., “Estudo e Simulação da Camada Física do 3G-LTE na Conexão Downlink”, Projeto de Graduação, Janeiro 2009, Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- [4] 3GPP, “LTE (Evolved UTRA) and LTE-Advanced radio technology”, <http://www.3gpp.org/specification-numbering>, 2010, 36 series, 3rd Generation Partnership Project.
- [5] ITU, “Recommendation M.1645”, <http://www.itu.int/rec/R-REC-M.1645/e>, 2010, M.1645: Framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000.
- [6] Rysavy Research / 3G Americas, “Transition to 4G: 3GPP Broadband Evolution to IMT-Advanced”, <http://www.rysavy.com/>, 2010.
- [7] TANENBAUM, A. S., WETHERALL, D. J., *Computer Networks*. 5 ed. Prentice Hall, Outubro 2010.
- [8] 3GPP, “LTE Historical Information”, <http://www.3gpp.org/LTE>, 2010, UTRA-UTRAN Long Term Evolution (LTE) and 3GPP System Architecture Evolution (SAE).
- [9] DINIZ, P. S. R., “Principles of Wireless Communication.”, 2005. Notas de aula da disciplina Transmissão Digital do DEL/UFRJ.

- [10] KRAUS, J. D., FLEISCH, D. A., *Electromagnetics with Applications*. McGraw-Hill, 1999.
- [11] DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B., NETTO, S. L., *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*. 2 ed. Cambridge University, 2010.
- [12] SCHARF, L., *Statistical Signal Processing*. 1 ed. Prentice Hall, Abril 1990.
- [13] CASELLA, G., BERGER, R. L., *Statistical Inference*. 2 ed. Duxbury Press, Junho 2001.
- [14] LEE, E. A., MESSERSCHMITT, D. G., *Digital Communication*. 2 ed. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [15] PROAKIS, J. G., *Digital Communications*. 4 ed. McGraw-Hill Science / Engineering / Math, Agosto 2000.
- [16] ITU, “Recomendation ITU-R M.1036-3”, <http://www.itu.int/rec/R-REC-M.1036-3-200707-I/en>, 2007, Frequency arrangements for implementation of the terrestrial component of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000) in the bands 806-960 MHz, 1 710-2 025 MHz, 2110-2200 MHz and 2500-2690 MHz.
- [17] 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.
- [18] TUBBAX, J., PERRE, L. V. D., ENGELS, M., *et al.*, “OFDM versus Single-Carrier: A Realistic Multiple-Antenna Comparison”, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp. 1275–1287, Setembro 2004.
- [19] 3GPP, *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation*, Report 36.211 – v9.1.0 – Release 9, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 2010.
- [20] 3GPP, *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception*, Report 36.104 – v9.4.0 – Release 9, 3rd

Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 2010.

- [21] LIN, S., COSTELLO, D. J., *Error Control Coding*. 2 ed. Prentice Hall, 2004.
- [22] HAYKIN, S., *Sistemas de Comunicação: Analógicos e Digitais*. 4 ed. Bookman, 2004.
- [23] TSE, D., VISWANATH, P., *Fundamentals of Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [24] 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.
- [25] CHU, D. C., “Polyphase Codes with Good Periodic Correlation Properties”, *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 18, n. 4, pp. 531 – 532, Julho 1972.
- [26] 3GPP, *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception*, Report 36.101 – v9.5.0 – Release 9, 3rd Generation Partnership Project – Technical Specification Group Radio Access Network, 2010.
- [27] LIMA, M. V. S., “Site do aluno de doutorado Markus Vinícius Santos Lima”, <http://www02.lps.ufrj.br/~markus/>, 2011, Universidade Federal do Rio de Janeiro – Escola de Engenharia – Programa de Engenharia Elétrica – COPPE/UFRJ – Departamento de Eletrônica – Laboratório de Processamento de Sinais.
- [28] DINIZ, P. S. R., FERREIRA, T. N., LIMA, M. V. S., *et al.*, “Link-level Simulator for the 3G-LTE System”, 2011. Artigo Submetido ao VTC2011-Fall.
- [29] IEEE, “VTC2011-Fall in San Francisco”, <http://www.ieeevtc.org/vtc2011fall/>, 2011, 2011 IEEE 74th Vehicular Technology Conference: VTC2011-Fall – 5-8 September 2011, San Francisco, United States.

Apêndice A

Sequências Pseudoaleatórias

No LTE as sequências pseudoaleatórias são definidas por uma sequência de Gold de comprimento 31. A sequência de saída $c(n)$ de comprimento M_{PN} , onde $n \in \{0, 1, \dots, M_{PN}-1\}$, é definida como

$$\begin{aligned}c(n) &= \left(x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C) \right) \bmod 2 \\x_1(n + 31) &= \left(x_1(n + 3) + x_1(n) \right) \bmod 2 \\x_2(n + 31) &= \left(x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n) \right) \bmod 2\end{aligned}$$

onde $N_C = 1600$ e os primeiros 30 valores da sequência x_1 devem ser inicializados com zeros. Enquanto os 30 primeiros valores da sequência x_2 são inicializados de forma que $c_{init} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$, ou seja, os 30 primeiros valores de x_2 são a representação do c_{init} em base 2 com 30 *bits*, onde o valor de c_{init} depende da aplicação.