



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Utilização da estimativa do canal (*Sounding*) na alocação
de recursos de rádio no enlace reverso (*Uplink*) de redes
Long Term Evolution - LTE
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

MARCELO GUIMARÃES MENDES

Brasília, Julho de 2009

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Utilização da estimativa do canal (*Sounding*) na alocação
de recursos de rádio no enlace reverso (*Uplink*) de redes
Long Term Evolution - LTE
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

MARCELO GUIMARÃES MENDES

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica*

Banca Examinadora

Prof. PhD Luís Afonso Bermúdez, ENE/UnB _____
Orientador

Prof. PhD André Noll Barreto, INDT _____
Examinador Externo

Prof. PhD Paulo Henrique Portela de Carvalho, _____
ENE/UnB
Examinador interno

Prof. Leonardo RAX de Menezes _____
Suplente

FICHA CATALOGRÁFICA

MENDES, MARCELO GUIMARÃES

Utilização da estimativa do canal (Sounding) na alocação de recursos de rádio no enlace reverso (Uplink) de redes Long Term Evolution ó LTE [Distrito Federal] 2009. xvii, 101p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Dissertação de Mestrado ó Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

1.OFDM, OFDMA, SC-FDE, SCFDMA

2.alocação de recursos

3.LTE ó *Long Term Evolution*

4.*Sounding* ó estimativa do canal

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

MENDES, M. G. (2009). Utilização da estimativa do canal (Sounding) na alocação de recursos de rádio no enlace reverso (Uplink) de redes Long Term Evolution ó LTE. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-396/09, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 101p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Marcelo Guimarães Mendes.

TÍTULO: Utilização da estimativa do canal (*Sounding*) na alocação de recursos de rádio no enlace reverso (*Uplink*) de redes Long Term Evolution ó LTE.

GRAU: Mestre

ANO: 2009

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Marcelo Guimarães Mendes.
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Elétrica
70910-900 Brasília ó DF ó Brasil.

Dedicatória

Dedico esse trabalho aos meu pais e a Carol pela ajuda e pela compreensão nos momentos difíceis

MARCELO GUIMARÃES MENDES

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais pela ajuda e por estarem sempre presentes, agradeço a Carol por ser tão compreensiva e estar sempre ao meu lado nos momentos difíceis, agradeço ao André por todo o tempo de ajuda e dedicação ao trabalho

MARCELO GUIMARÃES MENDES

RESUMO

O presente trabalho apresenta um estudo da utilização da estimativa do canal (*sounding*) aplicado ao enlace reverso de uma das tecnologias de próxima geração das redes celulares, conhecida como Long Term Evolution - LTE. Primeiramente, serão estudadas as técnicas de acesso de rádio utilizadas para o LTE, e que servem de base para o estudo da alocação de recursos. Depois abordaremos as principais características do LTE, buscando um melhor entendimento da estrutura de quadros e das grades de recursos, o que servirá para um melhor entendimento das possíveis formas de alocação de recursos. Após isto, serão estudados os principais algoritmos de alocação de recursos, e alguns algoritmos encontrados na literatura. Será feito um estudo da utilização do *sounding* nos algoritmos de maximização da taxa de transmissão, aleatório e de justiça proporcional. Veremos que há um impacto significativo com a utilização do *sounding* na alocação de recursos. Teremos melhoras nas taxas de transmissão, melhoras na justiça do sistema e aumento da taxa mínima do sistema. Serão analisadas as formas de utilização do *sounding*, através de intervalos de subquadros especificados em norma, o qual torna o desafio de fazer um dimensionamento desse parâmetro um ponto essencial para um melhor aproveitamento do sistema.

ABSTRACT

This work presents a study of the use of the channel estimate applied at uplink to a technology of next generation of cellular networks, known as Long Term Evolution - LTE. Firstly will be studied the techniques of radio access used for LTE and used as the basis for the study of the resources' allocation. Then we will discuss the main features of LTE, seeking a better understanding of frame's structure and grid of resources which is used to better knowledge of the possible ways of allocation of resources. After this, we will study the major algorithms of allocation of resources, and some algorithms at the literature. We'll do a study of the use of sounding in max sum rate algorithms, random algorithms and proportional fairness scheduling. We will see that we have a significant impact with the use of sounding in the allocation of resources. We improved the rates of transmission, improvements in the justice of system and increasing the minimum rate of the system. Will examine ways to use the sounding through subframes intervals, specified in 3gpp standard. That does with that is a challenge to do a good planning of that parameter and an essential point for a better use of the system.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	1
1.3	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	1
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	2
2	MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA ORTOGONAL - ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)	3
2.1	INTRODUÇÃO	3
2.2	PRINCÍPIOS BÁSICOS DO OFDM	4
2.3	TRANSMISSÃO DE BLOCOS COM INTERVALOS DE GUARDA	7
2.4	DIAGRAMA DE BLOCOS OFDM	8
2.4.1	IMPLEMENTAÇÃO DO OFDM USANDO IFFT/FFT	9
2.5	PREFIXO CÍCLICO	10
2.5.1	CONVOLUÇÃO CIRCULAR E DFT	10
2.6	ESTIMAÇÃO DO CANAL E SÍMBOLOS DE REFERÊNCIA	13
2.7	DIVERSIDADE EM FREQUÊNCIA COM OFDM: IMPORTÂNCIA DA CODIFICAÇÃO DE CANAL	13
2.8	SINCRONIZAÇÃO DE TEMPO E FREQUÊNCIA	14
2.9	POTÊNCIA DE PICO EM RELAÇÃO A POTÊNCIA MÉDIA (PEAK-TO-AVERAGE-POWER RATIO - PAPR)	15
3	PORTADORA ÚNICA COM EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA - SINGLE CARRIER FREQUENCY DOMAIN EQUALIZER (SC-FDE) E TÉCNICAS DE MÚLTIPLO ACESSO	16
3.1	PORTADORA ÚNICA COM EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA - SINGLE CARRIER FREQUENCY DOMAIN EQUALIZER (SC-FDE)	16
3.1.1	EQUALIZAÇÃO LINEAR NO DOMÍNIO DO TEMPO	17
3.1.2	EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	18
3.1.3	PORTADORA ÚNICA COM EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (<i>Single Carrier with Frequency Domain Equalization (SC/FDE)</i>)	19
3.2	MÚLTIPLO ACESSO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA ORTOGONAL - ORTOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS (OFDMA)	22
3.2.1	TÉCNICAS DE MÚLTIPLO ACESSO	22

3.2.2	DIVERSIDADE MULTIUSUÁRIO.....	23
3.2.3	CODIFICAÇÃO E MODULAÇÃO ADAPTATIVAS.....	24
3.2.4	DESCRIÇÃO DO OFDMA.....	24
3.3	MÚLTIPLO ACESSO COM PORTADORA ÚNICA E EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA - SINGLE CARRIER FREQUENCY DOMAIN MULTIPLE ACCESS (SC-FDMA).....	25
3.3.1	SINGLE CARRIER FDMA (SC-FDMA).....	26
3.3.2	MAPEAMENTO DAS SUB-PORTADORAS.....	26
3.3.3	POTÊNCIA DE PICO MÉDIA (PAPR) EM SISTEMAS SC-FDMA.....	27
4	LONG TERM EVOLUTION - LTE.....	30
4.1	INTRODUÇÃO.....	30
4.2	EVOLUÇÃO DAS REDES CELULARES.....	31
4.3	VISÃO GERAL DO LTE.....	32
4.3.1	DESEMPENHO.....	32
4.3.2	EFICIÊNCIA ESPECTRAL E BANDAS DE FREQUÊNCIA.....	32
4.3.3	CARACTERÍSTICAS DE POTÊNCIA.....	33
4.3.4	LATÊNCIA.....	33
4.3.5	COMPLEXIDADE.....	33
4.3.6	MOBILIDADE.....	34
4.3.7	INTEROPERABILIDADE.....	34
4.4	ARQUITETURA.....	34
4.4.1	MODELO DA ARQUITETURA.....	36
4.5	ESTRUTURA DE CANAIS DO LTE.....	36
4.5.1	CANAIS FÍSICOS.....	37
4.5.2	CANAIS DE TRANSPORTE.....	38
4.5.3	CANAIS LÓGICOS.....	39
4.6	CAMADA FÍSICA.....	41
4.6.1	ESTRUTURA DE QUADROS.....	41
4.6.2	ENLACE DIRETO UTILIZANDO OFDM.....	42
4.6.3	ENLACE REVERSO UTILIZANDO SC-FDE.....	43
4.6.4	CODIFICAÇÃO DE CANAL.....	43
4.6.5	MEDIDAS DO CANAL.....	44
4.6.6	CAMADA MAC.....	44
4.6.7	PROTOCOLO DE UNIDADE DE DADOS, FORMATOS E PARÂMETROS.....	47
4.7	SINAIS DE REFERÊNCIA PARA O ENLACE REVERSO.....	47
4.7.1	SINAL DE REFERÊNCIA PARA ESTIMATIVA DO CANAL (<i>Sounding</i>).....	49
4.8	SINAIS DE REFERÊNCIA PARA O ENLACE DIRETO.....	50
4.8.1	SINAIS DE SINCRONIZAÇÃO.....	51
4.9	LTE ADVANCED.....	51
5	ALOCAÇÃO DE RECURSOS.....	54
5.1	INTRODUÇÃO.....	54

5.1.1	ALGORITMO DE MAXIMIZAÇÃO DA SOMA DAS TAXAS (<i>MSR - Maximum Sum Rate Algorithm</i>)	57
5.1.2	ALEATÓRIO	57
5.1.3	ALGORITMO DE MÁXIMA JUSTIÇA (<i>Fairness Scheduling</i>)	58
5.1.4	ALGORITMO DE TAXA PROPORCIONAL(<i>Proportional Rate Constraint - PRC</i>)....	58
5.1.5	ALGORITMO DE AGENDAMENTO DE JUSTIÇA PROPORCIONAL (<i>Proportional Fairness Scheduling</i>)	59
5.2	UTILIZAÇÃO DOS ALGORITMOS DE ALOCAÇÃO DE RECURSOS	60
6	SIMULAÇÃO	62
6.1	SIMULAÇÃO	62
7	ANÁLISE DOS RESULTADOS	66
7.1	ANÁLISE DE RESULTADOS	66
7.1.1	SIMULAÇÃO COM O ALGORITMO ALEATÓRIO	66
7.1.2	SIMULAÇÃO COM O ALGORITMO MAXIMIZAÇÃO DA TAXA DE TRANSMISSÃO - MAXIMUM RATE	71
7.1.3	SIMULAÇÃO COM O ALGORITMO DE JUSTIÇA PROPORCIONAL - PROPOR- TIONAL FAIRNESS SCHEDULE	75
8	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	81
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	83

LISTA DE FIGURAS

2.1	Múltiplas portadoras ortogonais	5
2.2	Economia de banda com uso do OFDM	5
2.3	Símbolos transmitidos sem banda de guarda	7
2.4	Símbolos com interferência intersimbólica ISI	7
2.5	Símbolos com a colocação do período de guarda	7
2.6	Símbolos livres de interferência intersimbólica ISI	8
2.7	Diagrama de um sistema OFDM implementado com osciladores	9
2.8	Diagrama de um sistema OFDM implementado com o uso de FFT/IFFT	10
2.9	Implementação do prefixo cíclico	11
2.10	Utilização da diversidade multiusuário	14
2.11	Exemplo da potência de pico maior que a potência média (a) e da potência de pico igual a potência média (b)	15
3.1	Diagrama de um sistema de comunicações	17
3.2	Diagrama de um filtro FIR	18
3.3	Diagrama de recepção do sistema SC-FDE desconsiderando a retirada do prefixo cíclico	18
3.4	Filtros	19
3.5	Diagrama de um sistema SC-FDE	20
3.6	Diferença na equalização de sistemas OFDM e SC-FDE	21
3.7	Técnicas de múltiplo acesso	23
3.8	Exemplo de diversidade multiusuário	24
3.9	Diagrama de um sistema OFDMA	25
3.10	Diagrama de um esquema SC-FDMA	27
3.11	Tipos de mapeamento de sub-portadora	28
4.1	Evolução das redes celulares	31
4.2	Diagrama de transição de estados	33
4.3	Diagrama de transição de estados	36
4.4	Mapeamento dos canais físicos em canais de transporte no DL	39
4.5	Mapeamento dos canais físicos em canais de transporte no UL	39
4.6	Mapeamento dos canais de transporte em canais lógicos no DL	40
4.7	Mapeamento dos canais de transporte em canais lógicos no UL	40
4.8	Estrutura de quadros do tipo 1(FDD)	41
4.9	Estrutura de quadros do tipo 2(TDD)	42

4.10	Divisão de recursos entre o enlace direto e reverso.....	42
4.11	Estrutura da camada 2 para o DL	45
4.12	Estrutura da camada 2 para o UL	46
4.13	Sub-cabeçalho com 7 bits no campo L	47
4.14	Sub-cabeçalho com 15 bits no campo L.....	47
4.15	Sub-cabeçalho com 7 bits no campo L	47
4.16	Estrutura de um bloco MAC PDU	48
4.17	Mapeamento dos sinais de referência para o DL utilizando uma antena de transmissão	50
4.18	Mapeamento dos sinais de referência para o DL utilizando duas antenas de transmissão	50
4.19	Mapeamento dos sinais de referência para o DL utilizando quatro antenas de trans- missão	51
4.20	Diagrama de estados de um sistema LTE <i>Advanced</i>	52
5.1	Grade de Recursos.....	55
5.2	Recursos reservados para a utilização do Sounding	56
5.3	Qualidade do canal (CQI) dos usuários variando de acordo com o tempo	61
5.4	Exemplo do canal utilizado no simulador (figura retirada de [?])	61
6.1	Alocação de recursos	64
6.2	Exemplo da influência da quantidade de usuários para estimativa do canal	64
7.1	CDF da SINR com o uso do algoritmo aleatório	67
7.2	Taxa média efetiva por usuário para o algoritmo aleatório	68
7.3	Taxa média efetiva por setor para o algoritmo aleatório	69
7.4	CDF da taxa de transmissão para o algoritmo aleatório	70
7.5	Utilização do MCS para o algoritmo aleatório	71
7.6	CDF da SINR para o algoritmo de maximização da taxa	72
7.7	Taxa efetiva média por usuário para o algoritmo de maximização da taxa	73
7.8	Taxa média efetiva por setor para o algoritmo de maximização da taxa	74
7.9	CDF da taxa de transmissão para o algoritmo de maximização da taxa	75
7.10	Utilização do MCS para o algoritmo de maximização da taxa.....	76
7.11	CDF da SINR para o algoritmo de justiça proporcional.....	77
7.12	Taxa efetiva média por usuário para o algoritmo de justiça proporcional.....	78
7.13	Taxa média efetiva por setor para o algoritmo de justiça proporcional.....	79
7.14	CDF da taxa de transmissão para o algoritmo de justiça proporcional.....	80
7.15	Utilização do MCS para o algoritmo de justiça proporcional.....	80

LISTA DE TABELAS

4.1	Características do LTE	32
4.2	Objetivos para eficiência espectral média	52
4.3	Objetivos para a taxa de transmissão de pico com 10 usuários distribuídos aleatoriamente em uma célula	53

LISTA DE SÍMBOLOS

Siglas

3G	Third Generation	Terceira geração
3GPP	Third Generation Partnership Project	Projeto de parceira da terceira geração
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	Linha de usuário digital assimétrica
AMPS	Advanced Mobile Phone System	Sistema avançado de telefonia móvel
ARQ	Automatic Repeat Query	Solicitação automática de retransmissão
HARQ	Híbrid Automatic Repeat Query	Solicitação automática de retransmissão híbrida
AWGN	All White Gaussian Noise	Ruído gaussiano branco
CDMA	Code division multiple access	Multiplexação por divisão de códigos
CQI	Channel Quality Indicator	Indicador de qualidade de canal
DAB	Digital Audio Broadcasting	Difusão de áudio digital
DFT	Discret Fourier Transform	Transformada direta de Fourier
DVB	Digital TV Broadcasting	Difusão de TV digital
DL	Downlink	Enlace direto
DSL	Digital Subscriber Line	Linha digital por assinatura
E-UTRA	Evolved Universal Terrestrial Radio Access	Acesso universal de rádio evoluído terrestre
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution	Taxas de dados elevados para a evolução do GSM
EGPRS	Enhanced General Packet Radio Service	Serviço elevado de rádio para transmissão de pacotes em geral
EM	Mobile station	estação móvel
eNodeB		Estação de rádio base relativo à tecnologia 3G LTE
EUL	Enhanced Uplink	Uplink elevado
FDD	Frequency division duplex	Duplexação por divisão em frequência

FDMA	Frequency division multiple access	Multiplexação por divisão frequência
FFT	Fast Fourier Transform	Transformada rápida direta de Fourier
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying	Chaveamento por deslocamento mínimo utilizando filtro gaussiano
GPRS	General Packet Radio Service	Serviço de rádio para transmissão de pacotes em geral
GSM	Global System for Mobile Communications	Sistema global para comunicações móveis
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access	Acesso a pacotes no downlink em alta velocidade
HSPA	High Speed Packet Access	Acesso a pacotes em alta velocidade
IDFT	Inverse Discret Fourier Transform	Transformada inversa de Fourier
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Transformada rápida inversa de Fourier
ISI	Inter-symbol interference	interferência inter simbólica
LAN	Local Area Network	Rede de área local
LTE	Long Term Evolution	Evolução à longo prazo
MCS	Modulation/Coding Scheme	Esquema de modulação e codificação
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Múltiplas entradas e múltiplas saídas
MISO	Multiple Input Single Output	Múltiplas entradas e uma saída
MRC	Maximum Ratio Combining	Combinação por razão máxima
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Multiplexação por divisão em frequências ortogonais
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple	Access Múltiplo acesso por divisão em frequências ortogonais
PAR	Peak-to-average ratio	Potência Pico-Média
PAPR	Peak-to-average-power ratio	Potência de Pico em relação a Potência Média
PRB	Physical Resource Block	Bloco de recurso físico
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Modulação por amplitude em quadratura
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Chaveamento por deslocamento de fase em quadratura
RE	Resource element	Elemento de recurso
ROHC	Robust Header Compression	Compressão robusta do cabeçalho
RRM	Radio Resource Managment	Gerenciamento de recursos de rádio
SC-FDE	Single Carrier Frequency Domain Equalizer	Portadora única com equalização no domínio da frequência
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Domain Multiple Access	Múltiplo acesso com Portadora única e equalização no domínio da frequência
SIMO	Single Input Multiple Output	Uma entrada e múltiplas saídas

SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	Razão entre potência do sinal recebido e soma das potências de ruído e interferência
SNR	Signal to Noise Ratio	Razão entre potência do sinal recebido e potência de ruído
TDD	Time division duplex	Duplexação por divisão no tempo
TDMA	Time division multiple access	Multiplexação por divisão do tempo
TTI	Transmission Time Interval	Intervalo de tempo de transmissão
UL	Uplink	Enlace reverso
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	Sistema universal de telecomunicações móveis
UTRA	Universal Terrestrial Radio Access	Acesso de rádio terrestre universal
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network	Rede de acesso de rádio terrestre universal
V-BLAST	Vertical - Bell Laboratories - Layered Space-time	Algoritmo de detecção no tempo e espaço proposto por Bell Laboratories
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	Múltiplo acesso por divisão no código utilizando portadora de banda larga

Capítulo 1

Introdução

Neste trabalho iremos estudar uma tecnologia de próxima geração das redes celulares (Long Term Evolution - LTE) e falaremos sobre os principais algoritmos de alocação utilizado nessa tecnologia, e qual o impacto da utilização da estimativa do canal (Sounding) nesses algoritmos.

1.1 Contextualização

Nas novas tecnologias de comunicações móveis, temos o aparecimento de diversas aplicações que necessitam de qualidade de serviço (QoS), atraso e taxa de transmissão diferente para cada serviço. Com isto, surge a necessidade de buscar uma forma ótima de alocação dos recursos de rádio do sistema. Nesse cenário os algoritmos de alocação de recursos se tornam de extrema importância para todo o desenvolvimento do sistema, e para uma melhor utilização dos recursos que são limitados, como frequência e potência.

1.2 Definição do problema

O maior problema na alocação de recursos é escolher o usuário de forma ótima, de forma a atender requisitos do sistema, tais como taxa de transmissão e justiça. Como temos uma grade de alocação dividida em tempo, frequência e espaço, torna-se ainda mais complicado a forma como é feita a alocação desses recursos. Como estudaremos o enlace reverso, temos ainda o problema do cálculo da interferência e a estimativa do canal, já que, diferente do enlace direto, aqui a estação rádio base não tem conhecimento desses parâmetros.

1.3 Objetivos da dissertação

O objetivo deste trabalho é estudar o impacto da estimativa do canal, que é obtido através da utilização do *sounding* nos principais algoritmos de alocação de recursos. Este trabalho estuda a necessidade de termos uma boa estimativa do canal, que terá impacto diretamente no desempenho do sistema. Assim como estudar a melhor forma de utilização do *sounding*.

1.4 Apresentação do manuscrito

No Capítulo 2, é feito um estudo da tecnologia que serve de base para as principais comunicações móveis futuras, que é o OFDM. Esta serve de base para compararmos com o SC-FDE, que é a equalização no domínio da frequência com portadora única. No Capítulo 3, falaremos sobre o OFDMA, que é uma técnica de múltiplo acesso baseada na técnica de multiplexação de múltiplas portadoras; falaremos sobre a técnica de portadora única com equalização no domínio da frequência, que é utilizada no enlace reverso do LTE e é estudado a técnica de múltiplo acesso baseada no SC-FDE; no capítulo 5, serão estudados os algoritmos de alocação de recursos.

Após essa introdução teórica, no Capítulo 6, é discutida a forma de simulação, e as principais características do simulador desenvolvido em [1] e utilizado no trabalho; no Capítulo 7, foi feita a investigação dos algoritmos em relação à utilização do *sounding* e, finalmente, no Capítulo 8, são feitas as conclusões do trabalho e a proposta de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Multiplexação por divisão de frequência ortogonal - Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Este capítulo faz um breve descritivo da técnica de multiplexação no domínio da frequência, que é a base para as tecnologias de comunicações móveis futuras. Esta tecnologia é especificada para o enlace direto do LTE

2.1 Introdução

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [2, 3] é uma técnica de transmissão digital baseada no conceito de modulação com múltiplas portadoras e que permite obter altas taxas de transmissão. Atualmente, os sistemas mais populares utilizam portadoras separadas por bandas de guarda, como exemplo o GSM que tem canais de 200 KHz separados por bandas de guarda, ou sistemas com portadoras únicas como é o caso do CDMA e o WCDMA. Essa multiplexação de canais que é feita no GSM é conhecida como multiplexação no domínio da frequência (FDM). No OFDM são utilizadas várias sub-portadoras espaçadas de $1/T$ em que T é o período do símbolo OFDM. Será visto mais à frente que este espaçamento entre as subportadoras é utilizado para manter a ortogonalidade do sistema.

A tecnologia OFDM tem mostrado ser uma solução bastante efetiva no combate aos efeitos negativos introduzidos pelo desvanecimento multipercurso, que é característico dos canais de comunicações móveis. Uma de suas grandes vantagens, quando comparada à tradicional técnica de multiplexação com uma única portadora, é a redução na complexidade da equalização de um canal dispersivo nas transmissões, quando consideramos altas taxas de transmissão. Por outro lado, os sistemas OFDM, assim como qualquer sistema baseado na técnica de multiportadora, são bem mais sensíveis a problemas de sincronização na frequência da portadora do que os sistemas com portadora simples.

Apesar de a técnica de modulação multiportadora utilizada pelos sistemas OFDM ter sido descoberta há quatro décadas [3, 4], a sua utilização só passou a ser viável no final da década

passada, após diversos avanços nos campos da microeletrônica e de processamento de sinais. A primeira análise e simulação desta técnica para comunicações móveis foi feita em 1985 [5].

Cada subportadora carrega uma informação que é isolada das demais através de um correlador ou filtro casado. Isto fica fácil e funciona corretamente se todas as subportadoras estiverem sincronizadas. Com a sincronização das subportadoras o sistema consegue manter a sua ortogonalidade.

Quando implementamos o OFDM com o método antigo de modulação e demodulação, precisamos de um conjunto de osciladores coerentes, resultando em uma implementação complexa e cara [3]. Já nos dias de hoje, a implementação do OFDM se tornou mais viável devido à evolução do processamento digital de sinais. Todos os osciladores coerentes são substituídos pela transformada de Fourier direta (DFT) e inversa (IDFT), que é implementada computacionalmente através dos algoritmos da transformada rápida de Fourier direta (FFT) e inversa (IFFT).

O sistema OFDM foi escolhido como o padrão para difusão de áudio digital em toda a Europa. Muitos dos sistemas de difusão de áudio digital propostos para o padrão americano também se baseiam na técnica multiportadoras OFDM. Uma tecnologia similar ao OFDM também é utilizada em canais telefônicos tal como em ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), sob o nome de DMT (Discrete MultiTone)[2].

Já em sistemas celulares, o OFDM foi adotado como esquema de transmissão no enlace direto para o LTE (*Long Term Evolution*) que é a evolução da terceira geração de celulares, e também é utilizado no WiMax (802.16), no enlace direto e no enlace de reverso. A tecnologia WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) é uma tecnologia WMAN (Rede metropolitana sem fios do inglês *Wide metropolitan area network*).

O OFDM surgiu devido aos canais de rádio móvel serem caracterizados pela recepção de sinais que chegam de múltiplos caminhos [6, 7]. Esses símbolos atrasados interferem no símbolo que chega de um componente de visada direta causando a interferência inter-simbólica (ISI), que é uma das principais causas da degradação do desempenho dos sistemas atuais. Será visto mais a frente como o OFDM consegue tratar esse problema de multipercurso.

2.2 Princípios básicos do OFDM

OFDM é um caso especial de transmissão de múltiplas portadoras. Para esse caso uma única seqüência de dados é transmitida a uma taxa menor em várias subportadoras. Uma das principais razões do OFDM ser utilizado é aumentar a robustez contra a seletividade em frequência.

Em um sistema clássico de transmissão de dados em paralelo teríamos várias portadoras transmitindo em paralelo com um espaçamento entre elas, como pode ser visto na figura 2.2, para que possamos evitar a interferência entre canais adjacentes.

A forma de multiplexação no domínio da frequência (FDM) é uma forma ineficiente de alocação do espectro. Partindo desta idéia foi proposto na década de 60 [4] a transmissão de várias frequências multiplexadas com uma certa sobreposição de canais como podemos ver na figura 2.1. Essas multiplexações devem ser feitas de forma que cada canal seja ortogonal aos outros.

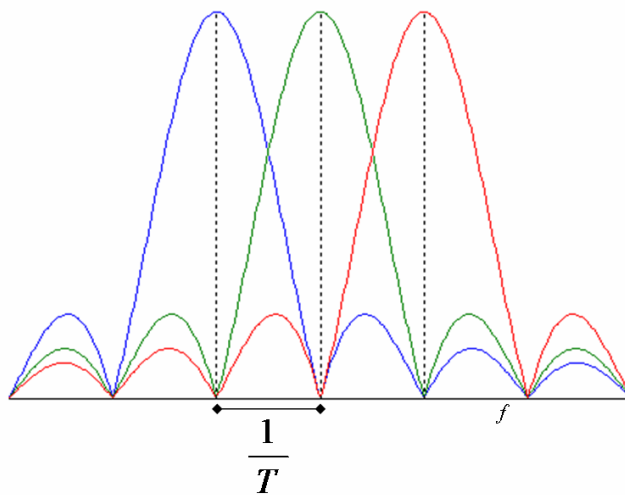


Figura 2.1: Múltiplas portadoras ortogonais

Dizer que os canais são ortogonais, significa que, enquanto um canal tiver sua componente máxima no domínio da frequência todas as componentes de frequências das outras portadoras serão zero. Isso se o sistema estiver perfeitamente sincronizado.

Com o uso desta técnica podemos obter uma economia de banda de aproximadamente 50% em relação aos sistemas de somente uma portadora com FDM [2], como pode ser visto na 2.2.

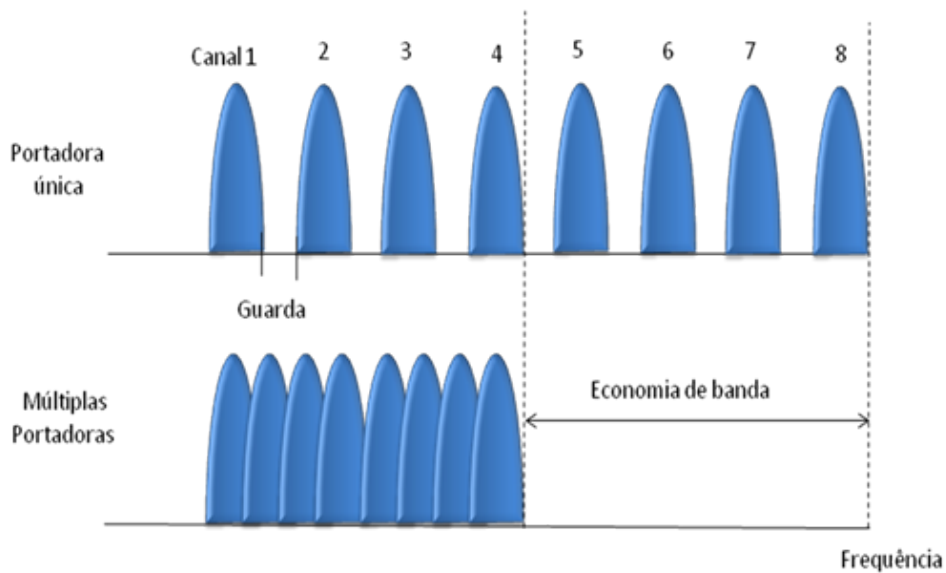


Figura 2.2: Economia de banda com uso do OFDM

Com a utilização do algoritmo FFT reduzimos o número de operações de um sistema DFT de $O(N^2)$ para $O(N * \log(N))$, onde $O()$, significa a complexidade do sistema e N é considerado o número de subportadoras para um sistema OFDM [5].

Com a conversão serial para paralelo (S/P), temos um aumento na duração de cada símbolo

por um fator de N subportadoras. No OFDM temos, a inserção de um intervalo de guarda, usado para combater os atrasos causados pelo canal, este intervalo de guarda é utilizado para eliminar a interferência intersimbólica. No OFDM este intervalo de guarda é implementado com a utilização do prefixo cíclico que será visto em detalhes mais a frente.

A idéia de se ter um canal com múltiplas portadoras é muito simples, queremos uma alta taxa de transmissão e um canal que seja robusto contra interferências e ISI (interferência inter simbólica). Para isto o tempo de duração do símbolo deve ser maior que os atrasos causados por múltiplos percursos.

Os sistemas de comunicações móveis simplesmente não podem funcionar com uma ISI alta. Quando temos um canal de banda larga e precisamos de uma alta taxa de transmissão, como para as aplicações atuais, temos que ter um período muito pequeno para a transmissão de cada símbolo. Com isso o atraso causado por múltiplos caminhos é muito maior que o período do símbolo.

A equalização de um sistema com uma única portadora é possível. Entretanto é muito complexa, já que precisamos de equalizadores para compensar as distorções do canal. O equalizador ótimo é o de Viterbi [8], porém, este tem uma complexidade que cresce exponencialmente com o número de caminhos resolvíveis (L). Nos sistemas de comunicações móveis atuais temos uma alta demanda por uma maior taxa de transmissão. Nesse cenário de sistemas que necessitam de taxas elevadas de transmissão e com canais que apresentam múltiplos percursos, os algoritmos ótimos começam a se tornar inviáveis. Equalizadores sub-ótimos não são eficientes para números elevados de L e para esquemas de modulação de ordem maior, como a modulação de amplitude em quadratura (QAM).

Para resolver este problema o OFDM divide a banda larga em várias múltiplas portadoras, como pode ser visto na Figura 2.1, e com isso, em vez de transmitirmos uma alta taxa de dados em todo o canal, utilizamos várias subportadoras para transmitirmos taxas menores que, quando somadas, resultam em uma alta taxa de transmissão. Quando temos o sistema dividido em subportadoras temos um período de transmissão de símbolo maior que os atrasos de propagação. Com isto temos um sistema praticamente livre de ISI, e pode ser totalmente livre se utilizamos a técnica de prefixo cíclico, como será visto mais a frente.

Quando temos um pulso retangular no domínio do tempo na transmissão, e quando este for modulado por exponenciais complexas, corresponderá a um sinc, no domínio da frequência complexa (2.1). Para a transmissão de vários sincs temos que ter o espaçamento correto. Para que estes não se interfiram, este espaçamento deve ser de $1/T$, onde T é o período do símbolo OFDM. A ortogonalidade do sistema é mantida desde que, a equação (2.2), seja atendida para todo tempo igual a T :

$$\text{sinc}(x) = \frac{\text{sen}(x)}{x} \quad (2.1)$$

$$\int_T x(t)y(t) = 0 \quad (2.2)$$

2.3 Transmissão de blocos com intervalos de guarda

A Figura 2.3 ilustra a transmissão de uma sequência de símbolos OFDM um atrás do outro. Considerando que o canal não é ideal, teremos vários sinais chegando ao receptor defasados e atrasados devido aos multipercursos.



Figura 2.3: Símbolos transmitidos sem banda de guarda

Na Figura 2.4, é ilustrado como estes símbolos começam a interferir um no outro e consequentemente, a recepção fica prejudicada e temos o aparecimento da interferência intersimbólica. Quando o primeiro símbolo é enviado e este chega atrasado, irá chegar para o receptor no intervalo do próximo símbolo. Como o exemplo da Figura 2.4 temos a transmissão do símbolo OFDM 1 e este chega espalhado no tempo, sobrepondo-se ao símbolo OFDM 2, o símbolo OFDM 2 também se espalha e interfere no símbolo OFDM 3. Isso causa uma séria degradação no sistema, pois esses espalhamentos dos símbolos são comuns em redes móveis, principalmente em grandes centros urbanos [6].

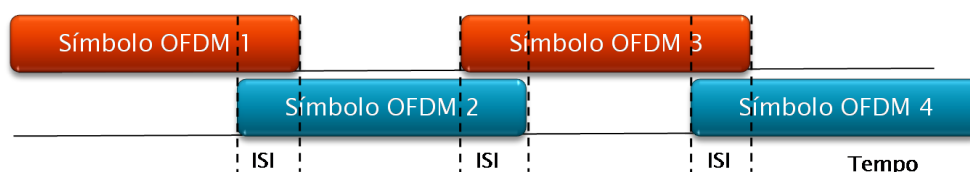


Figura 2.4: Símbolos com interferência intersimbólica ISI

A solução para este problema é a colocação de um intervalo de guarda entre a transmissão dos símbolos, com um tamanho de pelo menos o maior atraso encontrado no canal.

Funciona da seguinte forma: começamos agrupando n símbolos de dados em um bloco conhecido como símbolo OFDM, que tem a duração T . Com isso temos que $T = nT_s$, onde T_s é o intervalo de amostragem. Com objetivo de manter o símbolo OFDM suficientemente afastado dos outros símbolos, deve ser inserido um período de guarda entre os símbolos, como podemos ver na Figura 2.5.



Figura 2.5: Símbolos com a colocação do período de guarda

Desta forma quando recebemos um símbolo OFDM, se o espalhamento de retardos for maior que o período de guarda T_g , teremos uma interferência intersimbólica ISI. Entretanto, se incluirmos um período de guarda grande o suficiente, iremos garantir que não haverá ISI. Como regra geral

para um projeto de um sistema OFDM é considerado um intervalo de guarda de cerca de duas a quatro vezes o valor do espalhamento de retardos [9].

A figura 2.6 exemplifica bem esta situação. Percebemos que o símbolo OFDM 1 enviado tem um atraso muito grande, mesmo assim ele não irá interferir no símbolo 2. A mesma coisa acontece para o símbolo OFDM 2, este tem um atraso menor e chega dentro do período de guarda, não causando ISI.

Manter um sistema com intervalo de guarda sem ISI, tem um preço, que é a diminuição da taxa de transmissão já que agora temos que mandar menos símbolos.



Figura 2.6: Símbolos livres de interferência intersimbólica ISI

2.4 Diagrama de blocos OFDM

Na Figura 2.7 temos um exemplo de um modulador OFDM básico, que consiste de um conjunto em M moduladores, onde cada modulador corresponde a uma sub-portadora OFDM. Esses moduladores são osciladores, com as frequências centralizadas em cada sub-portadora. Uma descrição do modulador em termos matemáticos pode ser vista como um sinal $x(t)$ durante um intervalo de tempo $mT \leq t < (m + 1)T$. Pode ser expressado como:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{M-1} X_n(t) = \sum_{n=0}^{M-1} a_n e^{j2\pi f_n t} \quad (2.3)$$

Onde $X_n(t)$ é a n -ésima subportadora modulada com frequência $f_n = nf$ e a_n é em geral o símbolo modulado complexo aplicado a n -ésima subportadora durante o m -ésimo intervalo de símbolo OFDM

Como ilustrado na Figura 2.7, para a implementação de um sistema multiportadoras é necessário que colocar um banco de moduladores em paralelo. Estes moduladores realizaram a separação de cada símbolo modulado em subportadoras. Cada símbolo a_0^m até a_{N-1}^m é um símbolo modulado que será mapeado em uma subportadora. Esse mapeamento acontece, no momento em que esses símbolos passam de serial para paralelo e são multiplicados por exponenciais complexas.

A Figura 2.7 ilustra também o princípio básico da demodulação OFDM, que consiste de um banco de correladores, um para cada subportadora. Em um caso ideal, as subportadoras não se interfeririam na demodulação por serem ortogonais. A implementação em um sistema dessa forma torna-se difícil, principalmente em redes celulares onde os sistemas devem ser simples, para economia de bateria e baixa complexidade da estação móvel, a dificuldade de implementação desse sistema é a sincronização dos osciladores e não poder variar o número de subportadoras. Por esses motivos, o OFDM apesar de ter sido patenteado em 1970 [3], não foi usado pelos sistemas de comunicação da época.

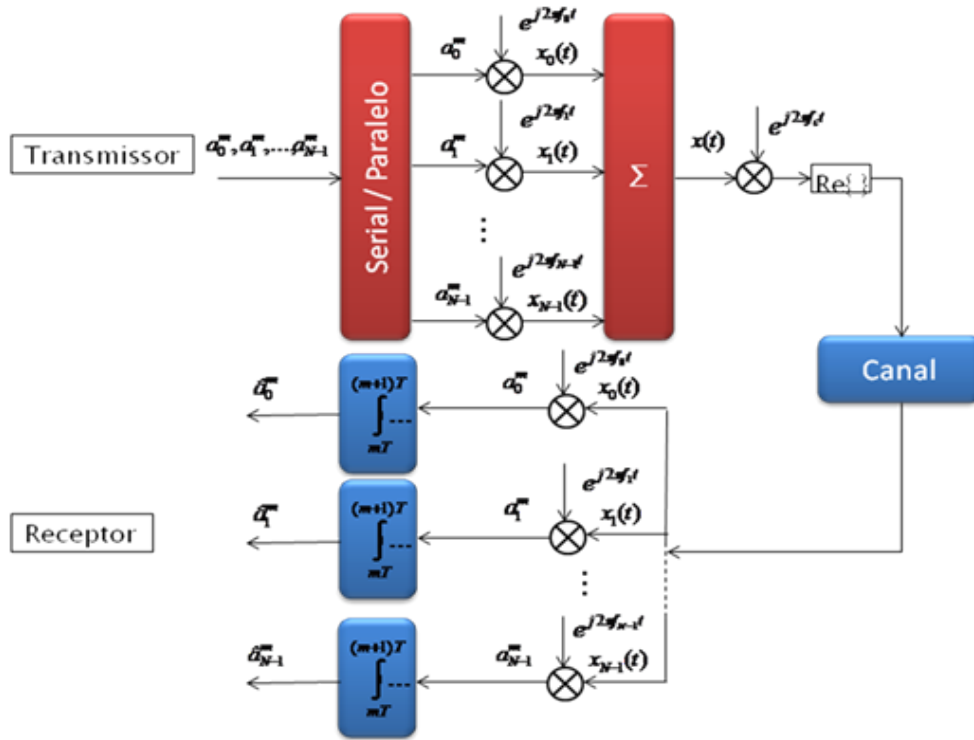


Figura 2.7: Diagrama de um sistema OFDM implementado com osciladores

2.4.1 Implementação do OFDM usando IFFT/FFT

Em um sistema OFDM a codificação e a decodificação são feitas no domínio da frequência. O primeiro passo é dividir uma banda de largura B em N múltiplas subportadoras cada uma com banda B/N . Desta forma, a quantidade de símbolos é mantida, mas o sistema agora é livre de ISI, dependendo se o prefixo cíclico for maior que o espalhamento de retardos.

No segundo passo as N subportadoras são colocadas em um conversor de paralelo para série (P/S), e é feita a adição do prefixo cíclico. Esses símbolos são passados de digital para analógico (D/A), resultando em um sinal de banda base e por fim temos a modulação do sinal em amplitude na frequência W_c , resultando na multiportadora de Rádio Frequencia (RF) que será transmitida.

Quando o sinal chega no receptor, o sistema elimina os p símbolos do prefixo cíclico e é feito uma conversão de série para paralelo, para que possa ser feita a FFT dos sinais em paralelo. Após a FFT é feita a equalização do canal.

A Figura 2.8 serve para melhor ilustrar os passos acima da transmissão e demodulação do sistema OFDM, as entradas são símbolos modulados e independentes. Esses símbolos são mapeados em subportadoras para que seja feita a transmissão.

Os correladores podem ser substituídos pela IFFT, pois, na IFFT é feita a decomposição de um sinal em um somatório de senóides. Dá mesma forma, se for utilizada a FFT será feito o processo inverso, o somatorio das senóides formaram o sinal. Com os correladores, cada um representa uma senóide.

Devemos lembrar que o tamanho da IFFT/FFT é definido pelo operador do sistema, ou seja,

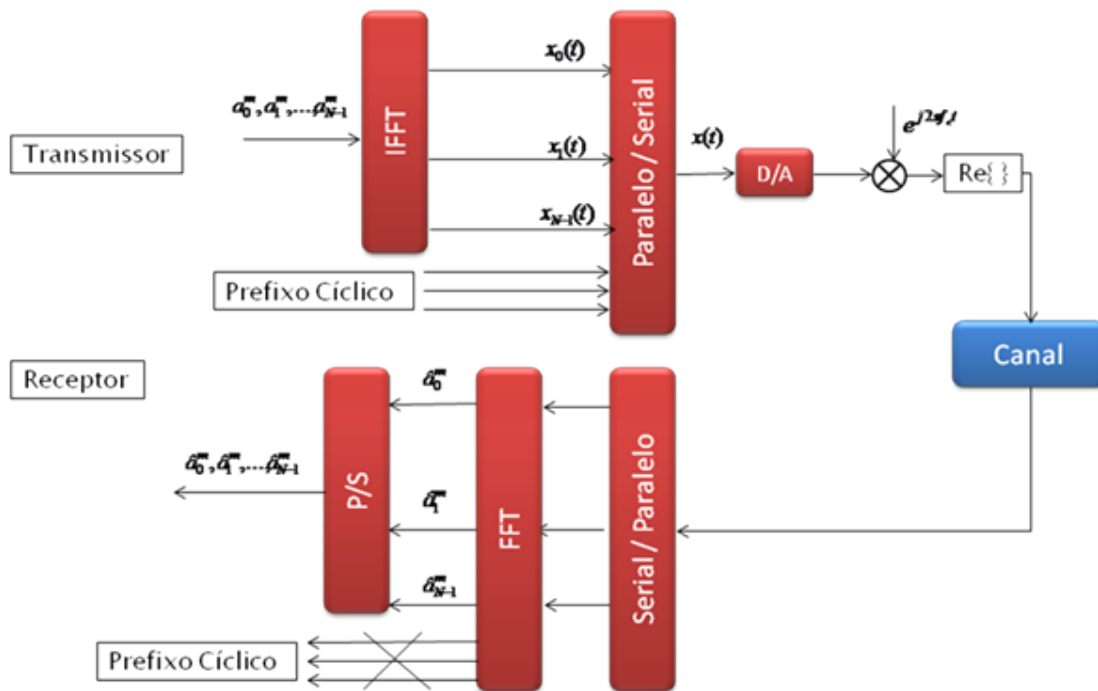


Figura 2.8: Diagrama de um sistema OFDM implementado com o uso de FFT/IFFT

com isso número de subportadoras pode variar de acordo com a necessidade do sistema, uma coisa que não poderíamos fazer caso utilizássemos o antigo banco de moduladores, ilustrado na Figura 2.7.

Igualmente, a FFT pode ser usada para fazer a demodulação, substituindo o banco de demoduladores que existia por uma transformada FFT de tamanho N , onde N é o número de subportadoras. Como na Figura 2.8, o sinal é recebido, amostrado a uma taxa $1/T_s$, passado por um conversor série-paralelo, seguido de uma transformada de fourier discreta e direta. Após isso passamos em um conversor paralelo-série e removemos os símbolos inseridos do prefixo cíclico. O resultado será os símbolos modulados que deveremos passar em um demodulador e estimar o símbolo correto transmitido.

2.5 Prefixo cíclico

2.5.1 Convolução circular e DFT

Quando uma sequência de dados é mandada através de um canal linear invariante no tempo com resposta ao impulso finito (FIR), a saída é uma convolução linear da entrada com o canal.

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

entretanto podemos imaginar fazer uma convolução circular de forma que:

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes x[n]$$

Onde,

$$x[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes x[n] = \sum_{k=0}^{L-1} h[k]x[n-k]_L$$

O prefixo cíclico é utilizado com o objetivo de criar um canal livre da interferência intersimbólica. Isto é feito, utilizando IFFT/FFT associada à convolução circular. Em outras palavras, pegamos os últimos símbolos e repetimos no início do bloco, como mostrado na figura 2.9.

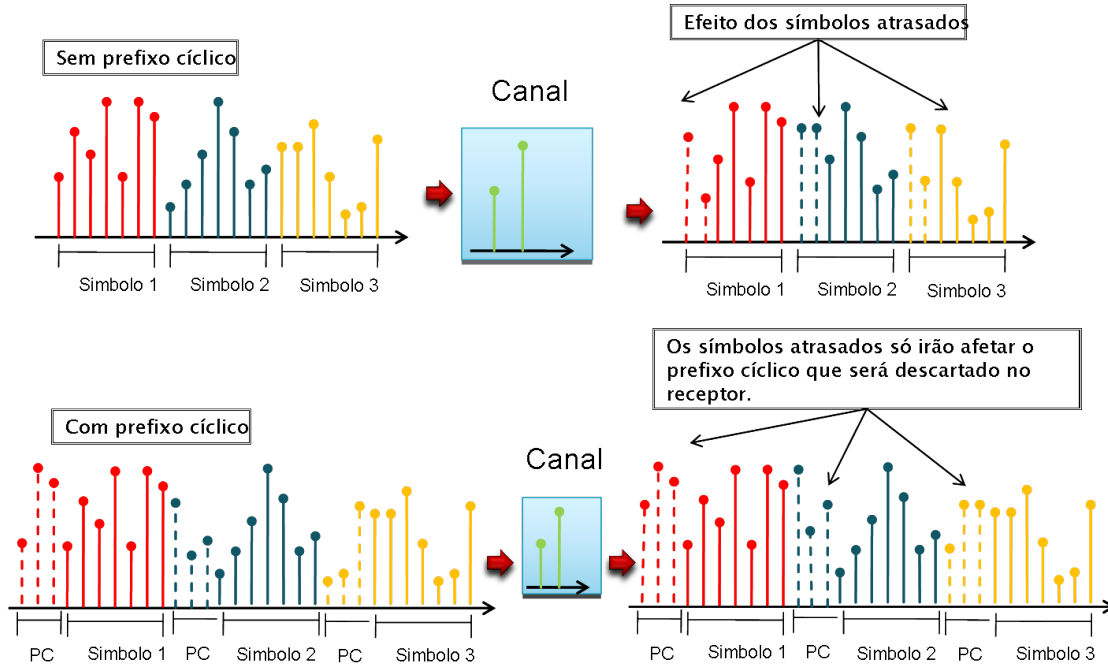


Figura 2.9: Implementação do prefixo cíclico

Na Figura 2.9, o exemplo da comparação entre a implementação do prefixo cíclico e um sistema sem prefixo cíclico. Na figura superior é ilustrado um sistema sem o prefixo cíclico, para um canal com dois atrasos causados pelas distorções do canal, o resultado é uma interferência intersimbólica. Já na figura inferior foi definido um prefixo cíclico de três símbolos que é suficiente para evitar a interferência intersimbólica.

Suponhamos que o máximo de espalhamento de retardos é de $v + 1$ amostras, adicionamos uma banda de guarda de v amostras entre os símbolos OFDM, tornando os símbolos OFDM independentes um dos outros. Este símbolo tem um tamanho L que é representado em (2.4):

$$x = [x_0, x_2 \dots x_{L-1}] \quad (2.4)$$

Após aplicarmos o prefixo cíclico de tamanho $v + 1$ temos:

$$X_{CP} = \underbrace{[x_{L-v} x_{L-v+1} \dots x_{L-1}]}$$

Prefixo cíclico

$$\underbrace{x_0 x_1 \dots x_{L-1}}$$

dados originais

$$] \quad (2.5)$$

Com isso temos que a saída do canal é por definição:

$$Y_{cp} = h * X_{cp} \quad (2.6)$$

Onde h é a resposta ao impulso do canal durante o período em que o símbolo OFDM é transmitido, as primeiras v amostras contêm interferência devido a passagem pelo canal e são descartadas. Assim, quando o sinal for recebido pelo receptor este descartará os últimos v símbolos e ficará somente com as L amostras.

Para conseguirmos um canal livre de ISI utilizando a técnica de prefixo cíclico, temos que pagar um preço, que é a diminuição da taxa de transmissão e aumento da potência. A partir do momento que colocamos v símbolos de redundância temos um maior desperdício de banda, conforme a (2.7). Esse desperdício acontece pois serão inseridos símbolos que serão descartados no receptor.

$$\left(\frac{v+L}{L}\right) * B \quad (2.7)$$

Da mesma forma, esses v símbolos de redundância que são inseridos como banda de guarda, devem ser levados em consideração no cálculo da potência, o que resulta em uma perda, que pode ser verificada em (2.8). Em resumo a perda resultante do uso do prefixo cíclico é de $((v+L)/L)$, tanto para potência quanto para taxa de transmissão. Esses cálculos são encontrados com mais detalhes em [10]

$$10 \log\left(\frac{v+L}{L}\right) dB \quad (2.8)$$

A saída $y = h \ominus x$, que representa a convolução circular da entrada com o canal, de forma que os símbolos convoluídos da saída são $y_0, y_1 \dots y_{L-1}$, em que:

$$y_0 = h_0 x_0 + h_1 x_{L-1} + \dots + h_v x_{L-v}$$

$$y_1 = h_0 x_1 + h_1 x_0 + \dots + h_v x_{L-v+1}$$

$$y_{L-1} = h_0 x_{L-1} + h_1 x_{L-2} + \dots + h_v x_{L-v-1}$$

Com isso necessitamos garantir que o prefixo cíclico seja mais longo que o atraso do canal, já que os v primeiros símbolos são descartados, ou seja estes símbolos são apenas a convolução dos

símbolos inseridos pelo prefixo cíclico com o a resposta do canal à partir do símbolo $v + 1$ teremos apenas o resultado da convolução do canal com os símbolos de dados.

A repetição dos últimos símbolos do bloco no final do bloco é utilizada também para que a convolução circular se torne realizável pois o sinal deve ser periódico, o que no caso, não é verdade. Com essa repetição fazemos com que o sistema entenda que temos uma periodicidade do sinal.

Uma forma de reduzir os símbolos utilizados pelo prefixo cíclico seria reduzir o espaçamento entre as subportadoras, que resultará em um aumento no tamanho do símbolo OFDM e um conseqüente aumento da sensibilidade do sistema a variações rápidas do canal.

Na prática, o prefixo cíclico não precisa ser maior que o espalhamento de retardos; deve haver um balanceamento entre perda de potência e a necessidade de evitar interferência. Geralmente existe um aumento da dispersão temporal à medida que aumenta o tamanho da célula.

2.6 Estimação do canal e símbolos de referência

O sistema precisa ter alguma informação do canal para que na recepção e na estimação do símbolo ele compense os efeitos do canal. Isto é feito transmitindo alguns símbolos de referência que são conhecidos pelo receptor, em intervalos pré-determinados dentro da grade OFDM de tempo e frequência como veremos com mais detalhes nos Capítulos 4 e 5.

Quando o símbolo é recebido, o receptor faz a estimação do símbolo multiplicando o sinal recebido pelo conjugado do modelo estimado do canal. Existem diferentes algoritmos para estimação do canal, um exemplo bastante utilizado é o mínimo erro quadrático médio - MMSE[11]

2.7 Diversidade em frequência com OFDM: importância da codificação de canal

Os canais reais de comunicações sem fio são canais seletivos em frequência e variantes no tempo, por isso usamos técnicas como o OFDM para combater principalmente a seletividade em frequência. Imagine um sinal em banda larga este será totalmente atingido pelos desvanecimentos em frequência, com isso o desempenho do sistema, de uma forma geral, será degradado.

Agora, com o OFDM, temos uma banda muito menor. Com isso, cada sub-portadora será tratada como um canal plano, ou seja, não seletivo em frequência. Com isso, para cada sub-portadora poderemos utilizar melhores técnicas de modulação e, no conjunto, aumentaremos o desempenho de todo o sistema.

Como pode ser verificado na figura 2.10(a), um canal em banda larga teria problemas devido às frequências com problema, pois é difícil fazer a separação das frequências ruins, enquanto que um sistema OFDM somente selecionaria estas portadoras para não transmitir, e com isso não degradaria o resto do sistema. Isso pode ser feito se o sistema tiver o conhecimento do canal.

No exemplo da Figura 2.10(b), para o caso de uma transmissão OFDM sobre um canal seletivo em frequência, caso essas portadoras fossem utilizadas, teríamos alguns símbolos modulados que

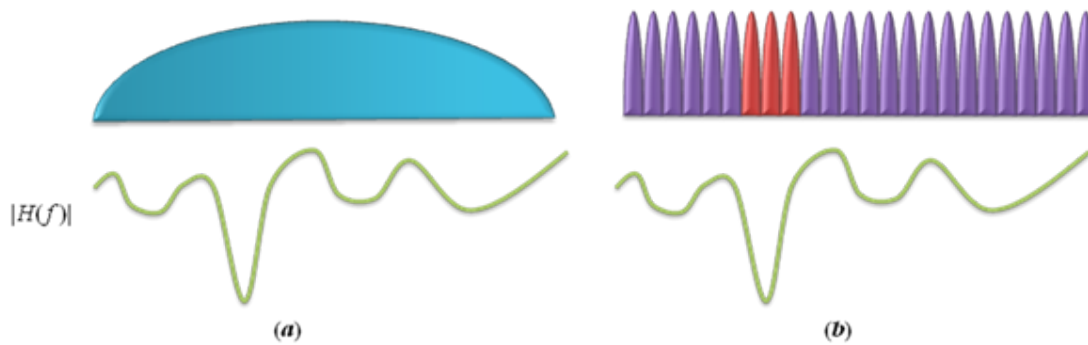


Figura 2.10: Utilização da diversidade multiusuário

seriam transmitidos e chegariam com um baixo nível de sinal, podendo ser perdido ou decodificado de forma errada no demodulador.

Para combatermos os efeitos do canal, que podem atingir algumas portadoras, tornando-as inapropriadas para a transmissão, utilizam-se técnicas de codificação do canal. Com a codificação, os *bits* são divididos em várias subportadoras e transmitidos por toda a banda do sistema e cada informação experimentará um canal diferente. A codificação do canal é utilizada na maioria dos sistemas de comunicações móveis atuais, com ela conseguimos tirar o máximo da seletividade em frequência.

2.8 Sincronização de Tempo e Frequência

Para que os símbolos sejam estimados no receptor, o ganho do canal para cada sub-portadora deve ser conhecido. O que corresponde a conhecermos a amplitude e a fase do canal de cada sub-portadora. Após ser feita a FFT do sinal, é feita uma equalização do canal no domínio da frequência, para que seja feita a correção da fase e da amplitude antes de o sinal ser decodificado.

Para que seja feita a demodulação do sinal OFDM, o demodulador deve realizar duas tarefas: a sincronização do símbolo no tempo e a sincronização do símbolo em frequência. Comparando com um sistema de portadora simples temos que para um sistema OFDM teremos uma maior simplicidade, desde que o símbolo OFDM tolere a sincronização. Já para a sincronização em frequência em um sistema OFDM, esta deve ser bem precisa para evitar a perda de ortogonalidade do sistema, diferente do sistema com uma portadora.

Um problema nas redes de comunicações móveis são os canais variantes no tempo. Essa variação no tempo causará um espalhamento dos símbolos transmitidos e conseqüentemente um desvio na frequência que poderá acarretar a perda da ortogonalidade. Com isso temos que quando o demodulador, que é projetado para fazer a amostragem no pico de cada sub-portadora onde a amplitude é máxima e a interferência entre portadoras (ICI) é zero, fará a amostragem defasado de δ onde teremos uma ICI maior e ainda teremos algumas perdas de energia.

2.9 Potência de Pico em relação a Potência Média (Peak-to-average-power ratio - PAPR)

O sinal OFDM tem um alto PAPR. A razão é que no domínio do tempo um sinal de multiportadoras é a soma de várias portadoras de banda estreita, em alguns instantes a soma dessas portadoras é grande e em outras é pequena, o que significa que o valor de pico é bem maior que a média do sinal. Este PAR é um dos maiores desafios na implementação de um sistema OFDM, porque diminui a eficiência do sistema e aumenta o custo do amplificador de rádio frequência (RF).

Quando transmitimos através de um dispositivo não linear, tal como um amplificador de potência, temos a geração de energia fora da banda e algumas distorções na banda. Em um amplificador de potência podemos analisar a não linearidade do sistema, através de um estudo da tensão de saída pela tensão de entrada.

Na Figura 2.11 é ilustrado um gráfico de entrada e saída de um amplificador de potência, as Figuras 2.11(a) e 2.11(b), ilustram o mesmo amplificador. Na Figura 2.11(a), é ilustrado um exemplo de um sistema com alto PAPR, ou seja, para esse tipo de sistema a potência de pico deve ser configurada no limite da região linear, com isso a potência média fica um pouco abaixo da curva, causando um desperdício de potência, já que a forma ótima de utilização do amplificador é configurando todo o sinal para a região máxima dentro da região linear. Esta forma de alocação ótima é ilustrado na Figura 2.11(b), sendo a potência média igual a potência de pico.

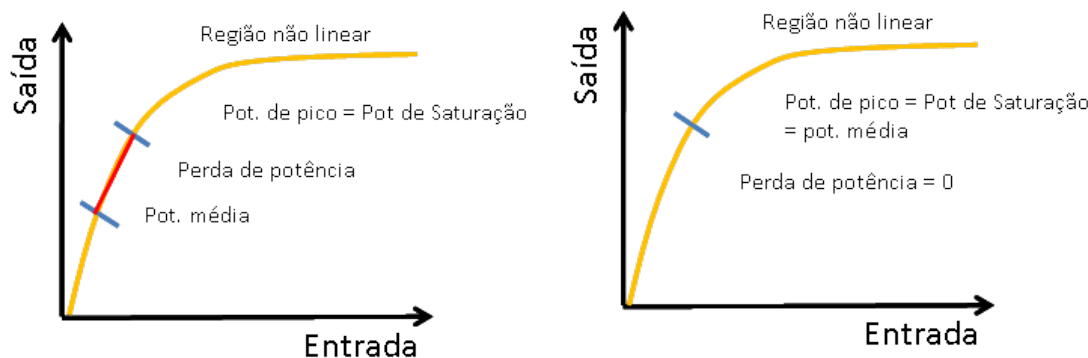


Figura 2.11: Exemplo da potência de pico maior que a potência média (a) e da potência de pico igual a potência média (b)

Para evitar efeitos indesejados de não linearidade, uma forma de onda com alto pico de potência deve ser transmitido na região linear diminuindo a potencia média do sinal de entrada.

Capítulo 3

Portadora única com equalização no domínio da frequência - Single Carrier Frequency Domain Equalizer (SC-FDE) e técnicas de múltiplo Acesso

Neste capítulo será estudada a técnica de portadora única com equalização no domínio da frequência que vem sendo utilizada como uma alternativa ao OFDM devido à sua diminuição de PAPR e diminuição da complexidade do receptor. Também será feito um breve descritivo da técnica de múltiplo acesso OFDMA, que utiliza como base o OFDM. Esta técnica é utilizada como enlace direto no LTE. Também será estudado a técnica de múltiplo acesso que é baseada no SC-FDE, que vem sendo utilizada como uma alternativa ao OFDMA devido à sua diminuição de PAPR e diminuição da complexidade do receptor. Esta técnica foi escolhida para ser utilizada no enlace reverso do LTE.

3.1 Portadora única com equalização no domínio da frequência - Single Carrier Frequency Domain Equalizer (SC-FDE)

No Capítulo 2, apresentamos o OFDM, que vimos ser um sistema multi-portadoras, robusto a seletividade em frequência. Entretanto, vimos também que esse sistema tem algumas desvantagens, como a grande variação da potência do sinal transmitido, que causa uma relação de potência de pico-média alta.

Isto se torna crítico para aplicações da tecnologia no enlace reverso de redes móveis, onde precisamos de uma maior eficiência do amplificador de rádio frequência, que irá resultar em uma

maior economia da bateria e uma maior cobertura, já que o móvel poderá transmitir com maior potência.

Devido a esses problemas encontrados no OFDM, o SC-FDMA foi especificado para ser utilizado no enlace reverso de redes de comunicações móveis de próxima geração (LTE).

Uma das maiores dificuldades em se conseguirem altas taxas de transmissão em sistemas sem fio é a dispersão temporal que acontece com o canal de comunicação, causada pelos multipercursos. A utilização da equalização no tempo é impraticável para estes tipos de canais, pois temos uma banda larga e a complexidade cresce de acordo com o número de multipercursos. O uso da equalização no domínio da frequência é mais praticável para estes tipos de canais seletivos em frequência. Por isto tanto o OFDM quanto o SC-FDE adotam esse tipo de equalização.

Nos sistemas de comunicações móveis atuais, como o LTE e o WiMAX, combatemos a seletividade em frequência do canal de duas formas. A primeira é utilizando um sistema de multiportadoras, como o OFDM, que divide a banda inteira em várias bandas menores que combatem os efeitos do canal. Outra forma é o uso da equalização no domínio da frequência, onde temos o sistema com uma única portadora tradicional, somente com a diferença da equalização.

3.1.1 Equalização linear no domínio do tempo

Uma das implementações mais utilizadas para equalização no domínio do tempo, é a utilização de um filtro casado com resposta contrária ao canal. Ou seja, multiplicamos o sinal recebido pelo inverso do canal, anulando os efeitos causados pelo canal. Que pode ser representado por (3.1). Sendo que \otimes significa a convolução. Com isso teremos um sistema que levará em consideração a seletividade em frequência do canal. Este algoritmo é conhecido como *Zero-Forcing*.

$$h(\tau) \otimes w(\tau) = 1 \quad (3.1)$$

O algoritmo de minimização do erro quadrático médio (MMSE), é considerado como sub-ótimo e também pode ser usado como uma forma entre minimizar a degradação do sinal em relação a seletividade em frequência e a degradação do sinal devido ao ruído e a interferência. O algoritmo ótimo utilizado é o Algoritmo de Viterbi que pode ser encontrado em [8]

A Figura 3.1 ilustra um diagrama de um sistema de comunicações. Os dados saem do transmissor e são enviados pelo canal, onde temos a inserção do ruído. Após isso é feita a estimativa do dados com a utilização do filtro casado na recepção.

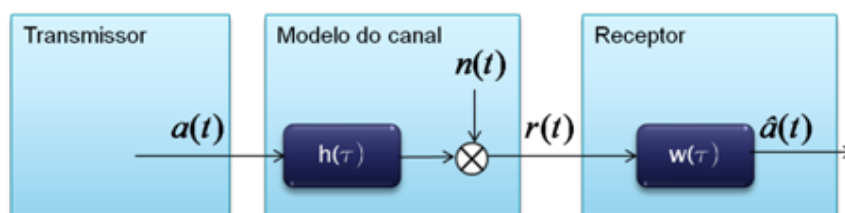


Figura 3.1: Diagrama de um sistema de comunicações

O filtro mais utilizado atualmente em redes de comunicações móveis onde temos a equalização no domínio do tempo é o FIR, que pode ser visto na Figura 3.2. Nesse filtro, temos vários filtros casados, que são utilizados para caminhos resolvíveis diferentes.

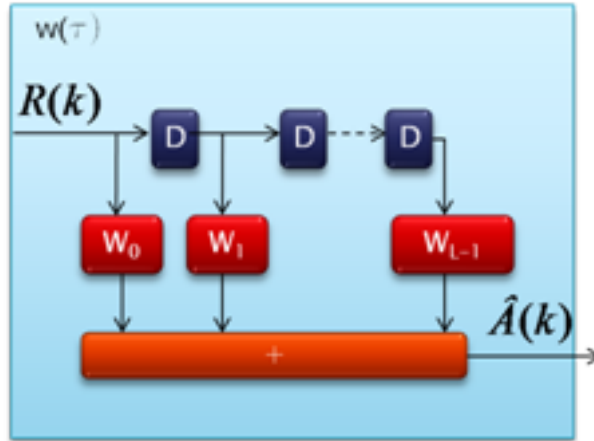


Figura 3.2: Diagrama de um filtro FIR

3.1.2 Equalização no domínio da frequência

Uma forma de reduzirmos a complexidade de uma equalização é fazermos esta no domínio da frequência como é ilustrado na Figura 3.3, onde temos o diagrama de recepção simplificado, pois falta a retirada do prefixo cíclico que é colocado no transmissor como acontece no OFDM.

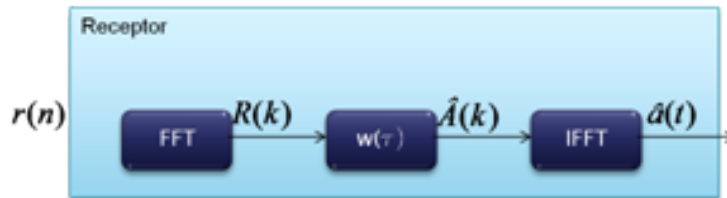


Figura 3.3: Diagrama de recepção do sistema SC-FDE desconsiderando a retirada do prefixo cíclico

As amostras recebidas $r(n)$ são primeiramente convertidas para o domínio da frequência através da FFT, resultando nos símbolos $R(k)$ após isso é feita a equalização do sinal com o uso de vários filtros, que são representados na Figura 3.4 como $w(\tau)$. Após a equalização, o sinal resultante (k) passa pela IFFT e retorna para o domínio do tempo, que é representado com o símbolo (t).

Um algoritmo muito utilizado para a equalização é o *zero-forcing* (ZF)[12], neste algoritmo é feita a inversão do canal e multiplicado pelo sinal recebido, conforme (3.2), sendo que W_k significa o coeficiente do filtro e H_k é a resposta impulsional do canal na frequência K :

$$W_k = \frac{1}{H_k} \quad (3.2)$$

O ZF tem o problema de amplificar ruído, por isso temos uma alternativa que é a utilização do MMSE (Erros mínimos quadrados). Cada coeficiente W será multiplicado pelo sinal recebido.

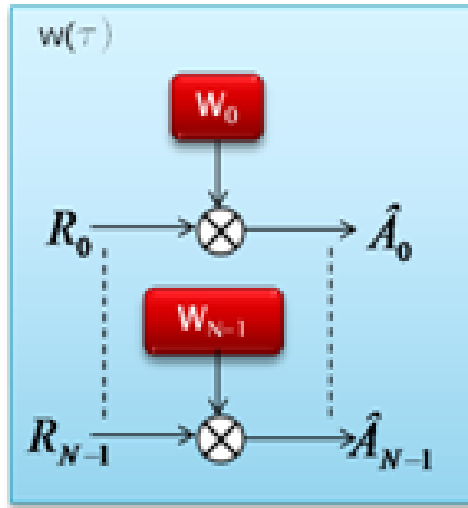


Figura 3.4: Filtros

$$W_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \sigma_n^2/\sigma_a^2} \quad (3.3)$$

Onde σ_n^2 é a variância do ruído aditivo e σ_a^2 é a variância do símbolo de dados transmitido [12, 13]. Quando a variância do ruído tende a zero temos o algoritmo forçado a zero (Zero Forcing).

Isto significa que se implementarmos um sistema em banda larga com uma única portadora com a equalização no domínio do tempo teremos uma complexidade que cresce com o número de caminhos resolvíveis, já se for implementado o mesmo sistema e for feita a equalização no receptor no domínio da frequência, não teremos mais o problema de complexidade, já que seria necessário somente um tap por frequência.

Tipicamente o ZF é implementado no OFDM e o MMSE é implementado no SC-FDE [14, 15]. Essas técnicas de equalização lineares variam o seu desempenho de acordo com a interface aérea do sistema e com a arquitetura de múltiplas antenas empregadas, essa diferença foi estudada em [15]. Esses algoritmos são os mais encontrados nas literaturas, como pode ser visto em alguns artigos apresentados [14, 15, 16]. O ZF é considerado ótimo para o OFDM e é equivalente ao MMSE para esta tecnologia.

3.1.3 Portadora única com equalização no domínio da frequência (*Single Carrier with Frequency Domain Equalization (SC/FDE)*)

Como forma comparativa, podemos analisar um sistema de portadora única onde a equalização é feita no domínio do tempo. Em [17], o autor mostra como exemplo que para um sistema com espalhamento de retardos na ordem de $20\mu s$, precisaríamos de um filtro com pelo menos 100 taps, e diversas operações de multiplicação de símbolos de dados.

No SC-FDE temos a mesma forma de transmissão que um sistema de portadora única normal, a única diferença será no receptor onde será feita equalização, pois neste somente necessitamos de 1 tap. Após a equalização os símbolos devem voltar para o domínio do tempo, onde será feita a

estimação dos símbolos.

Em [17], foi verificada a diferença da complexidade entre a equalização no domínio do tempo e da frequência. Neste artigo, o autor demonstrou que ocorre uma diminuição da complexidade quando é utilizada a equalização no domínio da frequência.

A Figura 3.5 ilustra o diagrama de blocos de um sistema SC/FDE. No transmissor do SC/FDE, é feita a conversão do sinal de série para paralelo, onde é adicionado o prefixo cíclico e então o sinal é modulado em uma única portadora e enviado pelo canal. Quando os dados são enviados pelo canal estes são convoluídos linearmente com a resposta impulsional do canal.

No receptor o sinal é recebido, removido o prefixo cíclico e é feita uma transformada direta de Fourier. O sinal passa para o domínio da frequência, para que seja feito o mapeamento em sub-portadoras. Os dados passam por um equalizador que tenta estimar a saída do canal e equalizar o sinal utilizando alguns algoritmos já estudados (MMSE ou ZF). O sinal é trazido de volta para o domínio do tempo com a IFFT e então é estimado.

O prefixo cíclico é utilizado para que possamos fazer a convolução circular, e como esta só pode ser feita em sinais periódicos, com a colocação do prefixo cíclico o sistema passa a entender o sinal como periódico, já que repetimos o começo do símbolo no final.

Com a análise da Figura 3.5, percebemos que uma diferença importante do OFDM para o SC/FDE, é que, este passa a complexidade do seu sistema para o receptor, deixando para fazer a IFFT no receptor. Com isso, temos um sistema melhor para ser usado no enlace reverso, já que conseguimos diminuir a complexidade da estação móvel, resultando em uma maior economia da bateria.

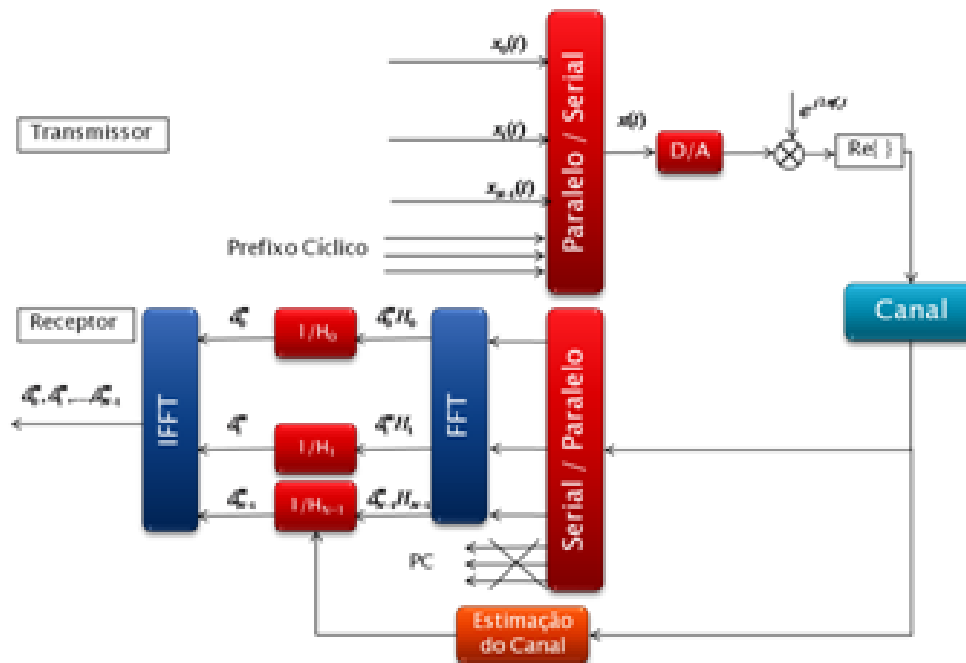


Figura 3.5: Diagrama de um sistema SC-FDE

Com essas mudanças temos algumas diferenças significativas no desempenho do sistema. Como podemos ver na figura 3.6 no receptor OFDM é feita a detecção dos dados por sub-portadoras no

domínio da frequência. Enquanto o SC/FDE faz a detecção no domínio do tempo após a IFFT. Em resumo as vantagens do SC/FDE em relação ao OFDM são:

- Diminuição do PAPR devido à modulação de uma única portadora no transmissor.
- Robustez contra nulos espectrais.
- Menor sensibilidade aos desvios de frequência.
- Menor complexidade no transmissor.

Uma das desvantagens do SC/FDE em relação ao OFDM é que, como utilizamos uma portadora única, não temos a opção de variar a modulação do sistema por sub-portadora, como é feito no OFDM. Com isso podemos ter uma menor taxa de transmissão no SC/FDE, se o canal tiver algumas frequências degradadas. Já no OFDM, se tiver alguma sub-portadora degradada será colocada uma modulação mais robusta nessa e nas outras colocamos uma que proporcione uma maior taxa de transmissão.

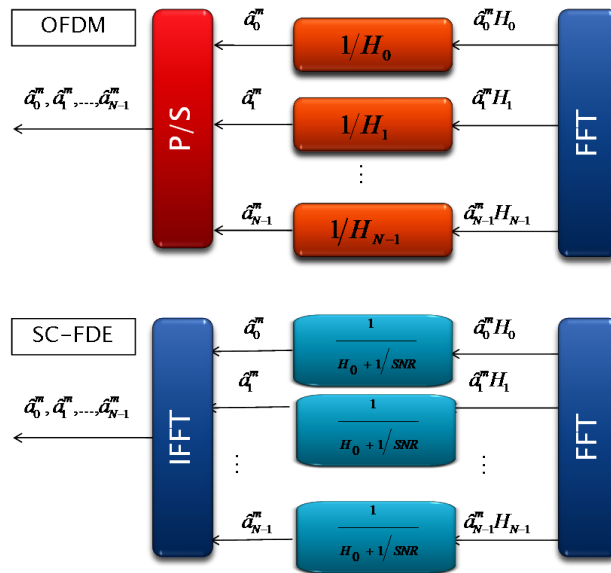


Figura 3.6: Diferença na equalização de sistemas OFDM e SC-FDE

A Figura 3.6 ilustra como é feita a equalização para os dois sistemas, e nele podemos perceber que para ambos temos a utilização de múltiplas portadoras. Para o SC-FDE é feito ainda uma transformada inversa de Fourier para que os símbolos voltem ao domínio do tempo, diferente do OFDM onde temos apenas a conversão de paralelo para série.

Ao contrário do OFDM, em [18] foi demonstrado que podemos conseguir uma diversidade multipercurso no SC/FDE sem a utilização de codificação de canal. A codificação de canal é usada para obter ganho de codificação e diversidade para um sistema.

O SC-FDE tem um desempenho no enlace e uma eficiência espectral similar ao OFDM e essencialmente a mesma complexidade [19, 17]. Em [17] é demonstrado que todo sistema com equalização no domínio da frequência tem o problema da convolução circular, sendo necessária a

utilização do prefixo cíclico, para que, da mesma forma que acontece com o OFDM, o final do símbolo seja repetido no começo e o sistema entenda o sinal como um sinal periódico e possa ser feita a convolução circular.

3.2 Múltiplo acesso por divisão de frequência ortogonal - Ortogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)

O OFDM tem sido largamente utilizado nas comunicações em banda larga, por ser uma técnica de multiportadoras com grande robustez contra os desvanecimentos seletivos de frequência do canal.

O OFDM, como visto anteriormente, não é uma técnica de múltiplo acesso, é um tipo de modulação em que temos a divisão do canal em sub-portadoras, resultando na alocação de todas as subportadoras para o mesmo usuário em cada instante de tempo. Já no OFDMA, existe o compartilhamento das subportadoras e ainda continuamos com a divisão no tempo, essa divisão é feita através de pedaços de tempo que são chamados de *slots* e através de subquadros.

Em sistemas de comunicações móveis, temos a necessidade de vários usuários acessarem o sistema. Devido a isso, é utilizada a técnica de múltiplo acesso no domínio da frequência com separação ortogonal (OFDMA)[10, 20] que é uma extensão do OFDM para alocação de múltiplos usuários.

O OFDM é utilizado no padrão de redes sem fio IEEE 802.11a e 11g. O OFDMA é utilizado em redes WiMAX (IEEE 802.16) e no enlace direto do LTE [21, 22].

Uma das maiores preocupações para as novas tecnologias celulares é como será feita a alocação dos usuários na interface aérea, já que cada usuário necessita de um serviço diferente, com taxas de transmissões e garantias de serviços particulares. Para o LTE, utilizaremos o OFDMA, que é a divisão do espectro em sub-portadoras, que são alocadas de acordo com a demanda de cada usuário.

3.2.1 Técnicas de Múltiplo Acesso

As técnicas de múltiplo acesso tentam manter a ortogonalidade do sistema, as formas mais comuns de se dividir os múltiplos usuários são: no tempo, na frequência, no espaço e por códigos.

Algumas técnicas de múltiplo acesso já bem conhecidas, são:

- Multiplexação por divisão do tempo (TDMA) - Todos os usuários utilizam a mesma frequência e são alocados em instantes de tempo diferentes.
- Multiplexação por divisão frequência (FDMA) - Todos os usuários transmitem no mesmo instante de tempo mas utilizam frequências diferentes.
- Multiplexação por divisão de códigos (CDMA) - Todos os usuários transmitem no mesmo instante de tempo utilizando as mesmas frequências, mas com códigos diferentes para cada usuário.

- Multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDMA) - Todos os usuários transmitem com frequências diferentes para cada usuário e em tempos diferentes.

A figura 3.7 ilustra as formas de múltiplo acesso relacionadas.

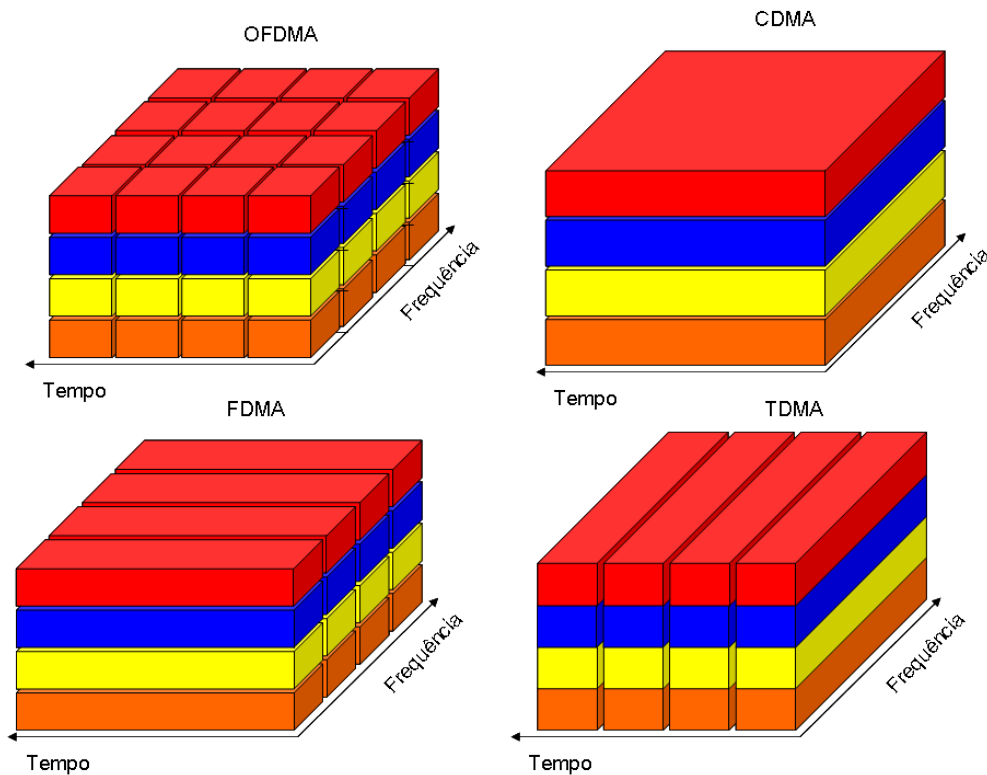


Figura 3.7: Técnicas de múltiplo acesso

3.2.2 Diversidade Multiusuário

A principal motivação do uso de uma alocação de sub-portadoras adaptativas no OFDMA é explorar a diversidade multiusuários. Esta considera que cada usuário tem um ganho no seu canal diferente dos demais usuários e com isso o sistema pode buscar formas de alocação destes usuários baseadas no ganho do canal de cada usuário.

Quando o número de usuários aumenta, temos uma probabilidade maior de conseguirmos um usuário que tenha um canal melhor. Com isso garantimos que, dependendo do número de usuários, sempre teremos usuários bons e ruins para que o sistema decida a melhor forma de alocação para esses usuários.

A Figura 3.8 ilustra melhor a diversidade multiusuário. Como exemplo, para um sistema com três usuários, teremos a possibilidade de escolher entre os três qual é o melhor usuário para cada frequência, para esta situação foi alocado o usuário 1 para a frequência 1 e o usuário 3 para a frequência 2.

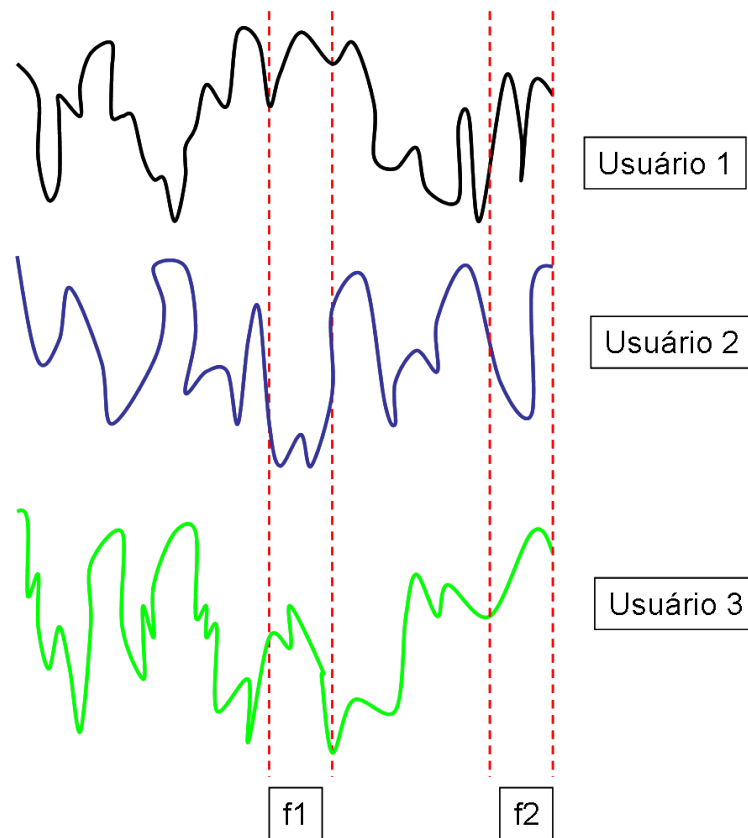


Figura 3.8: Exemplo de diversidade multiusuário

3.2.3 Codificação e modulação adaptativas

O OFDMA utiliza codificação e modulação adaptativas com o intuito de aproveitar as mudanças do canal. Quando o canal estiver bom será transmitido a maior taxa possível com a utilização de uma quantidade menor de *bits* para correção de erros; e quando o canal estiver ruim será transmitido a uma menor taxa de transmissão com a utilização de mais *bits* para correção de erros.

Em um sistema OFDMA podemos fazer a escolha da modulação dependendo da alocação de portadoras, ou seja, podemos especificar para cada usuário qual modulação este vai usar, dependendo de qual portadora será alocada para ele. Com isso aumentamos a robustez do sistema e garantimos uma taxa de transmissão mais alta, já que podemos aproveitar as portadoras que têm um melhor canal e utilizam modulações menos robustas, resultando em uma maior taxa de transmissão.

3.2.4 Descrição do OFDMA

Existem várias maneiras de tirarmos vantagem da diversidade multiusuário e das técnicas de modulação adaptativa. Geralmente os algoritmos de alocação não são especificados na norma para tecnologias como Wimax ou LTE, com isso cada fornecedor fica livre para criar os seus algoritmos, e esse é o foco do nosso trabalho.

Para o enlace direto, o móvel faz a medida de nível de sinal e qualidade do canal e a manda de volta para a estação base, que irá pegar os dados de todas as outras estações móveis e irá calcular quais são os recursos que devem ser alocados para cada móvel. Assim que cada sub-portadora foi reservada, o sistema deve informar a cada usuário qual sub-portadora deve ser utilizada para a transmissão das suas informações.

Quando é feita essa reserva dos recursos de rádio para usuários específicos, alguns critérios podem servir de base para a alocação, como maximizar a taxa de transmissão mantendo a potência total transmitida constante, ou minimizar a potência total transmitida.

A Figura 3.9 ilustra um diagrama de blocos do sistema OFDMA. Nesse nova estrutura, para que seja feito o mapeamento dos usuários em subportadoras, é colocado um conversor série-paralelo para cada usuário que será mapeado, antes da IFFT do transmissor. Com esse novo conversor o sistema é capaz de escolher em quais subportadoras irá mapear cada usuário. Depois que é feito esse mapeamento os demais passos são similares ao OFDM, até o momento em que chega o sinal no receptor e este realiza uma nova FFT e é feito um mapeamento paralelo-série, para que os símbolos possam ser estimados.

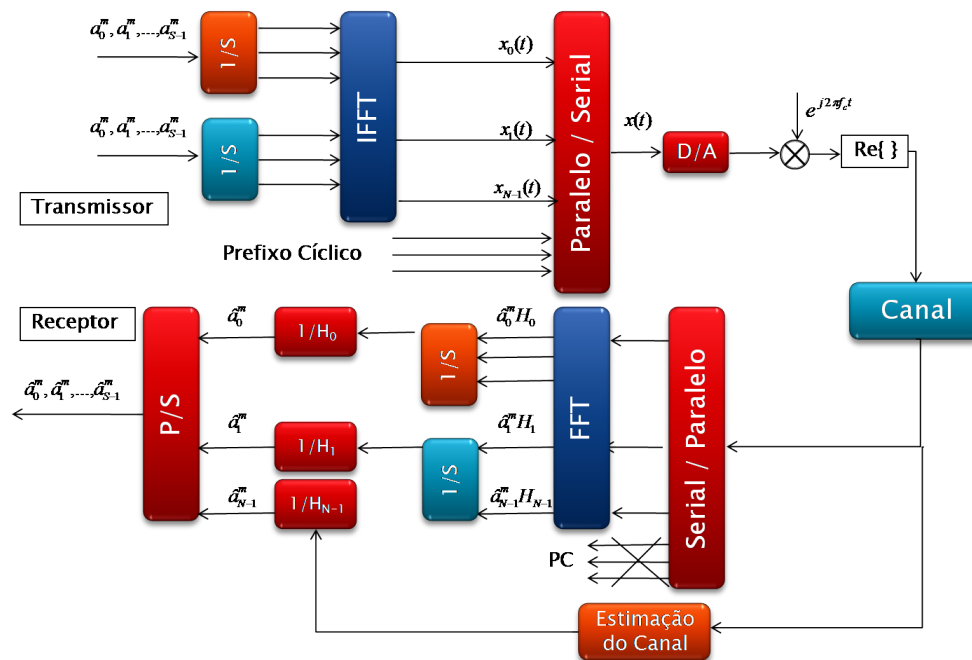


Figura 3.9: Diagrama de um sistema OFDMA

3.3 Múltiplo acesso com Portadora única e equalização no domínio da frequência - Single Carrier Frequency Domain Multiple Access (SC-FDMA)

Falaremos sobre a tecnologia SC-FDMA que será comparada com o OFDMA, para que possamos entender suas vantagens e desvantagens e as diferenças na forma de implementação dos dois sistemas.

Múltiplo acesso por divisão de frequência com portadora única é uma técnica que utiliza os conceitos do SC/FDE com a alocação de múltiplos usuários, assim como é o OFDMA para o OFDM, com o uso de apenas uma portadora para modulação e com a equalização do sinal recebido sendo feita no domínio da frequência. É uma técnica que tem desempenho similar e essencialmente a mesma complexidade que os sistemas OFDMA [23], [24].

Apesar de todos os benefícios de um sistema OFDM/OFDMA, Estes dois sistemas apresentam um problema que busca ser corrigido com a utilização do SC-FDE/SC-FDMA, que é a potência de pico média (PAPR), que em um sistema OFDM é elevada. Isto causa uma diminuição da carga da bateria nas estações móveis.

O SC-FDMA foi escolhido como técnica de múltiplo acesso do enlace reverso do LTE [25], com objetivo de diminuir significativamente o PAPR e diminuir a complexidade da estação móvel (EM), já que a complexidade é transferida para o receptor como foi visto no SC/FDE.

3.3.1 Single Carrier FDMA (SC-FDMA)

Enquanto o PAPR é uma medida de desempenho importante para as estações móveis, a vazão de dados (*throughput*) é ainda mais importante para avaliarmos o sistema. No SC-FDMA o *throughput* depende da forma que os símbolos são aplicados nas sub-portadoras.

A Figura 3.10 ilustra o diagrama de blocos de um sistema SC-FDMA. Onde temos os símbolos de dados no domínio do tempo transformados para o domínio da frequência através da DFT. Essa FFT foi acrescentada para que possa ser feito o mapeamento dos usuários nas sub-portadoras. Após é feita uma IFFT para que os símbolos voltem ao domínio do tempo, onde é acrescentado o prefixo cíclico, que tem a mesma função do OFDMA, ou seja, de permitir a convolução circular. Após isto o sinal é modulado em uma única portadora e transmitido. No receptor, é feita uma nova FFT para que possa ser feita a equalização no domínio da frequência.

Por meio da figura 3.10 pode ser verificado que a única diferença é a FFT que é colocada antes do sistema OFDM, por isso da maioria das vezes é também chamada de OFDMA espalhado por DFT [26].

Com a transmissão de somente uma portadora, temos a diminuição da PAPR, em comparação a transmissão de múltiplas sub-portadoras.

3.3.2 Mapeamento das Sub-portadoras

No SC-FDMA, apesar de ter a transmissão de apenas uma portadora, o sistema pode se tornar com múltiplas, se for feito a alocação de diferentes usuários em diferentes instantes de tempo. Existem dois tipos de mapeamento das sub-portadoras: o mapeamento distribuído e o localizado. No distribuído as N saídas da N -DFT são distribuídas por toda a banda. Este sistema é conhecido como DFDMA, e pode ser melhor ilustrado com a Figura 3.11(a), com os usuários mapeados de forma não consecutiva.

Na forma de mapeamento localizado o sistema escolhe sub-portadoras consecutivas para fazer a alocação como pode ser visto na Figura 3.11(c), onde temos 12 sub-portadoras alocadas sequencial-

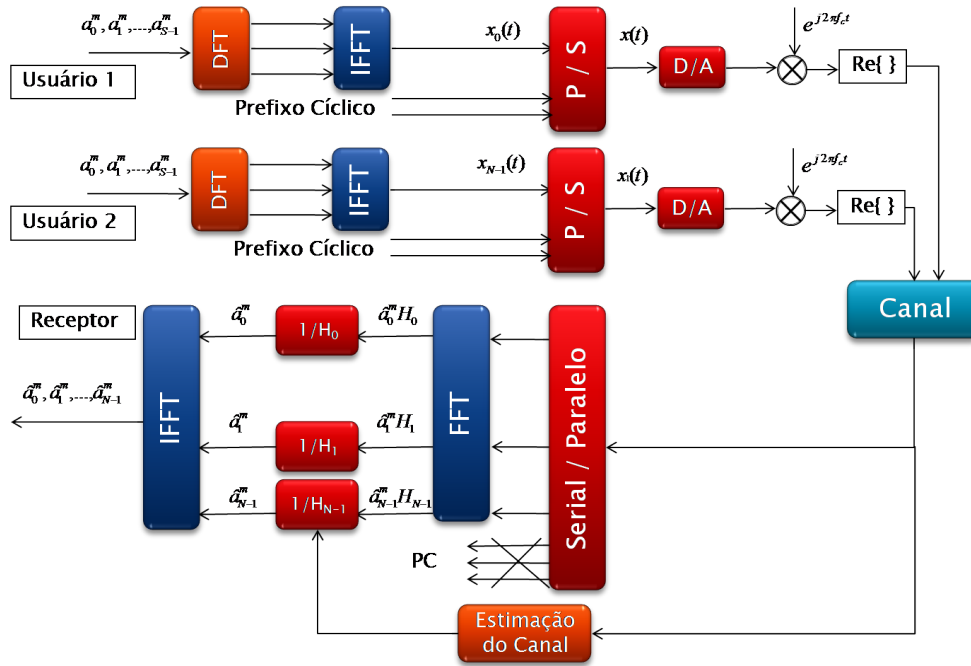


Figura 3.10: Diagrama de um esquema SC-FDMA

mente para 4 usuários. Este sistema é conhecido como LFDMA. Para o LTE somente é permitido a alocação de portadoras consecutivas.

Quando temos a divisão da banda por todos os usuários de forma exata, temos um sistema entrelaçado, também chamado de IFDMA. Como exemplo temos a figura 3.11(b) onde podemos perceber a relação $N = Q \cdot M$, onde N é igual ao número total de sub-portadoras, Q é o número de usuários do sistema e M é o número de sub-portadoras por usuário. Ou seja, como no exemplo temos 12 portadoras divididas por quatro usuários resultando em um grupo de três portadoras. Quando utilizamos o modo distribuído com a mesma distância entre as sub-portadoras ocupadas, temos um sistema FDMA entrelaçado (IFDMA).

O agendamento dos usuários pode ser feito baseado na qualidade do canal. Isso requer que o sistema monitore a qualidade do canal em função da frequência para cada terminal, e escolha o usuário de acordo com algoritmos pré-determinados, que serão estudados no capítulo de alocação de recursos.

Podemos perceber que o método distribuído tem uma melhor robustez à seletividade do canal devido aos símbolos serem espalhados por toda a banda.

De acordo com a simulação feita em [23] e [19], utilizando 64 portadoras com quatro grupos de 16 portadoras, percebe-se que as técnicas de mapeamento LFDMA e DFDMA tem uma maior variação de pico-média em relação a técnica IFDMA.

3.3.3 Potência de Pico Média (PAPR) em sistemas SC-FDMA

Em [27], foi demonstrado que a amplitude de uma portadora simples modulada não tem distribuição gaussiana e que é difícil de ser derivado analiticamente com exatidão o comportamento

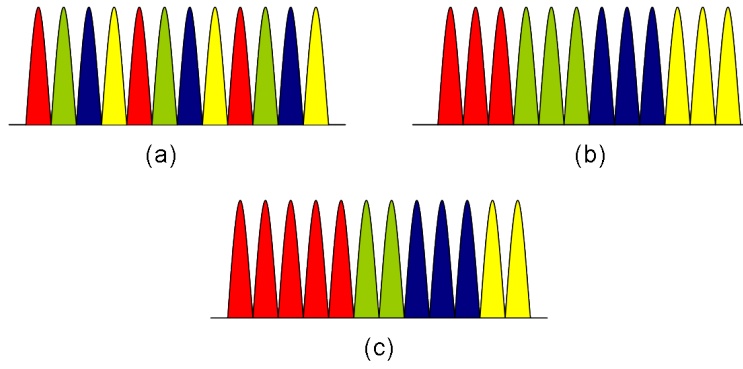


Figura 3.11: Tipos de mapeamento de sub-portadora

desta distribuição.

Teremos uma perda de potência se a potência média estiver abaixo do ponto de saturação como pode ser visto na figura 2.11 (a). Na figura 2.11(b), temos um exemplo onde a potência de pico é igual a potência média, nesse caso não temos perdas pois a potência de pico está dentro da faixa linear de operação do amplificador. Em sistemas com amplitude constante o PAPR é igual a um. Como podemos perceber o conceito utilizado para definir a PAPR é o mesmo que foi utilizado para fazer a análise no OFDM.

Nós podemos expressar esta relação entre o PAPR e a potência transmitida como:

$$\eta = \eta_{max} \cdot 10^{\frac{-PAPR}{20}} \quad (3.4)$$

O η é a eficiência de potência e η_{max} é a eficiência de potência máxima, que é a potência de saída dividida pela potência de entrada.

Amplificadores de potência (PA) são partes de sistemas de transmissão, e são usados para amplificar o sinal vindo do transmissor. O desenvolvimento de amplificadores de potência ou PA lineares ainda é uma tarefa difícil. Os PA tem um compromisso entre a eficiência e a linearidade. Uma eficiência mais elevada melhora a autonomia da bateria, e esta é especialmente importante na fabricação de produtos pequenos e portáteis.

Em [24] é feita uma análise da influência do pulso de conformação associado com o tipo de mapeamento nas sub-portadoras, sobre o PAPR. Por meio da definição do sinal no domínio do tempo, foram definidas as equações 3.5, 3.6 e 3.7 de potência de pico média em [24], a P_P representa a potência de pico do sinal $x(t)$ e P_m representa a potência média do sinal $x(t)$

$$PAPR = \frac{P_P}{P_m} \quad (3.5)$$

Matematicamente, temos que:

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq MT} |x(t)|^2}{\frac{1}{MT} \int_0^{MT} |x(t)|^2 dt} \quad (3.6)$$

Para o caso amostrado em que não teremos um pulso de conformação, a amostragem da taxa de símbolo será dada pela mesma PAPR do caso contínuo de um sinal SC-FDMA:

$$PAPR = \frac{\max_{m=0,1,\dots,M-1} |\tilde{x}_m|^2}{\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{x}_m|^2} \quad (3.7)$$

Em [10], pode ser encontrado um estudo detalhado da influência do PAPR, assim como técnicas de diminuição do PAPR.

Em [19], foi calculada a função de distribuição cumulativa complementar de probabilidade de uma PAPR, que é a probabilidade que uma determinada PAPR seja maior que uma $PAPR_0$ de referência. Foi verificado neste artigo uma menor PAPR para o IFDMA, DFDMA, LFDMA e OFDMA respectivamente.

Em [24], foi feita uma simulação de PAPR baseada no esquema de modulação empregado e na modelagem do pulso. Foi verificado que o PAPR sempre será maior para o OFDMA, e que dependendo do esquema de modulação e da modelagem de pulso, teremos uma variação do PAPR, que, para este caso foi, estudado sem a modelagem do pulso e com o cosseno levantado.

Através dos estudos podemos concluir que os esquemas de mapeamento de sub-portadora analisados (IFDMA, DFDMA e LFDMA) têm PAPR menor que um sistema OFDMA, e que entre os esquemas FDMA o IFDMA é o que tem menor PAPR.

Para um sistema IFDMA vimos que a modelagem do pulso é um fator determinante na potência de pico instantânea. Quando a relação de potência transmitida, sobre a desperdiçada (*roll-off*) tende a zero a probabilidade de ocorrer um pico de potência aumenta.

Para um sistema LFDMA, o tamanho do bloco de entrada é o maior fator que define a probabilidade de ocorrer um pico de potência.

Foi visto em [24] que o SC-FDMA têm uma potência de pico menor que em sistemas OFDMA. Assim como, os métodos de mapeamento das sub-portadoras DFDMA e LFDMA tem um PAPR maior que o IFDMA. Também foi visto neste artigo que a modelagem do pulso aumenta a PAPR, com isso temos uma degradação na eficiência do sistema. Por isso um filtro para modelagem do pulso deve ser criado cuidadosamente. Com objetivo de reduzir a PAPR sem degradar o desempenho do sistema.

A diminuição do PAPR é o principal fator pelo qual o SC-FDMA está sendo usado em comunicações móveis como no enlace reverso do LTE.

Capítulo 4

Long Term Evolution - LTE

Neste capítulo será introduzida a tecnologia LTE que é uma das tecnologias de próxima geração das redes celulares, o nosso trabalho assim como o simulador utilizado e os algoritmos de alocação de recursos, são baseados nessa tecnologia

4.1 Introdução

Neste capítulo descreve-se de forma resumida o LTE (*long term evolution*) [21, 22] ou 3GLTE, que é a evolução das redes GSM e de terceira geração. O LTE tem como um dos objetivos desenvolver uma arquitetura simplificada e evoluída chamada de SAE (*system architecture evolution*) [28, 29], com uma redução no número de elementos e camadas quando comparada a arquitetura das redes legadas [30].

Será discutido sobre a camada física [31, 32, 33, 34, 35], que é o principal foco do trabalho, assim como será falado de forma resumida das camadas superiores, a de controle de acesso ao meio [36], controle de enlace e rádio [37], protocolo de convergência de pacote de dados [38] e, não menos importante, a camada de controle de rádio [39].

O 3GPP é o projeto de parceira da terceira geração (*Third Generation Partnership Project*), órgão responsável pela especificação do 3G e do LTE, que estão descritos nos chamados *releases*. Fazendo uma breve retrospectiva, temos o *release* 1999, que foi a consolidação do GSM e a inclusão de uma nova rede de acesso de rádio o UMTS. Após este, veio o *release* 4, que contava com alguns melhoramentos para o GSM e para o UMTS, principalmente nas interfaces de rede, e o *release* 5 veio com algumas grandes modificações que foram a inclusão do HSDPA, a inclusão dos esquemas de modulação adaptativos (*Adaptive Modulation and Coding schemes-AMC*) e a inclusão do esquema híbrido de re-transmissão automático (*Hybrid Automatic Retransmission Query - HARQ*). No *release* 6 foram incluídos os serviços de multimídia ponto a ponto ou ponto multiponto (MBMS). Esse melhoramento serviu tanto para o GSM quanto para o UMTS. Para o UMTS conseguiram uma melhora nas taxas de transmissão do enlace reverso que foi chamado de *Enhanced Uplink*. No *release* 7, são especificados o uso de múltiplas antenas e novas bandas de frequência. No *release* 8, foi especificado o LTE. Para o *release* 9 foram especificados o uso das estações rádio bases em casa. Finalmente no *release* 10 é especificado o LTE *advanced*, que é a

evolução da tecnologia LTE.

4.2 Evolução das redes celulares

O LTE busca a integração de vários serviços como voz, dados e multimídia.

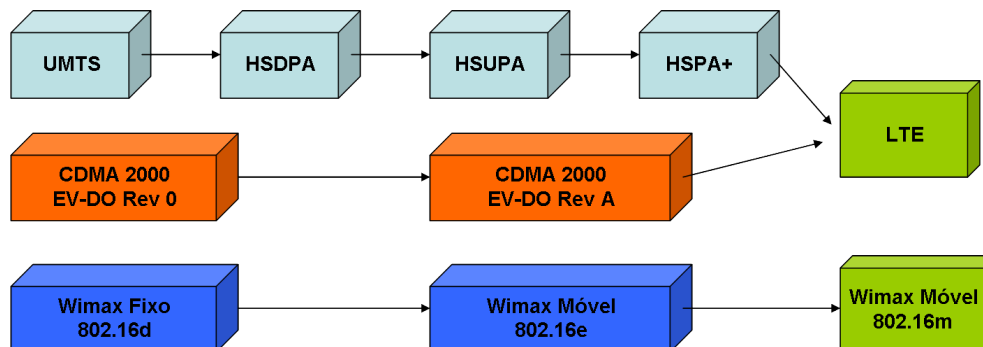


Figura 4.1: Evolução das redes celulares

Na Figura é ilustrado as frentes de trabalho de outros grupos que também especificam tecnologias, como o 3GPP2, órgão que cuida da evolução do CDMA EVDO, e o 802.16 que especifica os padrões da tecnologia WiMAX.

O 3GPP2 já anunciou que sua evolução será para o LTE, com isso restam duas tecnologias disputando os usuários na próxima geração, o LTE e o Wimax. No futuro provavelmente terão espaço para as duas tecnologias e a escolha irá depender do modelo de negócio adotado por cada operadora.

No GSM o foco era o tráfego de voz somente. Com o surgimento do GPRS/EDGE foram introduzidos alguns serviços de dados como o *web mail* e o serviço de mensagem de multimídia (*Multimedia Messaging Service - MMS*). Entretanto estes serviços não se tornaram populares devido ao custo de cada *byte* trafegado. Com a entrada do UMTS tivemos uma maior popularização dos serviços de dados como *downloads* de músicas, transferência de arquivos e até mesmo serviços de TV digital.

A introdução destes serviços foi proporcionado principalmente pelas altas taxas de transmissão e pela diminuição do custo dos serviços, que passam a ser cobrados em forma de pacotes mensais e não mais por *byte* trafegado. Surge então o HSPA que vêm para aumentar a taxa de transmissão no enlace reverso e no enlace direto, e melhorar a qualidade dos serviços prestados aos usuários.

No começo de 2008 terminou a especificação da tecnologia LTE, que vem com o objetivo de conseguir uma diminuição dos custos de rede e aumentar significativamente a taxa de transmissão e melhorar a eficiência espectral. O objetivo primário desta tecnologia é conseguir prover ao usuário uma qualidade de serviço equivalente a que é obtida hoje com redes cabeadas nas nossas casas.

4.3 Visão Geral do LTE

Quando o 3GPP especifica uma tecnologia este define alguns objetivos que devem ser conseguidos para esta ser considerada a evolução da terceira geração. Para o LTE foi especificado uma nova interface de rádio e um novo núcleo de rede que é totalmente baseado em IP (protocolo da internet do inglês *Internet Protocol*). Algumas características do LTE especificado em [21] são:

4.3.1 Desempenho

A taxa de transmissão de dados no DL é de 100 Mbps, e no UL é de 50 Mbps. Esta deve ser variável de acordo com a alocação de banda e com o número de antenas na recepção e na transmissão.

Estes objetivos foram estabelecidos considerando a utilização de 2 antenas de transmissão no DL e 1 antena de transmissão no UL. Com isso o sistema deve permitir uma taxa instantânea de 100 Mbps, com a utilização de uma banda de 20 Mhz que resulta em uma eficiência espectral de (5 bps/Hz), e para o UL 50 Mbps, com a utilização de uma banda de 20 Mhz que resulta em uma eficiência espectral de (2,5 bps/Hz).

Os picos de taxa de transmissão devem variar linearmente com a largura de banda e em caso de ser utilizado um sistema TDD não é necessário atender os dois picos de taxa de transmissão de dados ao mesmo tempo (no enlace reverso e no direto), isso porque para o modo TDD existem formas assimétricas de alocação de recursos. Na Tabela 4.1, vemos as taxas de transmissão dependendo do esquema de modulação e do número de antenas.

	SISO	2x2	4x4
Taxa de Pico no DL	100	172.8	326.4
	64QAM	64QAM	64QAM
Taxa de Pico no UL	50 (SISO)	57.6 (SISO)	86.4 (SISO)
	QPSK	16QAM	64QAM

Tabela 4.1: Características do LTE

4.3.2 Eficiência espectral e bandas de frequência

Em uma rede carregada o objetivo é conseguir uma eficiência espectral (bits/s/Hz/site) para o enlace direto de 3 a 4 vezes a obtida no *release 6*, e para o enlace reverso de 2 a 3 vezes a obtida no *release 6*.

Uma das grandes vantagens do LTE é possibilitar a flexibilidade de alocação de espectro, pois pode operar em: 1.4; 3; 5; 10; 15; 20Mhz. O LTE foi especificado para operar nos modos TDD e FDD, podendo operar nas fequências de 450 Mhz a 2,6 Ghz, conforme especificado em [40, 41]. O sistema deve ter a capacidade de até 200 usuários em uma banda de 5Mhz e até 400 na banda larga de 20Mhz.

4.3.3 Características de Potência

Para a estação móvel são definidas algumas classes de potência. Essas classes especificam a potência máxima nominal que a EM pode operar. Em [15] está definido somente o uso da classe 3, em que a potência nominal máxima é de 23dBm com tolerância de ± 2 dB. A potência mínima é de -40dBm, e quando o transmissor está em modo desligado a potência deve ser no máximo de -50dBm. O período de medida deve ser pelo menos um instante de tempo (*slot*) ou um sub-quadro (*subframe*). Para o LTE, 1 slot é igual a 0,5ms e 1 sub-quadro é igual a 1ms, essas medidas de tempo são explicadas em detalhes mais a frente.

4.3.4 Latência

Para a latência foi especificada uma redução de latência do plano-C (Plano de Controle), com um tempo de transição menor que 100ms do estado acampado para um estado ativo. Foi especificado um tempo de transição menor que 50ms do estado dormente (onde o móvel já é reconhecido pela rede, mas não tem uma conexão de dados estabelecida) para o estado ativo. A latência é ultra baixa, quando temos um atraso menor que 10ms de conexão do UE para o servidor.

Com a diminuição das camadas, que serão estudadas mais à frente, pode ser visto que terá uma redução no tempo de de estabelecimento da chamada para valores entre 50 e 100ms.

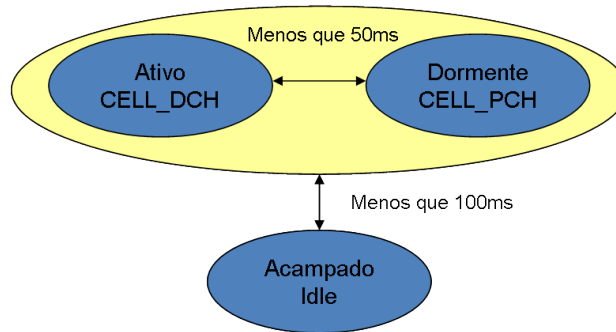


Figura 4.2: Diagrama de transição de estados

Também é feita a especificação da redução de latência do plano-U (Plano do usuário). O atraso do plano-U é definido como a transmissão desde a camada IP até o UE/RAN (Rede de acesso de rádio do inglês *radio access network*). A especificação permite uma latência menor que 5ms em uma situação de célula descarregada (sem usuários).

4.3.5 Complexidade

Além de o LTE ter que atender todos os objetivos de desempenho, deve ser verificado a complexidade, que deve ser minimizada, com o objetivo de melhorar a interoperabilidade com outros sistemas e diminuir os custos com terminal. Deve ser reduzido o número de estados dos protocolos, minimizado o número de procedimentos e ajustado a granularidade dos parâmetros. No UE deve ser diminuído o tamanho, peso e consumo de bateria. Tudo isso com a finalidade de conseguirmos uma maior economia de energia para que seja viável a implantação de novos serviços

como a transmissão de vídeo digital.

4.3.6 Mobilidade

O sistema deve permitir a mobilidade em uma rede celular, e deve ser otimizado para baixas velocidades (0 a 15 km/h). Em velocidades mais elevadas (15 a 120 km/h) ainda deve ter um alto desempenho. Já para velocidades bem superiores de (120 a 350 km/h), e dependendo da frequência utilizada essa velocidade pode chegar até a 500 km/h. Deve ser mantida a mobilidade entre as redes celulares. O tráfego de voz e de serviços de dados em tempo não real que eram fornecidos pelo *release 6* através da comutação de circuito, devem ser fornecidos pela rede através da comutação de pacotes em qualquer uma das velocidades acima descritas.

4.3.7 Interoperabilidade

Os terminais devem permitir a interoperabilidade (medidas e *handover*) com as redes 3GPP UTRA e 3GPP GERAN. O tempo de interrupção durante o *handover* de um serviço em tempo real do LTE para o GSM/GPRS/EDGE/WCDMA deve ser menor que 300ms e para serviços em tempo não real deve ser menor que 500ms.

4.4 Arquitetura

A arquitetura de uma rede de comunicação sem fio é dividida em duas partes: o núcleo da rede e a RAN. Todas as funcionalidades do sistema são divididas entre as duas.

Se for feito uma análise desde o GSM, pode ser visto que nesta tecnologia existia um grande problema na distribuição das tarefas, pois o núcleo da rede tinha completa visibilidade no nível de célula. Isto quer dizer que se atualizássemos alguma célula, o núcleo também deveria ser atualizado. Outro problema encontrado nesta arquitetura é manter a retransmissão no núcleo da rede, com isso aumentando o atraso do sistema.

Outro problema na divisão das funções do GSM é que a segurança deve ser feita para o GSM e para o GPRS/EDGE em partes diferentes da rede, uma na rede comutada a circuito e a outra na rede comutada a pacotes.

Já no WCDMA o núcleo não reconhece a célula e sim as áreas de serviço, e a RAN traduz estas áreas de serviços em célula, tornando o sistema mais independente, já que agora não é preciso atualizar o núcleo a cada atualização de célula. Os outros problemas detectados no GSM de retransmissão e segurança são feitas agora na RAN.

No LTE o principal objetivo é tornar completamente independente o núcleo da RAN. Conseguindo isso, o sistema terá uma maior flexibilidade para fazer a interoperabilidade de diversos padrões de acesso de rádio como o WiMAX, LTE e 3G. Esta é a principal filosofia da quarta geração (4G), fazer uma rede onde temos um núcleo IP e qualquer tipo de acesso de rádio, onde o usuário vai demandar um serviço, com uma qualidade específica, e será atendido não importando por qual tecnologia de acesso de rádio.

Outro ponto importante na arquitetura do LTE é que se busca uma diminuição dos equipamentos tanto do núcleo, quanto do RAN, que agora temos apenas o eNodeB que fará toda a função da RAN.

Um ponto importante na definição das funcionalidades de cada um é que é mais interessante colocarmos na RAN as funções que interferem diretamente na latência e no atraso do sistema.

Para o LTE estas funcionalidades são divididas em [28, 30]:

Núcleo da rede:

- Gerenciamento dos usuários.
- Sinalização entre os elementos do núcleo para mobilidade entre redes de acesso diferentes.
- Verificação da área que está o UE.
- Seleção do PDN GW (Saída da rede de pacote de dados) e do S-GW (saída de rede)
- Seleção da entidade de gerenciamento de mobilidade (*Mobility Management Entity - MME*).
- *Roaming*;
- Autenticação;
- Alocação do IP para os UE.
- Ponto de apoio para o *handover* entre eNodeBs.
- Ponto de interconexão com outras redes (2G/3G).
- Roteamento de pacotes.

Rede de Acesso de Rádio (RAN):

- Codificação, entrelaçamento, HARQ, gerenciamento dos recursos de rádio, controle de admissão, controle de mobilidade, alocação dinâmica de recursos para o DL e UL.
- Compressão do cabeçalho IP e cifragem dos dados dos usuários.
- Seleção da MME à qual o UE será conectado.
- Roteamento do plano de usuário através da saída da rede.
- Agendamento, transmissão e *paging*.
- Agendamento e transmissão de informações para todas as células *broadcast*.
- Medidas e relatórios de medidas para agendamentos e mobilidade.

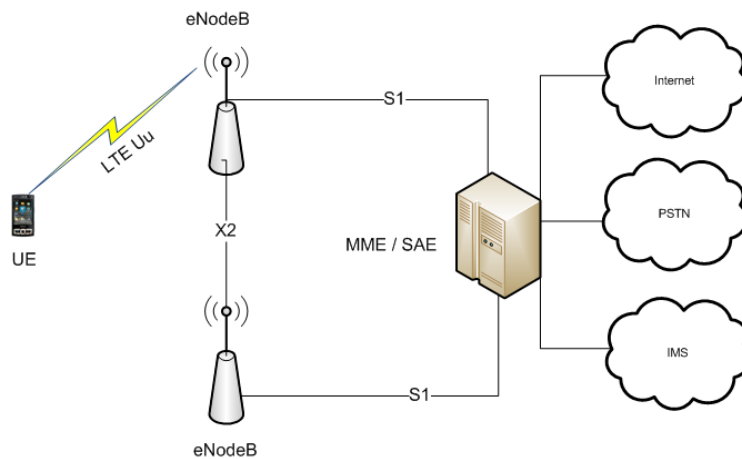


Figura 4.3: Diagrama de transição de estados

4.4.1 Modelo da arquitetura

A arquitetura do LTE deve ser toda IP, isto é, completamente baseada em pacotes e deve permitir diversos tipos de serviços com qualidades diferentes. Diferentemente do WCDMA/HSPA que permitia a interoperabilidade de comutação por pacotes e por circuito. Removendo os gargalos da rede, fazendo com que esta possa sempre operar com picos de tráfego e picos de usuários, sem que ocorram problemas de congestionamento.

No LTE deve ser minimizado o número de interfaces e o número de pontos de falhas, ou seja, o objetivo principal desta arquitetura é fazer a rede de forma que esta seja a mais simplificada possível, para diminuir a quantidade de equipamentos que podem apresentar falhas, diminuir o custo de implantação e manutenção e diminuir o atraso causado por vários equipamentos na rede.

A Figura 4.3 ilustra a arquitetura do sistema LTE, onde pode ser visto que foi criado o eNodeB, que é a evolução do NodeB (estação rádio base do UMTS) + RNC (controladora de estações rádio bases do UMTS), que é uma estação rádio base evoluída, responsável por controlar todas as funções da interface de rádio.

Outra modificação muito importante é que agora existe uma ligação entre as eNodeB que não tinha antes entre as NodeB do WCDMA. Essa interface chamada de X2, será responsável por suprir o problema causado pela falta da RNC, já que com esta é possível utilizar a macro diversidade, que significa estar conectado em uma célula através de uma RNC, mantendo a conexão e a transferência de dados, se conectar em outra RNC e continuar com a transferência de dados.

Agora com o LTE deve ser criado um enlace entre cada eNodeB e todos os seus vizinhos, pois sem isso não tem como executar tarefas sendo comandadas apenas pela RAN, como o *handover*.

4.5 Estrutura de Canais do LTE

Entre cada camada ou subcamada existem os canais. Na camada física ficam os canais físicos, entre a camada física e a subcamada MAC tem os canais de transporte e entre a camada MAC

e a camada RLC, os canais lógicos. Estes canais são também chamados de pontos de acesso de serviços (SAP).

Na camada física existem os canais físicos que são mapeados e canais de transporte pela camada MAC.

4.5.1 Canais Físicos

Abaixo será descrito cada canal e suas funcionalidades, que podem ser encontradas com mais detalhes em [32]:

- *Physical broadcast channel (PBCH)* - Este é o canal de *broadcast*, por onde todas estações móveis da rede recebem as informações que necessitam. O BCH (*broadcast channel*) é mapeado em quatro sub-quadros de 10ms cada. A modulação utilizada no canal PBCH é fixa. Sempre é utilizado o QPSK, por ser uma modulação robusta. Este canal é caracterizado por um bloco de transporte de tamanho fixo. Com um TTI de 40ms, que recebe um bloco de transporte de tamanho único a cada TTI. Em [6] são especificados os principais serviços oferecidos pela camada física, no canal BCH:

Fazer a verificação do CRC e indicar o erro para as camadas superiores;

Fazer a codificação de canal, sendo que os parâmetros necessários como o tipo de modulação e o esquema de codificação são passados das camadas superiores;

Fazer o entrelaçamento dos dados;

Controlar o acesso dos recursos de acordo com os agendamentos de recursos que são feitos pelas camadas superiores;

Fazer o mapeamento de recursos físicos em múltiplas antenas, quando utilizadas.

- *Physical downlink control channel (PDCCH)* - Este canal é responsável por informar ao UE a alocação de recurso no PCH e DL-SCH e a HARQ. Este canal também é responsável por carregar a informação do agendamento de usuários no enlace direto. A modulação utilizada também é o QPSK.
- *Physical control format indicator channel (PCFICH)* - Este canal é responsável por informar ao UE o número de símbolos OFDM que serão utilizados pelo PDCCH. Este canal é transmitido a cada 10ms, ou seja, uma vez por sub-quadro.
- *Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH)* - Carrega o HARQ, para responder com mensagens de conhecimento ou desconhecimento às transmissões feitas no enlace reverso, essas mensagens são conhecidas como ACK/NAK. A modulação utilizada neste tipo de canal é o BPSK.
- *Physical downlink shared channel (PDSCH)* - Carrega o DL-SCH e o PCH. Em [31] são especificados serviços oferecidos pela camada física, no canal PDSCH no DL. Estes serviços são idênticos ao PBCH, exceto pelo serviço de receber até dois blocos de transporte de tamanho dinâmico que são entregues a camada física a cada TTI.

- *Physical multicast channel (PMCH)* - Carrega o MCH. Este recebe somente um bloco de transporte a cada TTI, e utiliza a modulação QPSK. Em [31] são especificados os serviços oferecidos pela camada física que são os mesmo oferecidos pelo PBCH.
- *Physical uplink control channel (PUCCH)* - Carrega as informações de controle do UL, o PUCCH nunca é transmitido junto com o PUSCH para o mesmo UE. Para o tipo 2 o PUCCH não é transmitido no campo UpPTS. Como podemos verificar em [33] este canal permite a utilização de diversos formatos. É definido por um código e dois blocos de recurso consecutivos no tempo. Serve para relatar a estação rádio-base algumas medidas de qualidade (CQI), ou a resposta para alguma transmissão que o UE recebeu (ACK/NACK). Pode ser também uma requisição de serviço que será considerada uma requisição de agendamento. Como é utilizado no DL, no UL também temos o mapeamento dos canais físicos em canais de transporte. Na Figura 4.5 verificamos que para o UL temos o número de canais bastante reduzidos, agora são somente dois.
- *Physical uplink shared channel (PUSCH)* - Carrega o UL-SCH. Da mesma forma que acontece com o PUCCH este canal permite a utilização de diversos formatos, sendo que os formatos 2a e 2b são permitidos apenas quando se utiliza o prefixo cíclico normal. Em [31] são especificados os serviços oferecidos pela camada física, no canal PUSCH. Que são os mesmos oferecidos pelo PBCH, exceto pelo bloco de transporte de tamanho dinâmico que é entregue a cada TTI.
- *Physical random access channel (PRACH)* - Este canal é responsável pelo acesso aleatório, ou seja, por onde o usuário solicita o seu acesso e se comunica com o eNodeB.

Esses canais físicos são mapeados em canais de transporte. Nos canais físicos são especificados como e de que jeito serão enviados os dados. Já nos canais de transporte são especificados que tipos de informações são transmitidas para a camada MAC.

4.5.2 Canais de Transporte

Algumas funções dos canais de transporte são: inserir o CRC (verificação de redundância cíclica), codificar o canal que irá utilizar o código turbo, implementar o HARQ, entrelaçar o canal, embaralhar alguns canais de transporte, definir a modulação utilizada (QPSK, 16QAM ou 64QAM) e mapear os recursos nas antenas quando é utilizado múltiplas antenas.

De acordo com [30], os canais de transporte são descritos abaixo com suas funcionalidades:

- *Broadcast Channel (BCH)* - É o canal principal da célula, onde são enviadas as informações sobre as configurações do sistema. Este canal deve ser "escutado" por todos os UE da célula.
- *Downlink Shared Channel (DL-SCH)* - É o canal que irá mapear o canal onde realmente ocorre o tráfego de dados, voz ou vídeo. Este canal deve permitir o uso dos diversos sistemas de codificação, modulação, HARQ, adaptação do enlace, entre outros.
- *Paging Channel (PCH)* - É o canal de *paging*. Este também deve ser "escutado" por toda a célula.

- *Multicast Channel (MCH)* - Este canal é usado para a transmissão *multicast* para serviços como o MBMS, onde deve ser transmitida a mesma informação por diversas células.

A figura 4.4 ilustra essa interligação dos canais físicos com os canais de transporte, também chamado de mapeamento de canais.

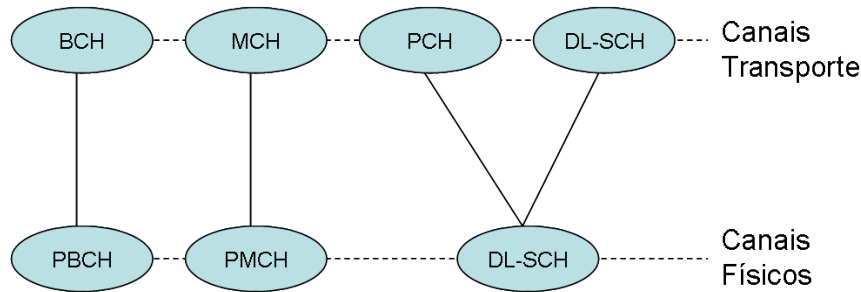


Figura 4.4: Mapeamento dos canais físicos em canais de transporte no DL

Como no DL, o UL também precisa de alguns canais físicos que são separados por tipo de serviço oferecido. Abaixo listaremos os canais físicos utilizados no UL e suas principais funcionalidades[5]:

- *Uplink Shared Channel (UL-SCH)* - É semelhante ao DL-SCH. É o canal por onde são transmitidos todos os dados efetivos, por exemplo tráfego de voz, dados ou vídeos.
- *Random Access Channel(s) (RACH)* - Por este canal o UE solicita os serviços que necessita. Nada mais é do que uma solicitação de agendamento. Por este canal que são enviadas as medidas que são realizadas pelo UE, como o ganho do canal.

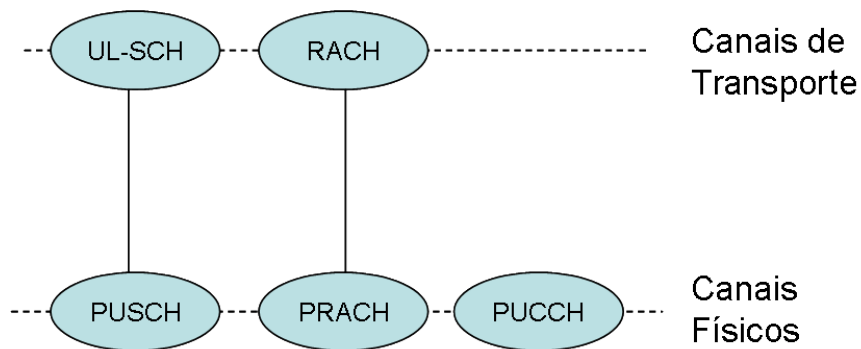


Figura 4.5: Mapeamento dos canais físicos em canais de transporte no UL

4.5.3 Canais lógicos

Os canais lógicos carregam diferentes tipos de serviços oferecidos pela subcamada MAC. Como nos canais de transporte e físicos, estes também são definidos pelo tipo de informação que cada um carrega. De maneira geral os canais lógicos são divididos em canais de controle e canais de tráfego de acordo com [30]. Os canais de controle carregam informações referentes ao plano de controle, e os canais de tráfego carregam informações referentes ao plano de usuário. Os canais de controle são:

- *Broadcast Control Channel (BCCH)* - É o canal de controle responsável por passar todas as informações do sistema aos usuários que estão na célula.
- *Paging Control Channel (PCCH)* - É o canal responsável por enviar o paging.
- *Common Control Channel (CCCH)* - Este canal é utilizado para transmitir informações de controle entre o UE e a rede.
- *Multicast Control Channel (MCCH)* - É um canal com a função de distribuir informação de controle para vários UE ao mesmo tempo, através do canal MTCH.
- *Dedicated Control Channel (DCCH)* - Este canal é uma ligação direta entre a rede e algum UE.

Os canais de tráfego são:

- *Dedicated Traffic Channel (DTCH)* - É um canal ponto a ponto entre a rede e o UE dedicado ao tráfego de informações entre esses dois elementos.
- *Multicast Traffic Channel (MTCH)* - É um canal com a função de distribuir tráfego e dados para vários UE ao mesmo tempo.

Os canais lógicos do enlace direto podem ser mapeados como descritos na Figura 4.6

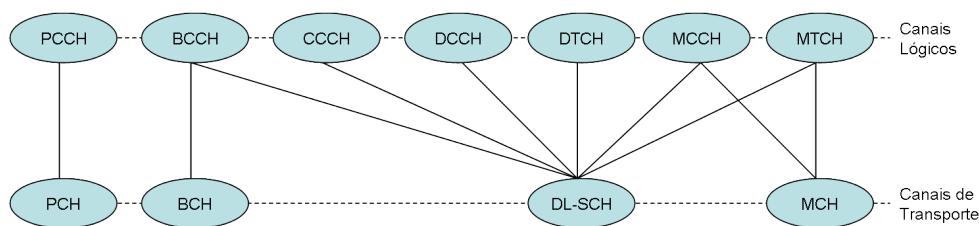


Figura 4.6: Mapeamento dos canais de transporte em canais lógicos no DL

Na Figura 4.7 é ilustrado o mapeamento dos canais de transporte em canais lógicos no UL.

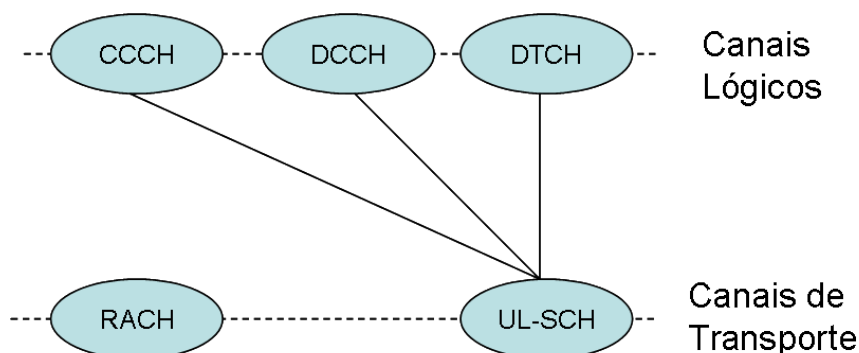


Figura 4.7: Mapeamento dos canais de transporte em canais lógicos no UL

4.6 Camada Física

As características da camada física do LTE foram especificadas em [32]. É descrito uma grande mudança em relação às tecnologias de terceira geração. Agora com a utilização do OFDM como esquema de transmissão no DL, e o SC-FDMA como esquema de transmissão no UL. O OFDM já foi explicado em detalhes no Capítulo 2 e comparado com o SC-FDE que foi estudado no Capítulo 3.

4.6.1 Estrutura de quadros

A figura 4.8 ilustra a estrutura de quadros do FDD, que será mais utilizada no LTE. A estrutura é composta de 20 *slots*, cada um com duração $T_{slot} = 15360 * T_s = 0,5ms$. Resultando em um quadro de rádio de duração igual a $10ms$.

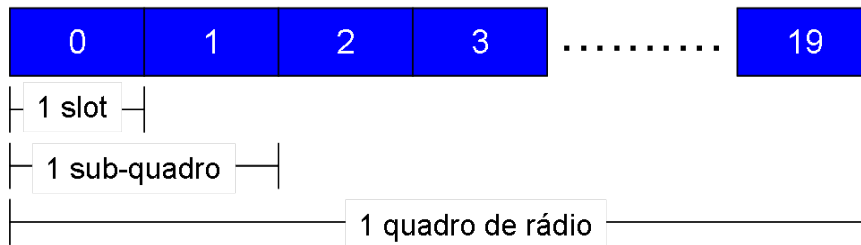


Figura 4.8: Estrutura de quadros do tipo 1(FDD)

A estrutura de quadro do tipo 1, como mostrada na figura 4.8, é para o caso de FDD. Neste modo temos 1 quadro de rádio que tem a duração de $10ms$, definido em 10 sub-quadros de $1ms$ cada, divididos em 2 slots de tempo cada um com $0,5ms$. Entretanto, se o operador optar por utilizar o TDD, ele deverá utilizar a estrutura de quadro do tipo 2, que é um pouco diferente, Conforme estrutura de quadros ilustrado na Figura 4.9.

O intervalo de amostragem, chamado de T_s é definido por $1/(\Delta f N)$, com espaçamento entre as subportadoras Δf igual a $15kHz$ e o número máximo de sub-portadoras N igual a 2048.

Para a estrutura de quadros do tipo 2, também foi especificado um quadro de rádio de $10ms$, mas agora este consiste de dois quadros com a metade do tamanho, onde $T_f = 153600 * T_s = 5ms$. Percebemos que agora não temos mais a estrutura com os 20 slots, e sim uma estrutura dividida, onde cada meio quadro consiste de 8 slots de tempo, cada um igual $T_{slot} = 153600 * T_s = 5ms$, só que agora o segundo slot é dividido em três campos especiais, DwPTS (*Downlink Pilot Timeslot*), GP (*Guard Period*) e UpPTS (*Uplink Pilot Timeslot*).

A alocação dos quadros pode ser variável conforme configuração de alocação. Esta é feita conforme figura 4.10, que ilustra os possíveis casos de configuração dos recursos, o D significa que o enlace direto está alocado neste instante de tempo, a letra U significa que o enlace reverso está alocado neste instante de tempo e a letra S, significa que temos recursos de sinalização alocados nesse instante de tempo.

Com o modo TDD temos uma maior flexibilidade na alocação de recursos, já que pode definir

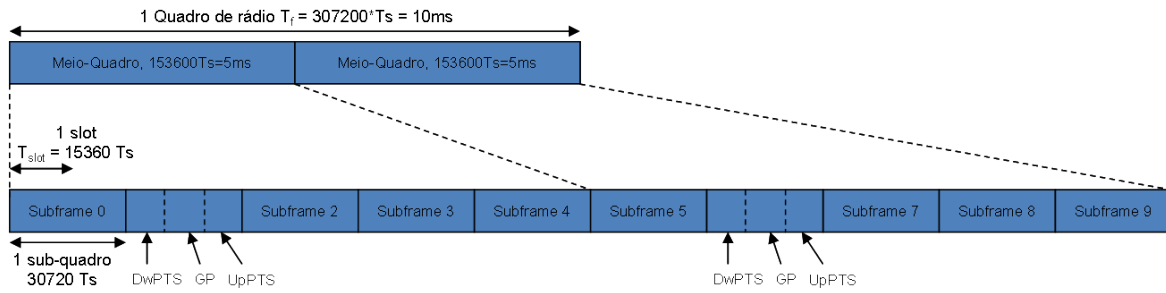


Figura 4.9: Estrutura de quadros do tipo 2(TDD)

Configuração do enlace Reverso-Direto	Período de troca do enlace direto-reverso	Número do Sub-quadro									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

Figura 4.10: Divisão de recursos entre o enlace direto e reverso

se será reservado mais recursos para o UL ou para o DL. Com isso pode ser obtida uma maior eficiência no uso da banda.

4.6.2 Enlace direto utilizando OFDM

Para o enlace direto é utilizado o OFDM, que apesar de ser utilizado em outras tecnologias como o WiMAX, tem alguns parâmetros do sistema específicos para o LTE como o espaçamento entre subportadoras de 15KHz o normal, e de 7,5KHz quando o uso é dedicado ao MBMS.

Considerando o espaçamento normal, agora a duração do prefixo cíclico. Para este caso existem dois tipos de prefixo cíclico: o normal que tem a duração de 7 símbolos, e período de $T_{cp} = 160T_s$ onde T_s é o período total do símbolo, e é igual a $1/(2048 \cdot 15KHz)$, para o primeiro símbolo. Para os outros 6 símbolos temos $T_{cp} = 144T_s$. O outro caso é o prefixo cíclico estendido que tem a duração de 6 símbolos, com $T_{cp} = 512T_s$ para todos os símbolos.

Após a definição do espaçamento entre sub-portadoras, estas são divididas em blocos de 12 sub-portadoras consecutivas, formando os chamados blocos de recursos do enlace direto (RB). Estes são definidos por subquadro, e são a unidade mínima de alocação.

Com a definição de subportadoras e blocos de recursos, será verificado como será feita a sinalização e o controle, tanto dos usuários quanto das medidas do sistema, como a relação sinal interferência, e como está o canal de comunicação. O canal de sinalização e controle do DL (PDCCH) fica localizado nos primeiros 4 símbolos OFDM.

Para o DL temos alguns procedimentos que são executados, tais como, inserção de CRC, codificação de canal (código turbo), HARQ, modulação e mapeamento dos recursos alocados por antenna (para o caso de MIMO).

Podemos ter múltiplos PDCCH, que devem ser monitorados pelo UE, como ocorre na maioria dos canais de sinalização. Este deve ter uma modulação (QPSK) e um esquema de codificação robusta, para que ocorram menos perdas de blocos.

Devem ser separados alguns canais para usar como sinais de referência, também conhecidos como sinais de sincronismo, que servem para os UE ficarem sincronizados com o transmissor. Estes símbolos são alocados no primeiro e no terceiro último símbolo OFDM em cada *slot* de tempo.

Existem três diferentes sequências ortogonais e 170 sequências aleatórias. Cada identificador de célula corresponde a uma combinação única de uma sequência ortogonal e uma sequência aleatória, que permite 510 identidades de células ou 3 grupos de 170 identidades cada. Essas sequências servem para fazer a identificação da célula.

4.6.3 Enlace reverso utilizando SC-FDE

Como discutido anteriormente, o SC-FDMA é uma técnica de alocação de usuários modulados em uma portadora única. Um dos principais motivos de ter sido especificado esta técnica em vez do OFDM para o enlace reverso é que o SC-FDMA têm a grande vantagem de uma menor relação entre a potência de pico e a potência média. Resultando em um menor consumo de bateria e a estação móvel pode transmitir em potências mais altas, aumentando a área de cobertura do sistema.

Como no OFDM, alguns parâmetros do sistema que devem ser especificados, como o espaçamento entre sub-portadoras, que é de 15KHz. Considerando este espaçamento, podemos definir a duração do prefixo cíclico. De forma similar ao OFDM temos dois tipos de prefixo cíclico: o normal e o estendido que tem a duração igual aos definidos para o OFDM.

As sub-portadoras do SC-FDMA são divididas em blocos de 12 subportadoras consecutivas, da mesma forma que é feita no OFDM. Estas formam os chamados blocos de recursos do enlace reverso (RBU). Estes RBUs são definidos por sub-quadro, e são a unidade mínima de alocação.

Os procedimentos executados pelo UL são semelhantes ao do DL. Entretanto, diferentemente do DL, no UL têm os sinais de referência, também conhecidos como *sounding*, que são utilizados para estimar o canal. Este sinal é transmitido no quarto símbolo de cada *slot*. Os efeitos desse tipo de estimativa serão estudados detalhadamente nos próximos capítulos. Será visto que o uso do *sounding* é muito importante para o sistema, pois é baseado nele que serão feitos os agendamentos.

São permitidas as transmissões utilizando múltiplas antenas no transmissor (2 ou 4) ou no receptor (2 ou 4), onde podemos transmitir até quatro sequências distintas de dados ao mesmo tempo, ou alocar diferentes usuários ao mesmo tempo. As modulações permitidas para o DL e para o UL são o QPSK, 16QAM e 64QAM.

4.6.4 Codificação de Canal

Como em outras tecnologias, tais como o WCDMA e o GSM, no LTE também são utilizadas técnicas de entrelaçamento. Estas técnicas servem para o sistema enviar informação em um mesmo bloco, pois as chances de apresentar algum problema na transmissão desse bloco e esse ter que

ser descartado é maior. Com o entrelaçamento a informação é dividida em vários blocos que são enviados separadamente, com isso a probabilidade de perdermos a informação é bem menor, já que teríamos que perder vários blocos.

A codificação de canal é de extrema importância para os sistemas OFDM e SC-FDMA. No LTE os esquemas de codificação de canal são o código turbo e os códigos convolucionais. Estes são aplicados nos canais de transporte de acordo com o tipo de informação do canal. Mais detalhes sobre os códigos convolucionais e os códigos turbo podem ser encontrados em [37]. Para o nosso trabalho foi considerado o uso da taxa de codificação de $1/3$, ou seja para cada três bits enviados um é de informação útil.

4.6.5 Medidas do canal

O CQI (Indicador de qualidade do canal) é informado à rede a cada subquadro, por meio do canal PUSCH, e para o caso de relatórios periódicos ou aperiódicos, estes relatórios devem ocorrer no mesmo subquadro.

Os valores do CQI variam de acordo com a modulação utilizada. Ou seja, o móvel faz a medida de qualidade do canal e envia para a estação rádio base, e de acordo com o canal, esta escolhe a modulação e a codificação que será utilizada por este móvel.

Para fazer os cálculos do CQI o sistema utiliza algumas premissas: a medida é feita considerando 3 símbolos OFDM de sinalização, onde não temos recursos reservados para P/S-SCH e P-BCH.

O CQI é importante para o sistema, pois as alocações dos recursos serão feitas baseadas na medição do CQI. Mais detalhes da implementação do CQI podem ser encontrados em [34].

4.6.6 Camada MAC

A camada dois é dividida nas seguintes subcamadas: MAC (controle de acesso ao meio), RLC (Controle do enlace de rádio) e PDCP (Protocolo de convergência do pacote de dados). Somente a camada MAC será abordada nesse trabalho. A camada PDCP pode ser encontrada em mais detalhes em [38]. A subcamada PDCP é responsável pela comunicação entre a subcamada RLC e o NAS, assim como compressão do cabeçalho, cifragem das mensagens e descarte das mensagens do UL quando estão atrasadas.

Neste trabalho será feito um estudo mais detalhado da subcamada MAC, devido ao seu objetivo, que é estudar os algoritmos de alocação de recursos, pois esta camada é responsável por implementá-los.

A figura 4.11 ilustra o processo realizado pela camada 2 no DL, desde o momento em que esta recebe os dados da camada física até o momento que estes dados são entregues a camada superior.

A figura 4.12 ilustra o mesmo processo, só que agora feito para o UL. Podemos perceber que no DL são realizados vários processos do UL em paralelo mais as suas funções de BCCH e PCCH.

A camada MAC têm duas entidades distintas uma no UE e outra na rede. Apesar dessas entidades estarem na mesma subcamada elas podem exercer funções diferentes.

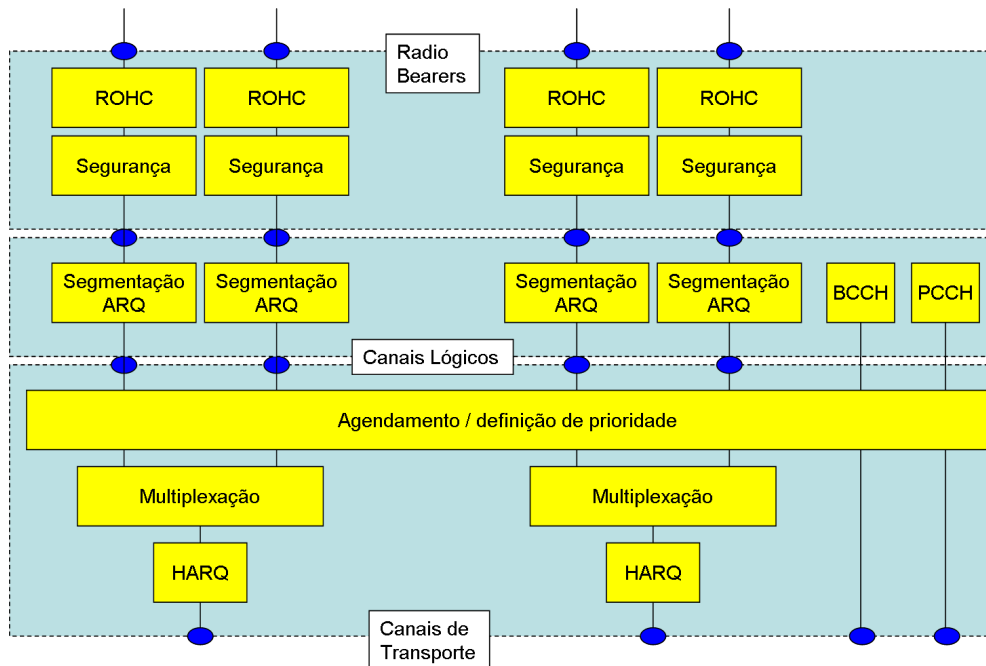


Figura 4.11: Estrutura da camada 2 para o DL

A camada MAC tem a responsabilidade de fazer o mapeamento de canais lógicos em canais de transporte e fazer a multiplexação e demultiplexação de PDUs que chegam da camada RLC em blocos de transporte, que são enviados para a camada física através dos canais de transporte.

Além disso, a camada ainda provê serviços de relatório de volume de tráfego, correção de erro utilizando a redundância incremental (HARQ), definição de prioridades, e seleção de qual é o formato do bloco de transporte.

4.6.6.1 Redundância Incremental (HARQ)

Diferentemente de sistemas GSM onde é utilizado somente o ARQ, agora no LTE é utilizado o HARQ que é feito na subcamada MAC, e o ARQ que é feito na subcamada RLC. A HARQ dentro da subcamada MAC tem as seguintes funcionalidades [5]: cuidar do processo "parar e esperar" (conhecido como *stop and wait*), transmitir e retransmitir os blocos de transporte. No DL é responsável pelo HARQ adaptativo e assíncrono e no UL é responsável pelo HARQ síncrono.

4.6.6.2 Serviços

Esta subcamada é responsável por importantes serviços, tais como:

- Transferência de dados
- Alocação dos recursos de rádio.

Alguns serviços servem de suporte à camada física. A MAC detém algumas informações, como as medidas da qualidade do canal, solicitações de agendamento e sinalização de erro em algum

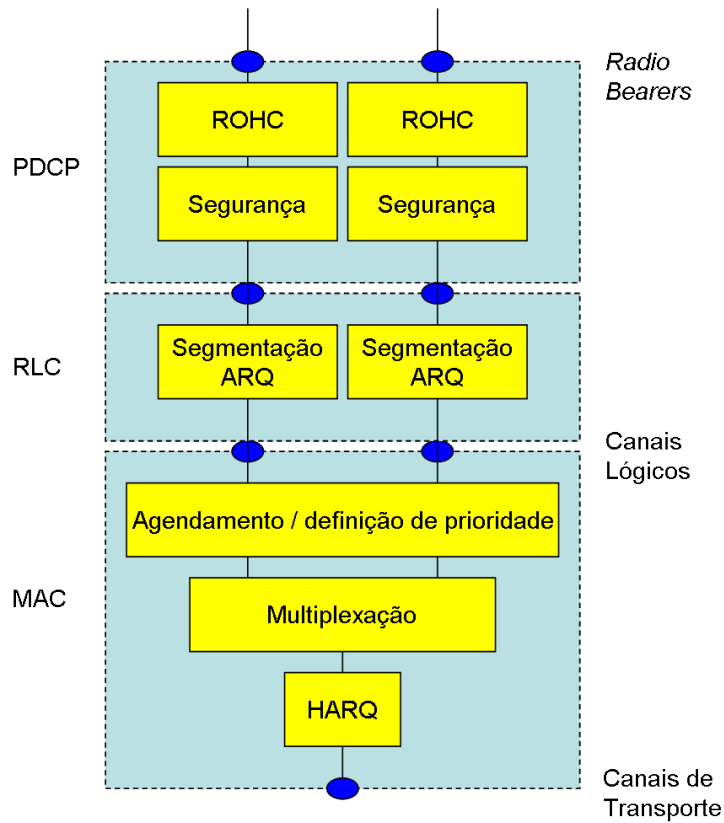


Figura 4.12: Estrutura da camada 2 para o UL

pacote ou solicitação de retransmissão. Esses dados chegam pela camada física.

4.6.6.3 Funções

Algumas funções que são de responsabilidade da camada MAC são:

- Mapeamento de canais lógicos em canais de transporte.
- Multiplexação de SDUs MAC de um ou diferentes canais lógicos em blocos de transporte que serão passados à camada física, através dos canais de transporte. Assim como a demultiplexação destes SDUs MAC, fazendo o caminho inverso.
- Relatório de informação de agendamento.
- Correção de erro através do HARQ.
- Agendamento dinâmico de usuários.
- Priorização de canais lógicos.
- Seleção do formato do bloco de formato.

4.6.7 Protocolo de Unidade de Dados, formatos e parâmetros

Um MAC PDU é uma sequência de bits que é alinhado a cada byte. Nas figuras abaixo cada quadro indica 1 byte, onde os bits da esquerda são os mais significativos. Um MAC SDU é o bloco recebido da camada RLC, enquanto que um bloco PDU é o bloco que a camada MAC irá passar para a camada física.

Um MAC PDU consiste de um cabeçalho MAC de tamanho variável, zero ou mais MAC SDUs e opcionalmente um enchimento, que também é variável. Cada cabeçalho contém 1 ou mais subcabeçalhos, este contém 6 campos de controle. O último sub-cabeçalho MAC contém somente quatro campos do cabeçalho R/R/E/LCID. Assim como o sub-cabeçalho MAC que utiliza bits de enchimento.



Figura 4.13: Sub-cabeçalho com 7 bits no campo L

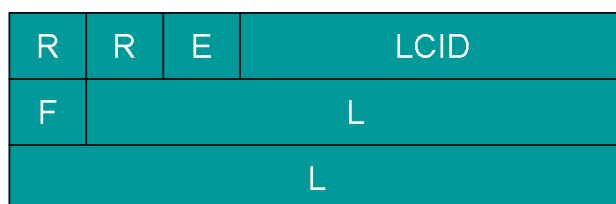


Figura 4.14: Sub-cabeçalho com 15 bits no campo L



Figura 4.15: Sub-cabeçalho com 7 bits no campo L

Na Figura 4.16, é ilustrado a estrutura do bloco MAC PDU consiste em pegar os dados que chegam da camada RLC, através do MAC SDU, e incluir os cabeçalhos para controle, que contém os tipos de subcabeçalhos indicados nas Figuras 4.13,4.14 e 4.13. Também são adicionados alguns elementos de controle e um enchimento opcional.

4.7 Sinais de referência para o enlace reverso

Existem dois tipos de sinais de referência que são utilizados para o UL: o primeiro é o sinal de referência de demodulação e o segundo é o sinal de referência *Sounding*, que são sinais enviados por todas os UE, para a estação rádio base que está conectada. O *sounding* é utilizado para fazer a estimativa do canal de cada usuário, já que no enlace reverso a estação rádio base só consegue ter conhecimento do canal de cada usuário quando estes transmitem.

Para o enlace reverso os sinais de referências devem ser multiplexados no tempo com os dados

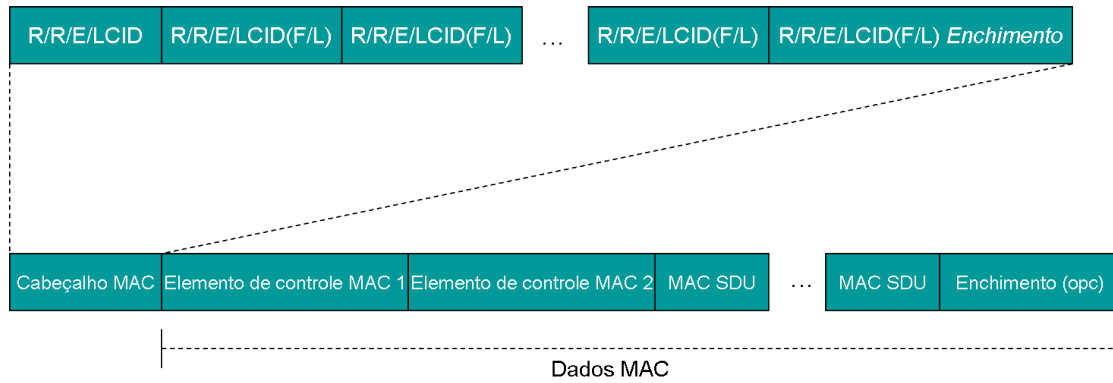


Figura 4.16: Estrutura de um bloco MAC PDU

que estão sendo transmitidos pela estação móvel. Os sinais de referência são transmitidos dentro do quarto bloco de cada *slot* da estrutura do LTE e com uma banda igual a banda de transmissão do usuário.

Uma das formas de geração dos sinais de referência é gerando um sinal de referência no domínio da frequência X_r de tamanho M_r que corresponde ao tamanho da banda de transmissão do usuário [42]. Ou seja, Cada usuário irá gerar a sua sequência de tamanho M_r que quando multiplexadas serão do tamanho de todas as subportadoras, essa sequência será então mapeada no símbolo reservado para o sinal de referência.

A mesma sequência base é utilizada para os dois sinais. Essa sequência base é o sinal de referência que é gerado a partir de um deslocamento cíclico de uma sequência base. A geração dos sinais irá variar de acordo com o número de portadoras por bloco de recurso.

O sinal de referência de demodulação pode ser utilizado no PUSCH ou no PUCCH. Para os dois casos é feita a multiplicação do fator de escala correspondente, e cada sinal deve ser enviado no bloco de recurso físico já definido para a transmissão do PUSCH ou PUCCH.

Os sinais de referência devem ser preferencialmente com amplitude constante ou quase constante, para que se consiga manter as características de baixo PAPR. Deve também ter uma boa auto-correlação no domínio do tempo, para que se consiga separar com maior facilidade as informações no receptor. Sinais que possuem essas propriedades são chamados de CAZAC (*Constant Amplitude Zero-Auto-Correlation*).

O código de Zadoff-Chu é capaz de gerar sequências com estas propriedades. O código de Zadoff Chu no domínio da frequência é definido por:

$$X_r^u(k) = -j\pi u \left(\frac{k(k+1)}{M_r} \right) \quad (4.1)$$

Onde u é o número da sequência, dentro das sequência de códigos Zadoff-Chu com tamanho M_r . Os tamanhos dos códigos devem ser de tamanho primo, com isso teremos uma dificuldade para usar no LTE, pois os LTE aloca recursos em blocos de 12 subportadoras. Devido a esse fato, os códigos de Zadoff Chu não podem ser aplicados diretamente aon LTE, por isso são utilizados códigos derivados, que são conhecidos como sequências derivadas do tamanho primo.

Existem duas formas de derivar essas sequências para o LTE:

- picado (*truncation*): É o menor número primo, maior que maior ou igual ao tamanho M_r . Esses códigos são resumidos ao tamanho M_r . Por exemplo se for alocado um bloco de recurso, que contém 12 subportadoras, será pegado uma sequência de tamanho 13 e descartado o último símbolo antes de ser feita a inserção na IFFT, para que seja feito o mapeamento.
- extensão cíclica (*cyclic extension*): É o maior número primo, menor ou igual ao tamanho M_r . Esses códigos são cíclicamente estendidos para formar o tamanho M_r . Por exemplo se for alocado um bloco de recurso, que contém 12 subportadoras, será pegado uma sequência de tamanho 11 e será repetido o primeiro símbolo no final da sequência antes de ser feita a inserção na IFFT, para que seja feito o mapeamento.

O sinal de referência de *sounding* é transmitido no canal PUCCH e da mesma forma que os outros sinais de referência este é multiplicado por um fator de escala, para se adequar à potência de transmissão definida. Mais detalhes sobre o *sounding* pode ser encontrado em [32].

4.7.1 Sinal de referência para estimativa do canal (*Sounding*)

Como visto anteriormente, os sinais de referência para demodulação são transmitidos apenas nas subportadoras alocadas pelas estações móveis. Já no sinal de referência para a estimativa do canal cada usuário deve transmitir em todas as subportadoras, para que a estação rádio base tenha conhecimento da qualidade de todas as subportadoras.

A transmissão desse sinal também é feita utilizando as mesmas sequências derivadas do tamanho primo. Esses sinais de referência são utilizados geralmente por usuários que não transmitiram dados no UL-SCH. O *sounding* não necessita ser transmitido com tanta frequência quanto é transmitido os sinais de referência para demodulação. Em alguns casos o *sounding* pode ser transmitido menos que uma vez a cada subquadro. Quando o sistema indicar que terá uma transmissão do *sounding* no subquadro, a estação rádio base irá reservar os recursos para que seja feita essa transmissão.

O *sounding* pode ser transmitido por múltiplos usuários ao mesmo tempo. Para que isso seja possível existem algumas soluções, conforme descrito abaixo:

- Alocar um bloco para cada usuário em cada subquadro, com isso teremos uma multiplexação do canal no domínio do tempo. Cada usuário pode transmitir em um subquadro.
- A transmissão do sinal pode ser distribuída entre as subportadoras, o sistema especifica as subportadoras que cada usuário irá transmitir o *sounding*. Com isso o sistema agora terá uma divisão dos usuários no domínio da frequência.
- Pode ser feita a transmissão de diferentes sinais de referência na mesma banda de frequência e no mesmo tempo. Utilizando sequências diferentes. Pois as sequências de Zadoff-Chu são ortogonais.

4.8 Sinais de referência para o enlace direto

Para o DL são especificados três tipos de sinais de referência: o sinal de referência de uma célula específica, o sinal de referência para o MBSFN e o sinal de referência para um UE específico. Apenas um destes sinais de referência é transmitido por antena.

O sinal de referência de uma célula específica deve ser transmitido em todos os sub-quadros do DL em uma célula que não transmita mensagem de *multicast* (MBSFN). Apenas os dois primeiros símbolos podem ser utilizados para a transmissão desse sinal de referência.

A Figura 4.17 ilustra a alocação do sinal do sinal de referência no bloco de recursos físicos, quando é utilizado apenas uma antena de transmissão. Os elemento de recursos que estão pintados de verde são os elemento reservados para a transmissão dos sinais de referência.

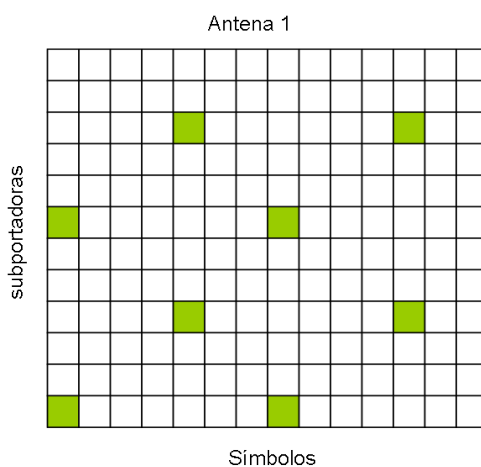


Figura 4.17: Mapeamento dos sinais de referência para o DL utilizando uma antena de transmissão

A figura 4.18 ilustra a alocação do mesmo sinal de referência no bloco de recursos físicos, quando são utilizadas duas antenas de transmissão. Os elementos de recursos que estão pintados de verde são os elemento reservados para a transmissão dos sinais de referência. Os elementos pintados de vermelho, são elementos que não são utilizados para transmissão.

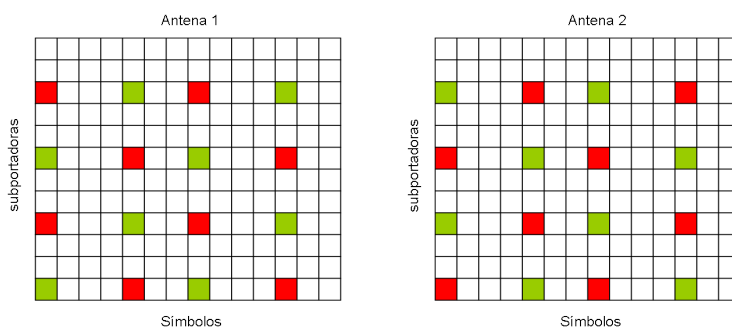


Figura 4.18: Mapeamento dos sinais de referência para o DL utilizando duas antenas de transmissão

A figura 4.19 ilustra a alocação do mesmo sinal de referência no bloco de recursos físicos, quando são utilizadas quatro antenas de transmissão. Os elementos de recursos que estão pintados de verde são os elementos reservados para a transmissão dos sinais de referência. Os elementos

pintados de vermelho, são elementos que não são utilizados para transmissão.

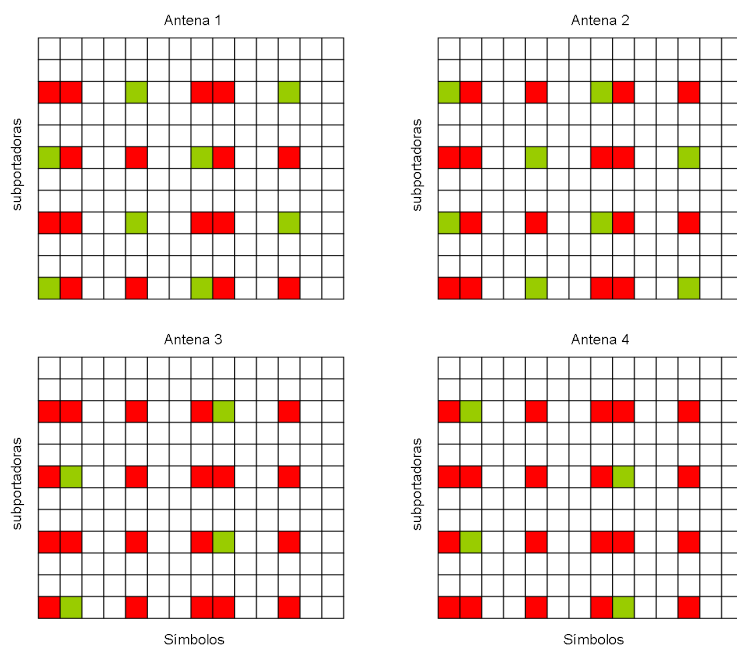


Figura 4.19: Mapeamento dos sinais de referência para o DL utilizando quatro antenas de transmissão

Com o aumento do número de antenas de transmissão, o número de símbolo de referência é aumentado, diminuindo a quantidade de símbolos úteis para a transmissão de dados. Resultando em uma diminuição da taxa de transmissão do sistema.

4.8.1 Sinais de sincronização

O sinal de sincronização primário é gerado através do código Zadoff-Chu [42], que deve ser mapeado no último símbolo OFDM para a estrutura de quadro do tipo 1, nos *slots* 0 e 10. Para o tipo 2 deve ser mapeado no terceiro símbolo OFDM nos subquadros 1 e 6. O sinal de sincronização secundário é uma concatenação de duas sequência binárias de 31 bits, que deve ser mapeado no último símbolo OFDM para a estrutura tipo 1 de quadro, nos slots 0 e 10. Para o tipo 2 deve ser mapeado no terceiro símbolo OFDM nos subquadros 1 e 6.

4.9 LTE Advanced

Será feito um breve descritivo da evolução do LTE, que está sendo especificado pelo 3GPP [22, 43]. Esta tecnologia também é conhecida como LTE *advanced* e é candidata a ser uma tecnologia de quarta geração. Alguns dos requerimentos são listados abaixo:

- Compatibilidade de serviços com outras tecnologias de acesso como o WiMAX ou WiFi.
- Serviços móveis com alta qualidade.

- Aumento das taxas de pico de transmissão, que devem chegar no mínimo a 100 Mbps no DL e 50 Mbps no UL, com alta mobilidade e 1 Gbps no DL e 500 Mbps, com baixa mobilidade.
- Um terminal LTE já deve ser capaz de operar em redes LTE *advanced* o que tornará mais rápida a migração para a tecnologia.
- A latência para o plano de controle deve ser menor que 50ms, quando ocorrer a troca do estado acampado para os modos ativos e "dormente". É especificado uma latência de 10ms quando for trocado do modo ativo com sincronismo para o modo ativo sem sincronismo. Para os dois casos o caminho inverso deve-se ter a mesma latência. Este exemplo pode ser melhor explicado através da figura 4.20.

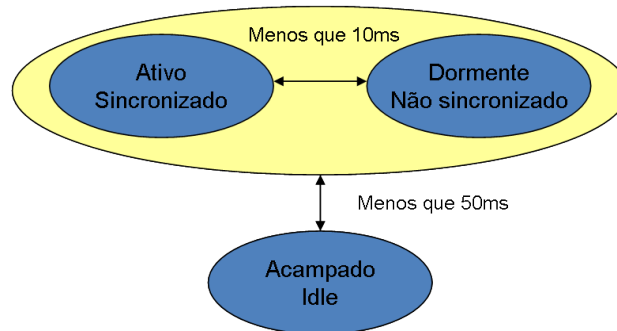


Figura 4.20: Diagrama de estados de um sistema LTE *Advanced*

- O plano de controle deve permitir pelo menos 300 usuários no modo ativo em uma banda de 5Mhz.
- A eficiência espectral deve ser de 30 bps/Hz para o enlace direto (DL), considerando um esquema de 8 antenas na transmissão e 8 na recepção e 15 bps/Hz para o enlace reverso (UL), considerando um esquema de 4 antenas na transmissão e 4 na recepção.
- A eficiência espectral por célula é especificada conforme tabela abaixo:

	Config. das Antenas	bps/Hz/célula
UL	1x2	1,2
UL	2x4	2,0
DL	2x2	2,4
DL	4x2	2,6
DL	4x4	3,7

Tabela 4.2: Objetivos para eficiência espectral média

- A taxa de transmissão de pico por célula e por usuário é definida na tabela abaixo:

	Config. das Antenas	bps/Hz/célula/usuário
UL	1x2	0,04
UL	2x4	0,07
DL	2x2	0,07
DL	4x2	0,09
DL	4x4	0,12

Tabela 4.3: Objetivos para a taxa de transmissão de pico com 10 usuários distribuídos aleatoriamente em uma célula

- O LTE *Advanced* irá permitir a implementação em todas as bandas alocadas para o LTE, mais as bandas novas especificadas: 450-470 MHz, 698-862 MHz, 790-862 MHz, 2.3-2.4 GHz, 3.4-4.2 GHz, 4.4-4.99 GHz.
- A alocação de banda permitirá bandas maiores de até 100MHz.

Capítulo 5

Alocação de Recursos

Neste capítulo, abordaremos os principais algoritmos de alocação de recursos, mostraremos quais são os parâmetros considerados em cada algoritmo e quais vêm sendo mais utilizados pelas redes atuais.

5.1 Introdução

A alocação de recursos é um campo extremamente importante para as tecnologias de nova geração, e é campo de diversas fontes de estudo [44, 45, 46, 47, 48]. Alguns estudos já foram realizados com algoritmos de alocação baseados no LTE [49, 50, 51, 52]. Uma boa alocação dos recursos resultará em uma maior economia da banda e um melhor balanceamento do sistema. A alocação de recursos dinâmica é feita na camada MAC que fica localizada na eNodeB. São alocados recursos físicos para os canais de transporte DL-SCH e UL-SCH. O agendamento pode ser feito de diversas formas, levando em consideração fatores como o grau de serviço de cada aplicação, ou a taxa de transmissão requerida pelo sistema.

Existem duas formas principais de alocar recursos, uma é fazer a alocação sem considerar a qualidade do canal e outra considerando a qualidade do canal. Com a verificação da qualidade do enlace de rádio, temos uma maior possibilidade de alocar os melhores usuários.

Para o LTE, a alocação de recursos é feita baseada nas medidas do canal, que são informadas pelo móvel através do CQI. Para a alocação de recursos no enlace direto, a eNodeB é responsável pela medida da qualidade do canal.

Para a alocação dos recursos, existe a criação das grades de recursos que são todos os recursos disponibilizados pelo sistema. Essa grade é dividida em blocos de recursos físicos (PRB) que consistem em 12 subportadoras contínuas, e 1 subquadro que consiste em 2 *slots* de tempo, sendo o tempo de intervalo mínimo de 1ms, resultando na transmissão mínima de dois PRBs por transmissão e uma banda de 180 KHz.

Conforme ilustrado na Figura 5.1, os blocos de recursos físicos são identificados com a cor azul para o primeiro slot de tempo e com a cor verde para o segundo slot de tempo, sendo que cada slot utiliza 7 símbolos. Entre estes símbolos, temos alguns que são utilizados para sinaliza-

ção. Entretanto, para o nosso trabalho não foi levado em consideração os elementos de recurso de sinalização.

A quantidade de PRBs pode variar de acordo com o número de portadoras, sendo 6 o menor valor e 110 o maior. Na figura 5.1, é apresentado um exemplo da grade de recursos, e um bloco de recurso reservado dentro dessa grade.

De acordo com o tipo de prefixo cíclico é especificado um número de símbolos por slot, então cada símbolo, portadora e antena é considerado um elemento de recurso.

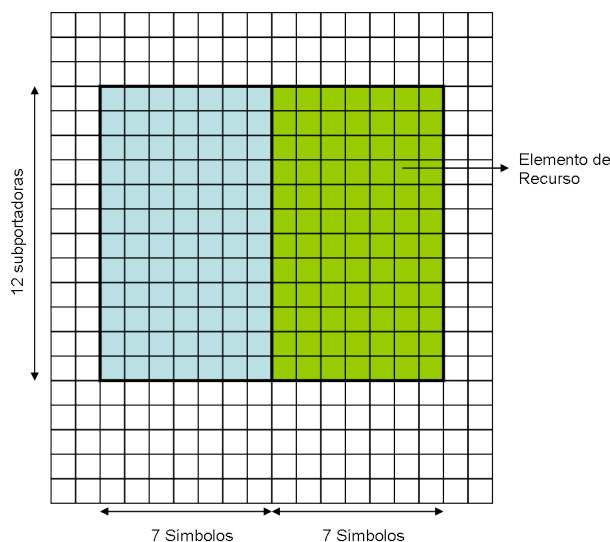


Figura 5.1: Grade de Recursos

A alocação de recursos utiliza a mesma grade de recursos tanto para o enlace reverso quanto para o direto, entretanto existem algumas peculiaridades que devem ser levadas em consideração.

Por exemplo, para o enlace reverso, não temos a medição do canal através do CQI em todas as portadoras, pois a eNodeB somente consegue medir o canal dos usuários que transmitem e nas portadoras que estão utilizando. Uma outra preocupação com a estimativa do canal é quanto à velocidade do móvel. Quanto maior a velocidade, maior será a variação do canal, e isto terá um impacto significativo na alocação dos recursos, já que será feita uma estimativa do canal e, quando o móvel for alocado, o canal pode ter mudado completamente.

Para que possa ser feita a estimativa do canal no enlace reverso, como foi dito no Capítulo 4, em determinado instante de tempo, todos os móveis devem fazer o *sounding*, que é enviar símbolos de referência em todas as portadoras para que a eNodeB possa fazer a estimativa do canal de cada usuário. A utilização do *sounding* causa uma perda de elementos de recurso, como pode ser melhor visualizado na Figura 5.2, na qual vemos o quarto símbolo de todas as subportadoras em cada *slot* de tempo reservado para a transmissão do *sounding*.

Isto serve quando é utilizado o método FDD, diferente de quando utilizamos o TDD, pois neste método é utilizada a mesma frequência somente separado por tempo. Com isso as medições feitas pelo enlace direto podem ser aproveitadas pelo enlace reverso. Ou seja, o *sounding* só é utilizado no enlace reverso.

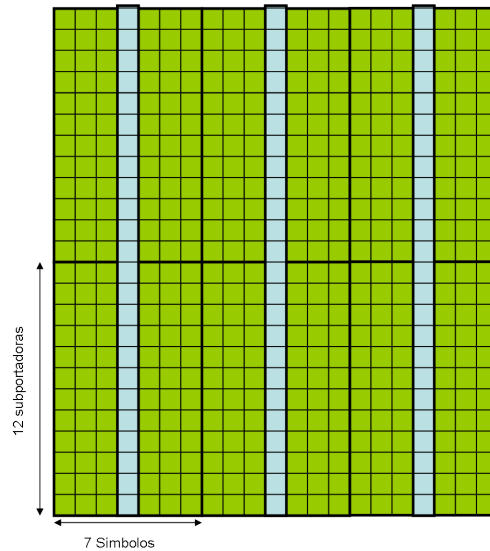


Figura 5.2: Recursos reservados para a utilização do Sounding

Relatórios de medidas são necessários para permitir os agendamentos no UL e no DL. Esses relatórios incluem medidas da qualidade de canal e quantidade de dados na fila de espera. Os relatórios de situação de fila do enlace reverso (*Uplink buffer status reports - BSR*) são necessários para fornecer um agendamento de pacotes baseado no QoS. No E-UTRAN, o relatório de BSR é relativo à quantidade de dados que está armazenada esperando ser transmitida pelos grupos de blocos de recursos físicos (RBG) no UE.

Quatro RBGs e dois formatos são usados no enlace reverso: O formato curto, onde somente 1 BSR de um RBG é informado, ou o formato longo, onde todos os quatro BSRs de todos os quatro RBG são informados. Essa descrição é feita em detalhes em [32].

Para a alocação de recursos o UE deve interpretar o campo de formato PDCCH DCI, que especifica qual o tipo de alocação de recurso está sendo empregada. Este campo inclui duas partes: um cabeçalho e um campo de informação, que contém a informação sobre o bloco de recurso atualmente alocado.

Para definir o que seria um algoritmo ótimo de alocação de recursos, deve ser definido alguns conceitos como justiça e injustiça. O conceito de justiça indica o quanto que o algoritmo é justo na distribuição dos recursos entre todos os usuários do sistema. Ou seja, o algoritmo mais justo seria aquele em que os recursos do sistema são distribuídos igualmente para todos os usuários. Da mesma forma um algoritmo injusto, seria aquele em que somente um usuário aloca todos os recursos do sistema.

O Algoritmo ótimo, seria um algoritmo com a máxima justiça, em que todos os usuários transmitam a mesma quantidade de vezes e todos os recursos são divididos igualmente pelos usuários. Este algoritmo também precisaria proporcionar taxas de transmissão altas para todos os usuários.

5.1.1 Algoritmo de maximização da soma das taxas (*MSR - Maximum Sum Rate Algorithm*)

Os algoritmos de alocação de usuários no OFDMA são, na maioria das vezes, baseadas no ganho do canal de cada usuário que está tentando alocar algum recurso do sistema. Esses algoritmos são alvos de muitos estudos para buscar a melhor forma de utilização do sistema. O primeiro algoritmo que iremos ver é o de maximização da taxa do sistema. Como o nome diz, o objetivo deste algoritmo é maximizar a soma das taxas máximas de todos os usuários do sistema.

Uma das grandes vantagens dos sistemas com múltiplas portadoras é a flexibilidade na alocação de recursos, diferentemente de sistemas com portadora única, onde todos têm o mesmo canal, e temos um aumento na taxa de transmissão apenas alterando a modulação ou o tipo de código. Como exemplo temos o sistema WCDMA.

Para fazer a escolha de qual usuário irá alocar recursos do sistema e quanto destes recursos serão disponibilizados por usuário, temos algumas variáveis como a relação sinal ruído mais a interferência(SINR), taxa de dados, potência de transmissão e quantidades de subportadoras alocadas.

A diversidade multi usuário é muito importante para aumentar o ganho do sistema, já que quanto mais usuários existem maior é a probabilidade do sistema encontrar bons usuários, e esses usuários irão proporcionar maiores taxas de transmissão.

O sistema faz a alocação de cada usuário de acordo com o maior SINR. Neste algoritmo é feito a alocação do usuário com o melhor canal. Este é o algoritmo onde conseguimos a maior taxa de transmissão, maximizando a vazão de dados do sistema e dos usuários, já que somente os usuários com melhor canal irão transmitir. O custo de uma maior taxa de transmissão é o aumento da injustiça, já que na maioria das vezes somente os usuários próximos a eNodeB irão alocar todos os recursos do sistema. A escolha do usuário é feito utilizando a fórmula de Shannon (5.2), como métrica de alocação:

$$C = B \times \log_2(1 + SINR)[bps] \quad (5.1)$$

Onde B é a banda e C é a capacidade que servirá como métrica para alocação dos usuários.

5.1.2 Aleatório

Neste algoritmo os usuários são alocados de forma aleatória, de acordo com uma probabilidade uniforme, onde todos os usuários têm a mesma chance de alocar um recurso, já que a qualidade do canal e a quantidade de *bits* transmitidos anteriormente não são levados em consideração.

O algoritmo aleatório não depende do ganho do canal, se tornando um algoritmo extremamente justo, mas pouco eficiente. Neste algoritmo não é explorada a diversidade multiusuário e com isso usuários com péssimas condições de rádio são alocados com maior frequência, causando a diminuição da taxa média do sistema.

Esse algoritmo é o mais justo, pois todos os usuários tem a mesma probabilidade de serem

alocados. Devido ao fato de não ser levado em consideração o canal e nenhuma outra métrica de alocação de recurso, temos um maior desperdício no sistema, já que teremos bons usuários que não serão alocados e usuários com canais insuficientes para a transmissão que serão alocados.

5.1.3 Algoritmo de máxima justiça (*Fairness Scheduling*)

Vimos que para o algoritmo MSR que a taxa é maximizada. Com isso alguns usuários que não têm condições de rádio tão boas não poderão ser alocados pelo sistema. Entretanto sabemos que em uma rede celular temos uma grande variação do nível de sinal do usuário. Com isso foi criado o algoritmo de máxima justiça, que tem como objetivo fazer uma alocação de sub-portadoras e potência de forma que a taxa mínima de dados por usuários seja maximizada. Por meio deste algoritmo, garantimos que todos os usuários que tenham condições de rádio suficientemente boas para transmitir irão poder transmitir.

A alocação de sub-portadoras e potência por usuário é mais complexa que no algoritmo MSR, porque agora não é somente escolher os melhores usuário e alocar a quantidade máxima de portadoras e a maior potência. Para este algoritmo, deve ser feito um estudo em conjunto da portadora que vai ser alocada e da potência de transmissão. Por isto, necessitamos de algoritmos que façam a alocação de portadoras e potência separadamente, para diminuirmos a complexidade do sistema.

Uma forma de se programar este algoritmo é maximizar a taxa mínima do sistema, com isso aumentaremos a taxa total de transmissão do sistema e ainda aumentaremos a justiça. Devido a esse algoritmo considerar alguns usuários com canal ruim, é essencial que seja feita uma alocação somente de usuários com condições satisfatórias, para que não sejam desperdiçados recursos com usuários sem condições de rádio. Fazendo essa análise das condições do canal, diminuimos a justiça do sistema já que tínhamos um sistema muito justo, que todos os usuários transmitiriam e agora alguns usuários não irão transmitir.

$$metrica = \frac{1}{T[n]} \quad (5.2)$$

Sendo que, $T[n]$ é a quantidade de bits transmitidos até o instante n . O usuário que tiver a maior métrica irá ter preferência na hora de transmitir.

5.1.4 Algoritmo de taxa proporcional(*Proportional Rate Constraint - PRC*)

Uma fraqueza do algoritmo de máxima justiça é que este não permite que a taxa de dados por usuários seja flexível. A taxa de dados será limitada ao usuário com piores condições de rádio e pior SINR. Com isso temos um problema, já que o sistema não estará sendo otimizado para os demais usuários.

Sabemos que para um sistema LTE cada usuário precisa de uma taxa de transmissão, qualidade de serviço específica e um atraso específico dependendo de sua aplicação, por isto não podemos tratar todos os usuários da mesma forma como se fossem iguais. Com isto, foi criado o algoritmo de taxas proporcionais (PRC), que é uma variação do algoritmo de máxima justiça.

O PRC tem como objetivo maximizar a taxa de transmissão de dados de cada usuário, ponderado por uma constante que é proporcional à taxa requerida pelo serviço e ao perfil do usuário, que é um parâmetro do sistema pré-determinado matematicamente por (5.3), onde C significa a capacidade calculada pela fórmula 5.2 e ϵ é o parâmetro que diferencia o tipo de usuário. Com isto quanto maior o ϵ menor será a probabilidade do usuário transmitir, este somente conseguirá transmitir quando tiver um canal muito melhor que os demais usuários.

$$metrica_{PRC} = \frac{C}{\epsilon} \quad (5.3)$$

5.1.5 Algoritmo de agendamento de justiça proporcional (*Proportional Fairness Scheduling*)

Os algoritmos anteriores tentam de alguma forma cumprir o seu objetivo ou de maximização da taxa ou de maximização da taxa mínima de maneira instantânea. Agora temos o algoritmo de agendamento de justiça proporcional (PF) que tem como objetivo permitir uma flexibilidade adicional no agendamento dos usuários. Para este caso são levados em consideração a máxima taxa de transmissão e a quantidade de bits já enviados pelo usuário. Esses dois parâmetros servem para criar a métrica de alocação de recursos do algoritmo.

Neste algoritmo, é feito um balanceamento dos usuários com objetivo de alocaarmos usuários com bons canais, mas também devemos permitir que usuários com canais piores possam transmitir. Com isso queremos aumentar a justiça do sistema.

Ou seja, quanto mais o usuário transmitir menor será a sua chance de transmitir. Se o algoritmo selecionar o usuário com maior taxa instantânea relativa a taxa média do sistema, canais ruins poderão ser selecionados. Por outro lado usuários com menores taxas instantâneas serão servidos devido a prioridade dada aos usuários menos favorecidos.

O cálculo do usuário que irá transmitir é feito levando em consideração a qualidade do canal naquele momento e a taxa de transmissão do usuário nos tempos anteriores. O algoritmo de PF utiliza a diversidade multiusuário, enquanto mantém uma taxa de dados proporcional ao canal que o usuário tem e a quantidade de dados que já transmitiu. O PF seleciona o usuário com maior métrica, definida por (5.4), para transmissão. Em longo prazo isso significa escolher o usuário com maior taxa instantânea relativo a média de todo o sistema. Quanto mais bits o usuário transmitir menor será a probabilidade de este transmitir. Isso pode ser melhor visualizado conforme em (5.4):

$$metrica_{PF} = \frac{C[n]}{T[n]} \quad (5.4)$$

Onde $C[n]$ é a qualidade do canal no instante n . O usuário que tiver a maior métrica irá ter preferência na hora de transmitir.

Um outro parâmetro que pode ser utilizado em sistemas de justiça proporcional é a latência que leva em consideração os atrasos necessários para cada usuário. Este tipo de parâmetro não foi implementado no trabalho devido ao fato deste necessitar de maiores tempos de transmissão. Falaremos no Capítulo 6, sobre as limitações da simulação. Com a latência poder ser determinado

o tempo máximo que o usuário poderia ficar sem transmitir. Esse tipo de aplicação tem muita utilidade em sistemas atuais que gerenciam recursos para diversos serviços.

5.2 Utilização dos algoritmos de alocação de recursos

Em [20], foi estudado o agendamento do enlace direto para OFDMA, onde foi determinado durante cada *slot* de tempo quais usuários vão transmitir e quais recursos cada um deles vai ocupar, como quantas portadoras, qual a potência, qual esquema de codificação e qual esquema de modulação. Nesse artigo foi utilizada uma fórmula que tem os parâmetros de QoS, justiça, taxa de transmissão e peso de cada usuário, considerando o método do gradiente para fazer os cálculos dos usuários que vão transmitir, maximizando o gradiente do sistema. Em [20] é considerada a estimativa de erro do canal e através de Shannon é calculado a capacidade total do sistema.

Em [53] foi proposto um novo algoritmo para agendamento que maximiza a taxa do sistema e permite tratar a justiça do sistema para usuários que não utilizem tráfego em tempo real. Esse algoritmo é baseado no algoritmo PF.

O Algoritmo de justiça proporcional é implementado por exemplo no CDMA 1x EVDO para usuários que não utilizam tráfego em tempo real. Ele determina a alocação de cada usuário em slots de tempo, de acordo com a taxa de dados transmitidas pelos usuários e a taxa média de dados de cada usuário. Em resumo, esse algoritmo irá fazer um balanceamento entre taxa de transmissão e a justiça do sistema, alocando primeiramente os usuários com melhor canal que conseguirão melhores taxas de transmissão. Depois, dependendo de quanto já foi transmitido por estes usuários, o sistema começará a alocar os outros usuários.

Em [46] o autor propôs um algoritmo de alocação de usuários, tentando fazer um balanceamento entre taxa de transmissão e justiça do sistema. É considerado quantos bits já foram transmitidos até o instante de tempo anterior. Foi considerado um canal OFDM com desvanescimento seletivo na frequência, com modulação adaptativa e multiusuário no enlace direto. Os ganhos do canal são conhecidos pelo sistema para cada sub-portadora e são criados matrizes de agendamento para a alocação de usuário.

A figura 5.3 ilustra um canal variante no tempo, com três usuários. Podemos verificar a variação da qualidade de canal para cada usuário e que, nem sempre o melhor usuário será o melhor em todos os instantes de tempo. Já na figura 5.4 podemos ilustrar melhor a dificuldade de fazer a alocação dos usuários baseadas no ganho do canal. Temos um exemplo de um canal variante no tempo e na frequência [1]. Esse é o tipo de canal que é utilizado em um sistema de múltiplas portadoras, onde pode ser feita a alocação no tempo e na frequência. Existe uma grande variação do canal que torna a tarefa de fazer a alocação do usuário difícil.

Esse ganho que conseguimos podendo escolher qual usuário irá transmitir é conhecida como diversidade multiusuário e esses ganhos serão maiores quanto maiores forem as variações dos canais e maior o número de usuários. Isto ajuda a combater a seletividade do canal, já que agora temos múltiplas portadoras e uma maior possibilidade de alocação dos usuários. Um algoritmo prático bom deveria ficar com a taxa de transmissão próxima ao algoritmo de maximização da taxa e um

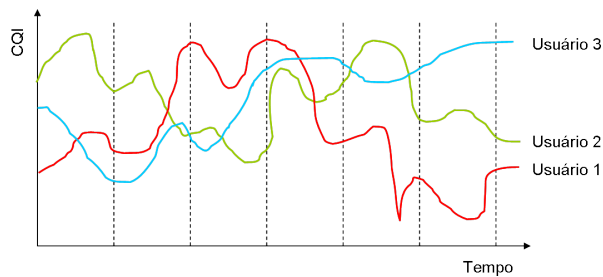


Figura 5.3: Qualidade do canal (CQI) dos usuários variando de acordo com o tempo

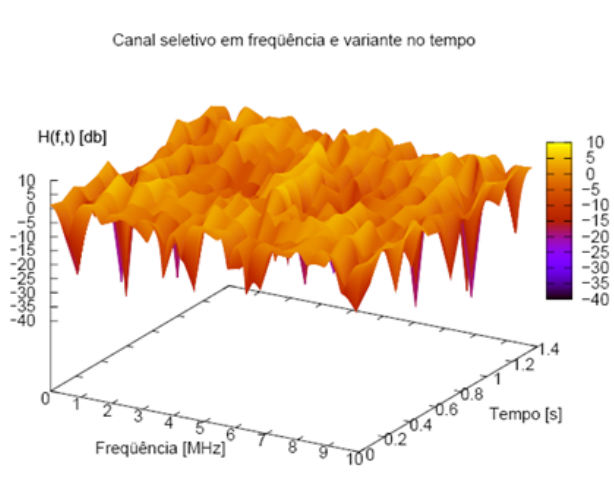


Figura 5.4: Exemplo do canal utilizado no simulador (figura retirada de [?])

grau de justiça próximo ao algoritmo aleatório. Atualmente o algoritmo que mais se aproxima desse comportamento e o mais utilizado na literatura é o agendamento de justiça proporcional.

Associada à alocação de recursos temos a adaptação de enlace que é a variação da modulação e da codificação de acordo com as condições de rádio. Com isso podemos deixar alguns usuários, que sabemos estar com condições adversas de rádio, transmitir. Para esse tipo de usuário é definida uma modulação robusta, já que o sistema sabe que o usuário tem uma probabilidade maior de não conseguir transmitir corretamente. Com isso, temos um aumento na justiça do sistema, mas também temos uma diminuição da taxa de transmissão média do sistema, pois quando utilizamos modulações mais robustas temos a transmissão de menos bits.

A medida do CQI para o enlace reverso não tem o atraso que existe no enlace direto. Isso acontece, porque no enlace reverso quando o móvel transmite a informação para a estação rádio base, esta calcula a qualidade do canal diretamente, enquanto que, para o enlace direto a estação móvel deve fazer o cálculo da qualidade do canal e depois enviar esse relatório de qualidade para a estação rádio base.

Capítulo 6

Simulação

Neste capítulo são descritas as principais características do simulador, e os cenários considerados nas simulações

6.1 Simulação

O simulador utilizado no trabalho foi desenvolvido em [1]. Este simulador é sistêmico, semi-estático, orientado no tempo, de acordo com a estrutura de quadros FDD do LTE e foi desenvolvido para o enlace direto do LTE. O simulador foi todo desenvolvido em linguagem C++, criado e executado em sistema operacional Linux, com distribuição Fedora 8.

Em cada simulação podem ser definidas diversas rodadas, com objetivo de ter um resultado mais preciso. Em cada rodada são percorridos todos os sub-quadros da simulação.

Nas simulações foram feitas 5 rodadas, com 50 sub-quadros cada, onde em cada uma foram redistribuídos os usuários de forma aleatória pela grade de simulação. Para a obtenção de resultados concisos, fez-se uma estatística dos indicadores de desempenho obtidos ao longo de várias rodadas, utilizando a estratégia de Monte-Carlo [1].

O sistema, é composto por dezenove estações rádio base (eNodeB), com três células cada. Os usuários são alocados sequencialmente em cada eNodeB. Este usuário será alocado aleatoriamente em um setor da eNodeB. Para as simulações feitas nesse trabalho, foram alocados inicialmente 190 usuários, resultando em 10 usuários por célula até um total de 760 usuários, que resultam em 40 usuários por célula. Sendo que foi definido um intervalo de 10 usuários entre as simulações por célula.

Para este trabalho, foram feitas algumas modificações no simulador desenvolvido em [1]. Foi criado o enlace reverso para simulador, com a adaptação dos devidos parâmetros, tais como: potência de transmissão e atraso no CQI. Também foi criado um novo mecanismo de coleta de informação, que é a coleta da taxa de transmissão por usuário, que é utilizada para criar a CDF da taxa de transmissão.

No simulador já existia o cálculo da interferência para o enlace direto, nesse cálculo, a estação rádio base tem conhecimento de todos os seus interferentes que são as estações rádio base vizinhas transmitindo em todas as frequências. Para a nossa simulação foi necessário criar uma função para

o cálculo da interferência do enlace reverso, já que agora o sistema não tem mais o conhecimento de todos os canais dos usuários. Esse subsistema de cálculo de interferência foi implementado com reuso 1 e 1/3. No reuso 1 temos a mesma banda de frequência para todos os setores, o que aumenta a interferência, já no reuso 1/3 temos que cada setor só interfere no mesmo setor da eNodeB vizinha. As simulações foram realizadas considerando o reuso 1/3, pois é o que mais se aproxima das redes reais.

Para as simulações, foi considerado apenas o cálculo de interferência da célula central. O cálculo do SINR é feito conforme equação 6.1, sendo P a potência de transmissão, multiplicado pelo resposta impulsional do canal H , dividido pela interferência I mais a densidade espectral de potência do ruído N_0 .

$$SINR = \frac{P \times H}{N_0 + I} \quad (6.1)$$

Para o simulador é calculado o SINR de acordo com a equação 6.1 quando o usuário aloca algum recurso do sistema, pois como estamos estudando o enlace reverso o usuário somente terá conhecimento do canal quando transmitir. Com isto pode ser feito o cálculo real de interferência do sistema. O *sounding* também é calculado de acordo com o SINR, sendo porém utilizado um valor de I estimado, que é a média de interferência de todas as portadoras do sistema.

Foi implementado o *sounding*, que é utilizado para estimar o canal. Nessa função, temos um subsistema que cuida da periodicidade do *sounding*, onde pode ser especificado o intervalo entre as medidas como parâmetro de entrada para o sistema.

Foi mantido a mesma estimativa feito por [1] no OFDMA, para as curvas de enlace do SC-FDMA. Assim como, todos os cálculos de erro e agendamento. Os resultados de enlace são utilizadas no momento apenas para estimar o sucesso ou falha na transmissão de um determinado bloco, de acordo com o MCS escolhido. Assim, define-se, a partir das curvas, um valor de SINR efetiva limiar para cada MCS. Se o valor de SINR efetiva calculada durante a simulação for maior que este valor limiar, a transmissão é feita com sucesso. Caso contrário, a transmissão é falha.

Para o enlace reverso a alocação de recursos tornou-se mais complexa, já que não tínhamos a informação do canal de todos os usuários. Por isso tornou-se necessária a utilização de um mecanismo para fazer a estimativa do canal. Como pode ser visto na Figura 6.1, a estação rádio base tem conhecimento apenas do canal em que o usuário está transmitindo, diferente do enlace direto onde ela tem o conhecimento de todas as portadoras.

Na Figura 6.2 temos um exemplo de como o número de usuários podem influenciar na alocação dos recursos. Como exemplo, na Figura 6.2(a) temos a alocação de 4 usuários com 4 subportadoras cada, e podemos perceber que torna-se mais difícil para eNodeB fazer a alocação quando temos mais usuários, pois, como temos uma maior variedade na alocação dos recursos, diminui ainda mais o conhecimento dos canais dos usuários. Já com poucos usuários, temos a alocação de mais recursos para menos usuários, como é o exemplo da Figura 6.2(b), onde temos todas as portadoras alocadas para apenas 1 usuário, com isso temos um conhecimento total do canal do usuário.

Foram feitas simulações variando o número de ocorrências do *sounding*, com objetivo de analisarmos a influência desse parâmetro na alocação de recursos. Inicialmente o sistema não tem

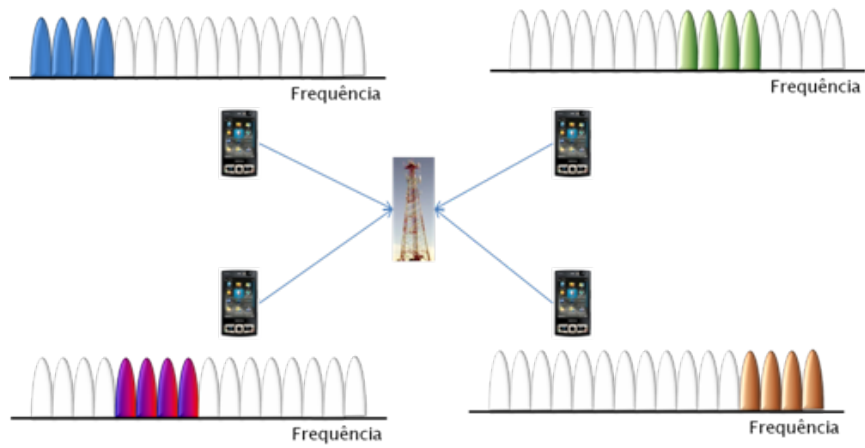


Figura 6.1: Alocação de recursos

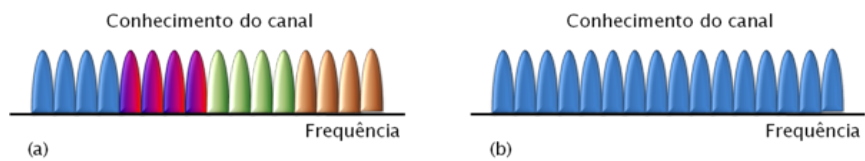


Figura 6.2: Exemplo da influência da quantidade de usuários para estimativa do canal

conhecimento do canal de nenhum usuário. À medida que os usuários transmitem o sistema passa a ter conhecimento do canal nas portadoras onde o usuário transmitiu. O uso do *sounding* significa que o sistema irá calcular a potência recebida sobre o ruído para todas as portadoras, e para todos os usuários. Assim cada estação rádio base terá conhecimento do canal de todos os usuários, proporcionando uma melhor alocação dos recursos. O mínimo intervalo entre os *soundings* é de 1 sub-quadro, ou seja, para os casos onde teremos sempre o *sounding*, antes de todo agendamento de usuários faremos o *sounding*. Foram considerados também os intervalos de 5 e 10 sub-quadros, Além do modo onde não temos o *sounding*. Quando não temos o *sounding* são considerados os sete símbolos do slot como úteis. Quando é utilizado o *sounding* são considerados somente 6 símbolos como úteis.

O modelo de canal utilizado no simulador é uma composição de modelos com desvanecimento de grande escala e de pequena escala [1]. O procedimento para geração do desvanecimento de larga escala consiste no cálculo da distância entre a estação móvel e a estação rádio base, após isso, é obtido a perda de propagação, e ainda existe a contribuição de um valor aleatório atribuído ao sombreamento, com distribuição log-normal de média zero e desvio padrão $8dB$.

Para a geração do desvanecimento de pequena escala consiste em três etapas: Definir o perfil de distribuição de potência; gerar a resposta impulsiva $h(t)$ para cada multipercurso presente no perfil, baseado no modelo de Clarke [1]. Após esse cálculo, para cada instante de tempo, é feita a transformada de Fourier em $h(\tau)$ para obter a resposta em frequência do canal $H(f)$.

tem-se um modelo de canal, onde cada impulso possui determinada fase e amplitude. Efetua-se uma normalização do canal, de forma que a energia média no tempo de $h(\tau)$ tenha valor unitário. Finalmente, efetua-se uma transformada de Fourier em $h(t, \tau)$ para cada instante de tempo. O

resultado desta transformada é a resposta em frequência do canal $H(f, t)$ [1]. Para cada usuário, é gerado um canal entre cada estação rádio base e para cada antena de transmissão.

Para o simulador utilizado, definiu-se como unidade básica de tempo a duração de um subquadro da camada física da tecnologia 3G LTE, ou seja, $1ms$. Esse subquadro é composto por dois *slots* de tempo de $0.5ms$ cada, formando 1 subquadro e 10 subquadros formarão 1 quadro de rádio. Na camada física são utilizados 7 elementos de recurso por subportadora em um *timeslot* quando não utilizado o *sounding* e 6 quando utilizado. Cada recurso físico contém 12 subportadoras.

Devem ser definidos alguns parâmetros do simulador, tais como, Ângulo de $3dB$ que foi definido como 70° e um ganho mínimo de 20 dB da antena utilizada; para o sombreamento foi considerado uma média de sombreamento de $0dB$; A velocidade do terminal móvel que foi originalmente especificada como $3km/h$, foi alterada para $50km/h$ para que tenhamos uma maior variação do canal; A distância entre os sites é de $500m$ e a distância mínima entre estação móvel e a estação rádio base é de $35m$; É utilizado uma taxa de codificação de $1/3$.

A temperatura ambiente é de 300 K ou $27^\circ C$, para uma largura de banda do sistema de 10 MHz, com frequência central de operação igual a 2 GHz, e largura de banda de subportadora igual a 15 KHz. A potência total de transmissão foi ajustada para 23 dBm, assim como a figura de ruído do receptor que foi ajustada para $2dB$.

Para o cálculo do SINR foi considerado o valor máximo de SINR igual a $30dB$ e o valor mínimo igual a $-10dB$;

O valor do atraso do CQI foi definido como 1, ou seja não foi considerado o atraso, este atraso é definido em unidade de subquadro com uma medida de erro modelado como uma variável aleatória log-normal com média zero, que serão somadas ao valor de SINR, em dB. O desvio padrão da variável aleatória é um parâmetro de entrada do simulador; a forma de quantização foi mantida a mesma da configuração do simulador. Em redes reais temos uma quantidade limitada de bits para a transmissão do CQI.

Conforme pode ser visto em detalhes em [1], é impraticável simular enlaces para cada combinação possível de valores de SINR das subportadoras e obter uma curva para cada combinação, devido ao extenso número de combinações, de subportadoras e de curvas geradas. Resultados encontrados na literatura [54] mostram que utilizar valor médio de SINR das subportadoras e, a partir desta, mapeá-la para uma taxa de erro que seja representativa para todas as subportadoras fornecem resultados incorretos a respeito do enlace. Por isso foi incorporado ao simulador sistêmico apenas as curvas de enlace relativos à utilização de cada MCS para um canal AWGN. Todos estes métodos utilizam um fator de ajuste β , que representa o ajuste dos resultados de enlace utilizando um canal com desvanecimento de pequena escala para a curva de enlace utilizando apenas canal AWGN.

No simulador foram definidos quatro tipos de MCS. O MCS -1 é alocado quando o sistema não tem condições de rádio satisfatória para a transmissão da informação, para estes casos não temos perdas de pacotes, somente não é transmitida a informação naquele instante. O MCS 0, indica que foi utilizada a modulação QPSK. O MCS 1, indica que foi utilizada a modulação 16QAM e para o MCS2 indica que foi utilizada a modulação 64QAM.

Capítulo 7

Análise dos Resultados

Neste capítulo são analisados os resultados da simulação e é avaliado o desempenho dos principais algoritmos de alocação de recursos variando a frequência que ocorre o sounding

7.1 Análise de Resultados

O objetivo da simulação é fazer uma análise da utilização do *sounding* nos principais algoritmos de alocação de recurso. Para isso será variado a ocorrência do *sounding*, para os algoritmos aleatório, maximização da taxa e justiça proporcional. Serão estudados os casos em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, quando a transmissão do *sounding* ocorre a cada 5 subquadros, quando a transmissão do *sounding* ocorre a cada 10 subquadros e quando não é transmitido o *sounding*.

7.1.1 Simulação com o algoritmo aleatório

Para o algoritmo aleatório é ilustrado na Figura 7.1, a CDF (Função de distribuição de probabilidade cumulativa) do SINR, que a distribuição de SINR é a mesma para todos os tipos de utilização do *sounding*. Temos a mesma curva pois a alocação dos usuários nesse algoritmo não depende do canal, com isso, a alocação será a mesma para todos os usuários, já que temos a mesma semente para o gerador aleatório. Como temos a mesma alocação de recursos, somente o usuário que transmitir, terá o seu SINR medido, resultando nas mesmas medidas.

As relações de ganho e perda serão definidas em relação a não utilização do *sounding* naquele determinado momento. Ou seja, se tivermos um ganho de 10% para o caso em que temos o *sounding* em todos os subquadros, significa que quando comparado a utilização do *sounding* com a não utilização do mesmo resultou em um ganho de 10%.

Na Figura 7.2, a taxa de transmissão efetiva por usuário (já desconsiderando os bits de codificação), podemos verificar que quando temos somente 10 usuários, quando o *sounding* é transmitido em todos os subquadros foi encontrado uma perda de 11%, que é devido ao símbolo que é reservado para o *sounding*. Para os casos em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 e 10 subquadros é encontrado o mesmo resultado da transmissão contínua do *sounding*. Com poucos

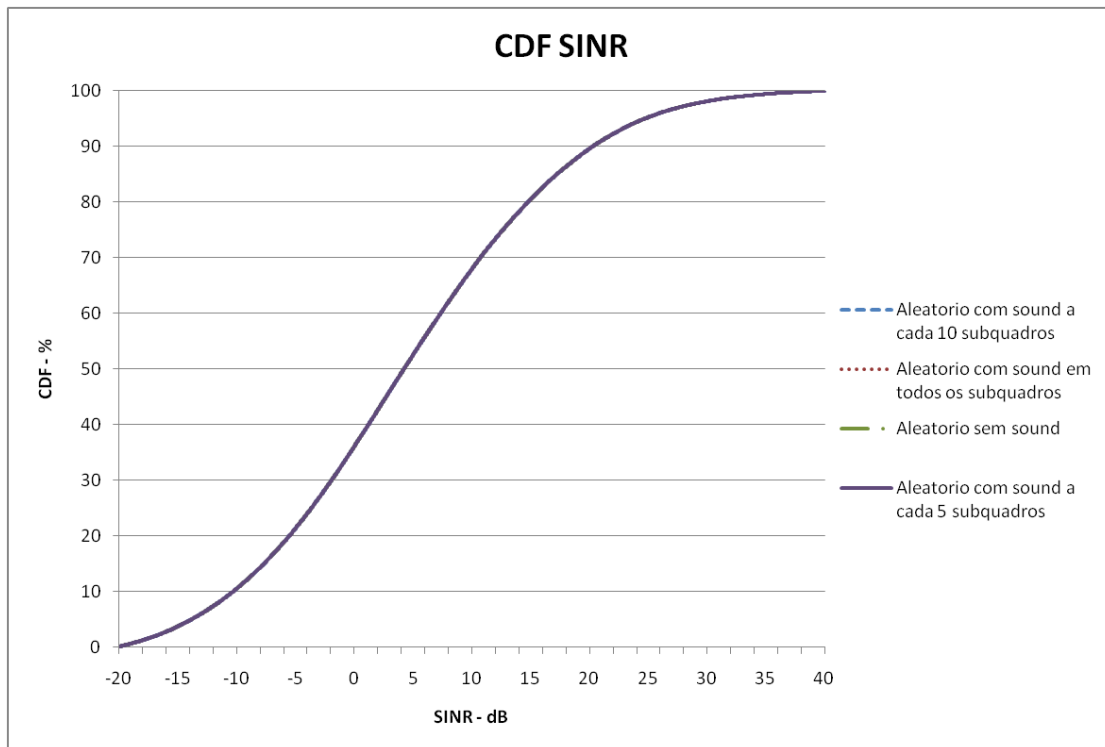


Figura 7.1: CDF da SINR com o uso do algoritmo aleatório

usuários a utilização do *sounding* para esse algoritmo não é eficiente, já que com menos usuários a estação rádio base poderá alocar mais recursos para um mesmo usuário e, conseqüentemente, a estação rádio base terá rapidamente conhecimento do canal de todos os usuários. A utilização do *sounding* para esse caso acarreta uma perda devido à utilização de um símbolo a cada *slot* para transmissão do *sounding*.

No caso em que não é transmitido o *sounding*, é obtido uma taxa efetiva de 3,17 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, temos uma taxa 2,86 Mbps, para o caso 2 temos 3,17 Mbps e para o caso 3 temos 3,17 Mbps.

Com 20 usuários por eNodeB continuamos com uma perda, agora de apenas 4% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, agora temos um ganho de 4%, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 2% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 30 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 1% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 9% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 6% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 40 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 8% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 16% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 13% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Uma justificativa para o crescimento destes ganhos à medida que aumentamos o número de

usuários, pode ser devido a diversidade multiusuário, já que à medida que aumenta o número de usuários no sistema, aumenta a probabilidade de ser escolhido um usuário com boas condições de transmissão.

Para o algoritmo aleatório o *sounding* não nos proporcionará um ganho satisfatório, pois o algoritmo não considera a qualidade do canal na alocação dos recursos. Entretanto, com o *sounding* teremos uma melhora no desempenho do sistema, devido à escolha da modulação, já que, com um melhor conhecimento do canal, poderemos escolher modulações mais fiéis ao canal, com isso diminuiremos as falhas de transmissão e teremos um aumento na taxa de transmissão quando utilizamos o *sounding*.

Também devido à não utilização da qualidade do canal para o agendamento dos usuários, para esse algoritmo o *sounding* não conseguirá interferir na justiça do sistema, ou seja, o algoritmo continuará justo, onde a maioria dos usuários podem transmitir, mas o sistema terá um baixo desempenho com uma baixa taxa de transmissão.

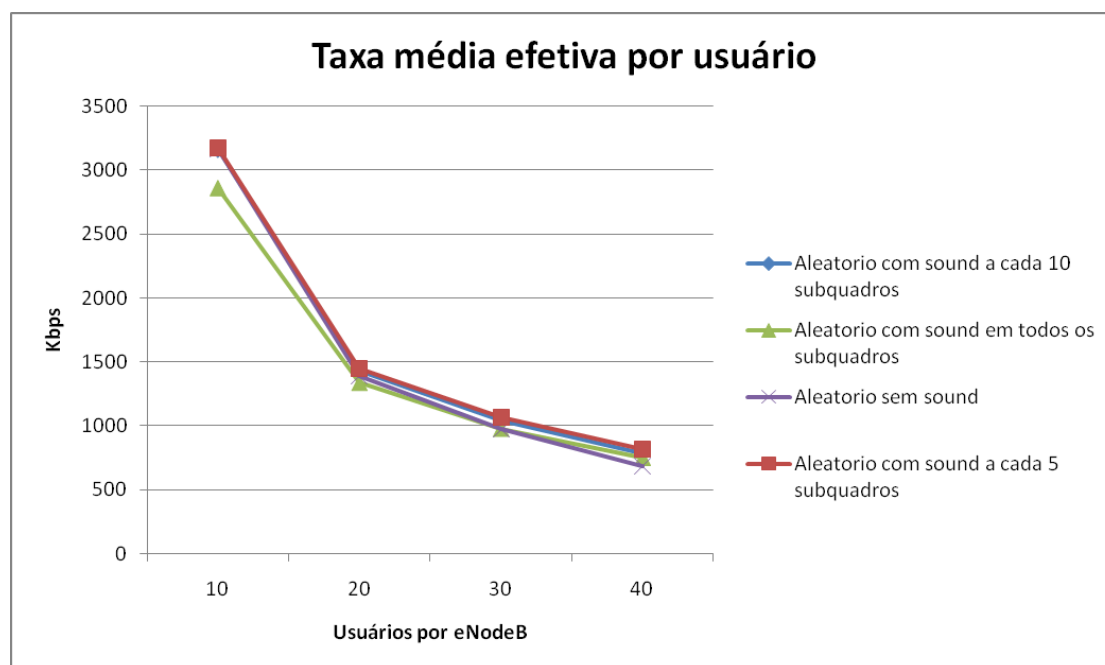


Figura 7.2: Taxa média efetiva por usuário para o algoritmo aleatório

Na Figura 7.3 onde temos a taxa de transmissão efetiva por eNodeB (já desconsiderando os bits de codificação), podemos verificar que quando temos somente 10 usuários, para o caso 1 temos uma perda de 11%, que é devido ao símbolo que é reservado para o *sounding*. Para os casos 2 e 3 temos o mesmo resultado do *sounding*.

No caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. conseguimos uma taxa efetiva de 10,6 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros temos uma taxa 9,6 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros temos 10,5 Mbps e para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. temos 10,6 Mbps.

Com 20 usuários por eNodeB continuamos com uma perda, agora de apenas 4% para o caso

em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, agora temos um ganho de 4%, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 2% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 30 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 1% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 9% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 6% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 40 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 8% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 16% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 13% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

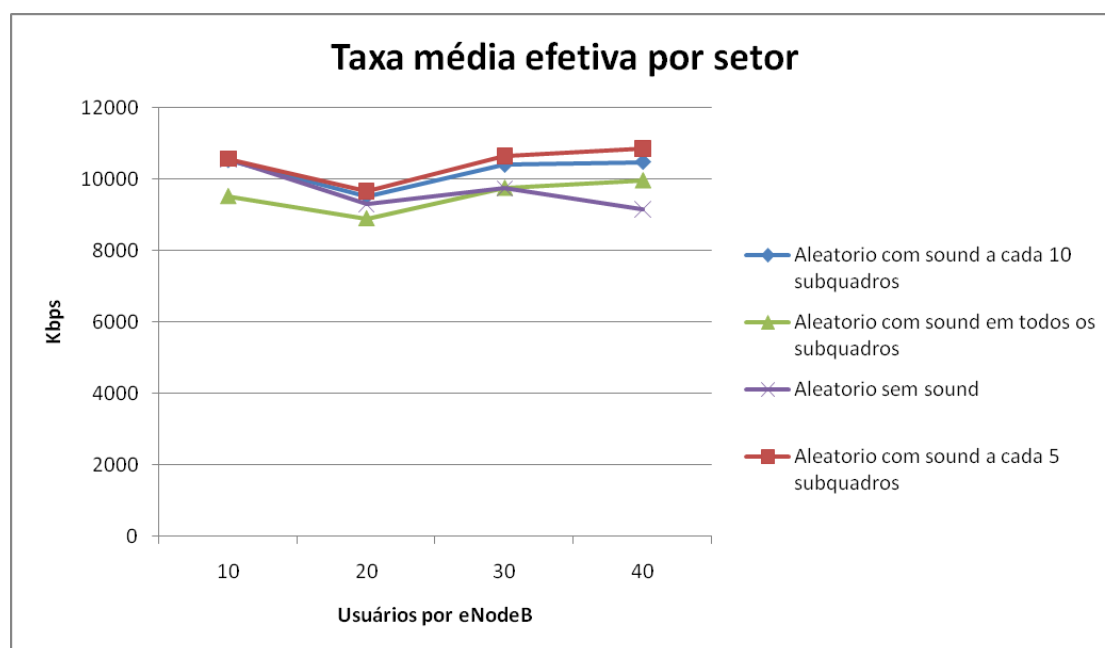


Figura 7.3: Taxa média efetiva por setor para o algoritmo aleatório

Na Figura 7.4 temos a CDF da taxa de transmissão que é utilizado para a verificação da injustiça do sistema. Podemos perceber que com o a utilização do *sounding* temos um aumento na taxa mínima do sistema. Por meio desse gráfico podemos perceber que todos os usuários transmitem e que isso acontece devido ao algoritmo ter a mesma probabilidade para todos os usuários e não considerar a qualidade do canal na métrica de alocação.

Percebemos que com a utilização do *sounding* temos um ganho no sistema. Temos uma pequena melhora na taxa mínima do sistema, devido a uma adaptação de enlace mais condizente com a realidade e um aumento da taxa mínima do sistema. Por exemplo, sem a utilização do *sounding* 50% dos usuários tem uma taxa de transmissão de dados maior que 1,37 Mbps enquanto que com a utilização do *sounding* a cada 10 sub-quadros, temos que, 50% dos usuários têm uma taxa de transmissão maior que 1,51 Mbps. Isso ilustra um ganho de 10% na taxa mínima de transmissão.

Como pode ser visto na Figura 7.5, temos um aumento na utilização do MCS 0 à medida que ficamos mais tempo sem utilizar o *sounding*. O MCS -1 significa que não temos boas condições no

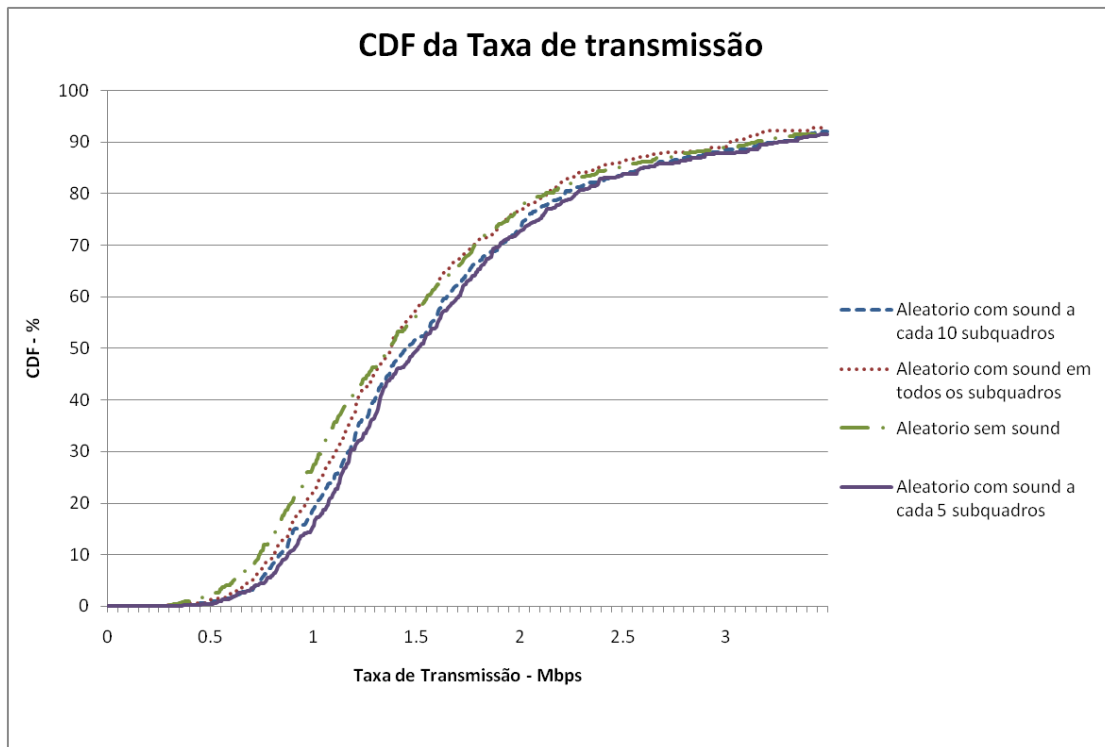


Figura 7.4: CDF da taxa de transmissão para o algoritmo aleatório

canal para realizarmos a transmissão. Podemos perceber que quando não temos o uso do *sounding* não temos o conhecimento do canal e não poderemos selecionar o MCS adequado, por isso sempre é selecionado o MCS 0, que é o esquema de modulação mais robusto. Quando temos a utilização do *sounding*, praticamente não temos o uso do MCS 0 e MCS -1, isso porque o sistema conhece o canal e escolhe a modulação adequada ao canal.

Para o algoritmo aleatório vimos que o *sounding* conseguirá um ganho de até 16% quando tivermos 40 usuários por eNodeB. Apesar do algoritmo desconsiderar o canal na alocação dos recursos, o conhecimento do canal é de extrema importância para o sistema, pois esse deverá fazer a adaptação de enlace de forma a conseguir aproveitar melhor o canal. Para este algoritmo a utilização do *sounding* serve para melhorar a taxa de transmissão do sistema através de uma adaptação de enlace mais realista. Já a justiça do sistema não é alterada, devido a esta ser totalmente dependente da forma de alocação dos recursos.

Em relação ao algoritmo ótimo definido, o algoritmo aleatório se aproxima da característica de justiça, já que os recursos são alocados de forma aleatória e com uma probabilidade igual para todos os usuários. Já no quesito de maximização da taxa de transmissão, o algoritmo não consegue se aproximar da taxa de transmissão esperada que é limitada pela capacidade de canal. Com a utilização do *sounding* o algoritmo melhora a taxa de transmissão do sistema.

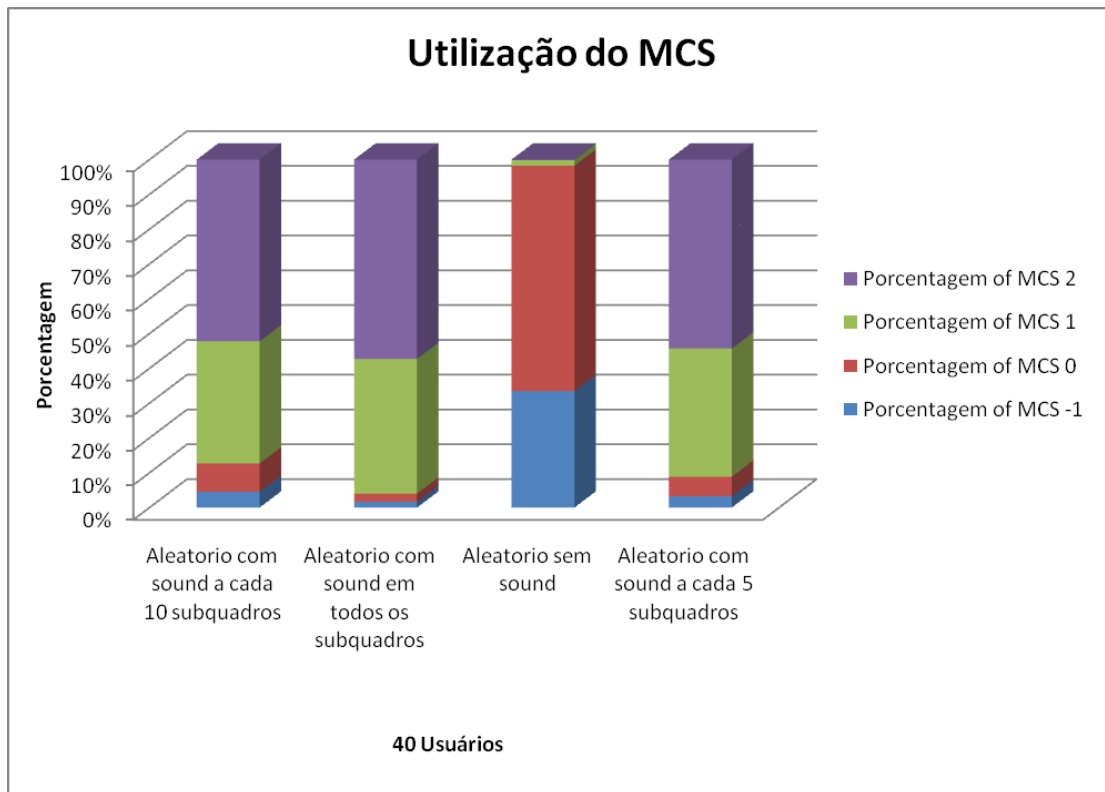


Figura 7.5: Utilização do MCS para o algoritmo aleatório

7.1.2 Simulação com o algoritmo Maximização da taxa de transmissão - Maximum Rate

Para o algoritmo de maximização da taxa podemos perceber através da figura 7.6, que ilustra a CDF (Função de distribuição de probabilidades cumulativas) do SINR, que sem o *sounding* temos usuários com SINRs alocados piores que quando utilizamos o *sounding*. Por exemplo, 50% das amostras quando não utilizamos o *sounding* apresentaram SINR maior 6.3dB, enquanto que para o caso, em que temos o *sounding* a cada 5 subquadros, temos 50% das amostras com SINR maior que 11dB. Isso acontece porque o algoritmo privilegia somente os usuários com os melhores canais. Com a utilização do *sounding* teremos conhecimento dos canais e poderemos escolher os melhores usuários, já sem o *sounding* o sistema seleciona os melhores canais dentre os que ele tem conhecimento. Na maioria das vezes esses usuários selecionados não são os melhores do sistema, pois o estação rádio base, não tem conhecimento de toda a rede

Na Figura 7.7 onde temos a taxa de transmissão efetiva por usuário, podemos verificar que quando temos somente 10 usuários, para o caso 1 temos uma perda de 15% e para o caso 2 uma perda de 1% que são devido aos símbolos que são reservados para o *sounding*. Para o caso 3 temos praticamente o mesmo resultado. Com isso podemos verificar que para 10 usuários o *sounding* não deve ser utilizado, pois somente teremos o desperdício dos recursos reservados para a estimativa do canal.

No caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. conseguimos uma taxa efetiva de 1,84 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros

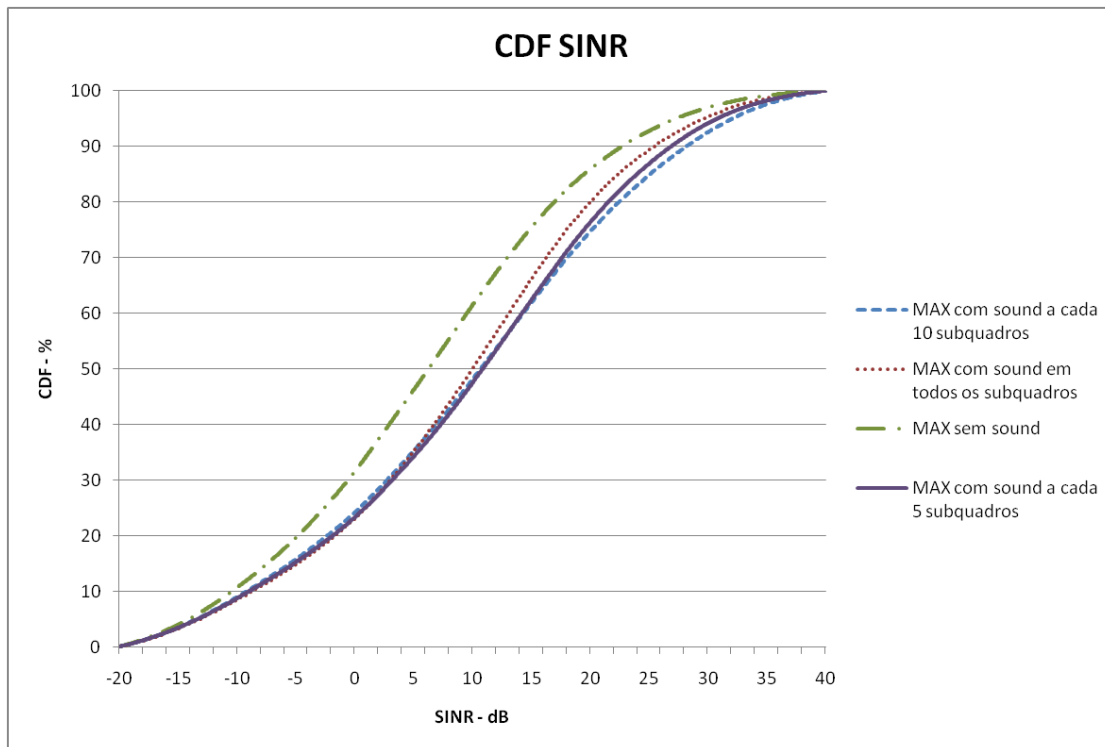


Figura 7.6: CDF da SINR para o algoritmo de maximização da taxa

temos uma taxa 1,6 Mbps Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros temos 1,82 Mbps e para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. temos 1,84.

Com 20 usuários por eNodeB continuamos com uma perda, agora de apenas 4% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, agora temos um ganho de 2%, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 11% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 12 subquadros.

Com 30 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 9% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 20% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 20% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 40 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 2% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 14% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 15% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

No caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. conseguimos uma taxa efetiva de 1,84 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros temos uma taxa 1,6 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros temos 1,82 Mbps e para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. temos 1,84 Mbps.

Com 20 usuários por eNodeB começamos com um ganho de 2% para o caso em que o *sounding*

é transmitido em todos os subquadros, agora temos um ganho de 11%, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 12% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 30 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 9% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 20% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 20% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 40 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 2% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 14% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 15% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

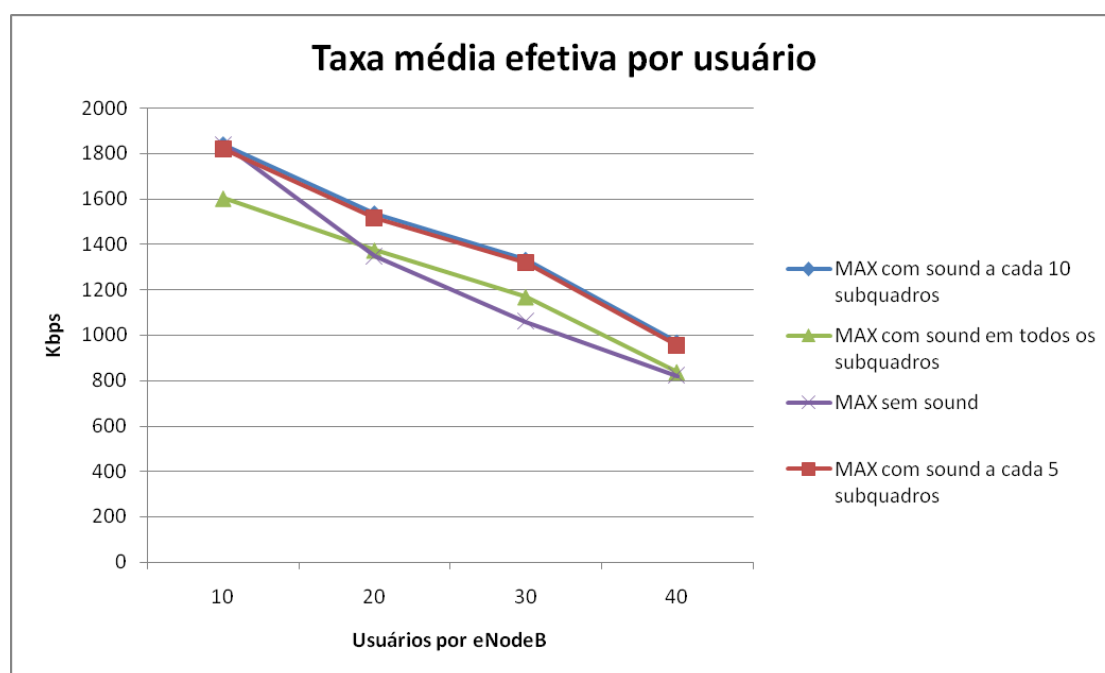


Figura 7.7: Taxa efetiva média por usuário para o algoritmo de maximização da taxa

Na Figura 7.8 onde temos a taxa de transmissão efetiva por eNodeB, podemos verificar que quando temos somente 10 usuários, para o caso 1 temos uma perda de 15% e para o caso 2 uma perda de 1% que são devido aos símbolos que são reservados para o *sounding*. Para o caso 3 temos praticamente o mesmo resultado. Com isto podemos verificar que para 10 usuários o *sounding* não deve ser utilizado, pois somente teremos o desperdício dos recursos reservados para a estimativa do canal.

No caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. conseguimos uma taxa efetiva de 6,14 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros temos uma taxa 5,34 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros temos 6,04 Mbps e para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. temos 6,13 Mbps.

Com 20 usuários por eNodeB começamos com um ganho de 2% para o caso em que o *sounding*

é transmitido em todos os subquadros, agora temos um ganho de 11%, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 12% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 30 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 9% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 20% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 20% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 40 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 2% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 14% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 15% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Para esse algoritmo é essencial a utilização do *sounding*, pois a métrica para a alocação é o melhor canal. Por isto, é essencial o conhecimento do canal de todos os usuários. Com o conhecimento do canal o sistema poderá alocar recursos para os melhores usuários que possam transmitir utilizando o melhor esquema de modulação, para esse caso o MCS 2.

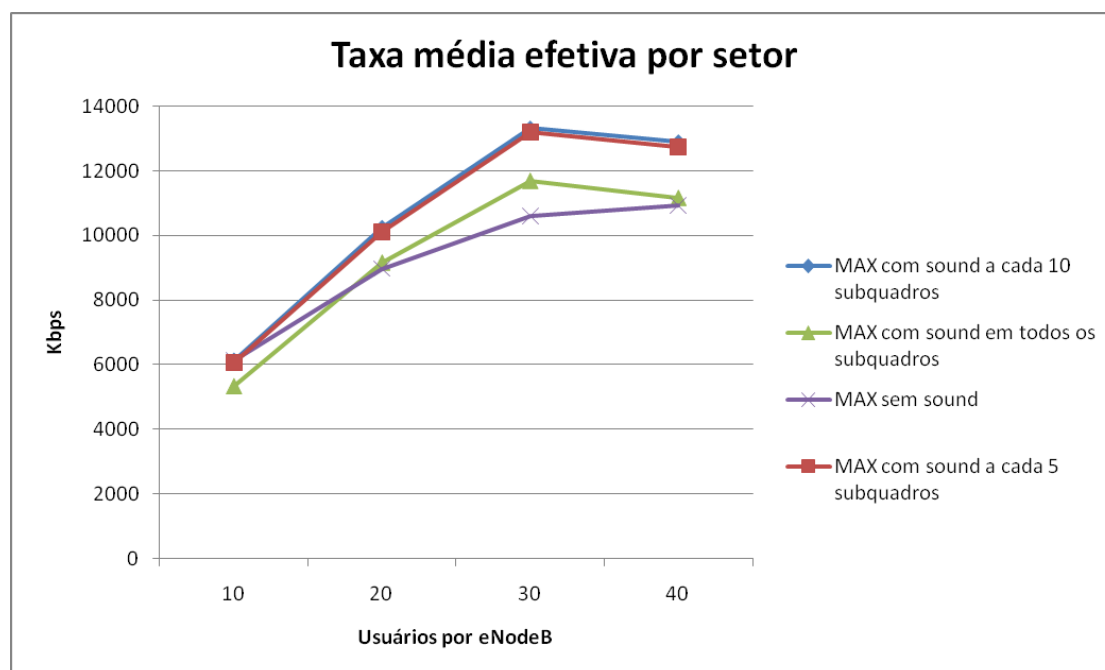


Figura 7.8: Taxa média efetiva por setor para o algoritmo de maximização da taxa

Na Figura 7.9 temos a CDF da taxa de transmissão que é utilizado para a verificação da injustiça do sistema. Podemos verificar que com a utilização do *sounding* temos um aumento na justiça já que, sem o uso do *sounding*, apenas 14% dos usuários transmitem e alocam todos os recursos do sistema. Para os casos onde em que são utilizados o *sounding* temos 38%, 47% e 49% respectivamente. Podemos verificar a grande influência do *sounding* na alocação de recursos, mesmo em um algoritmo de alocação como o de maximização da taxa de transmissão, onde o objetivo é alocar somente os melhores usuários independente da justiça do sistema.

Como pode ser visto na Figura 7.10, temos um aumento na utilização do MCS 0 à medida que

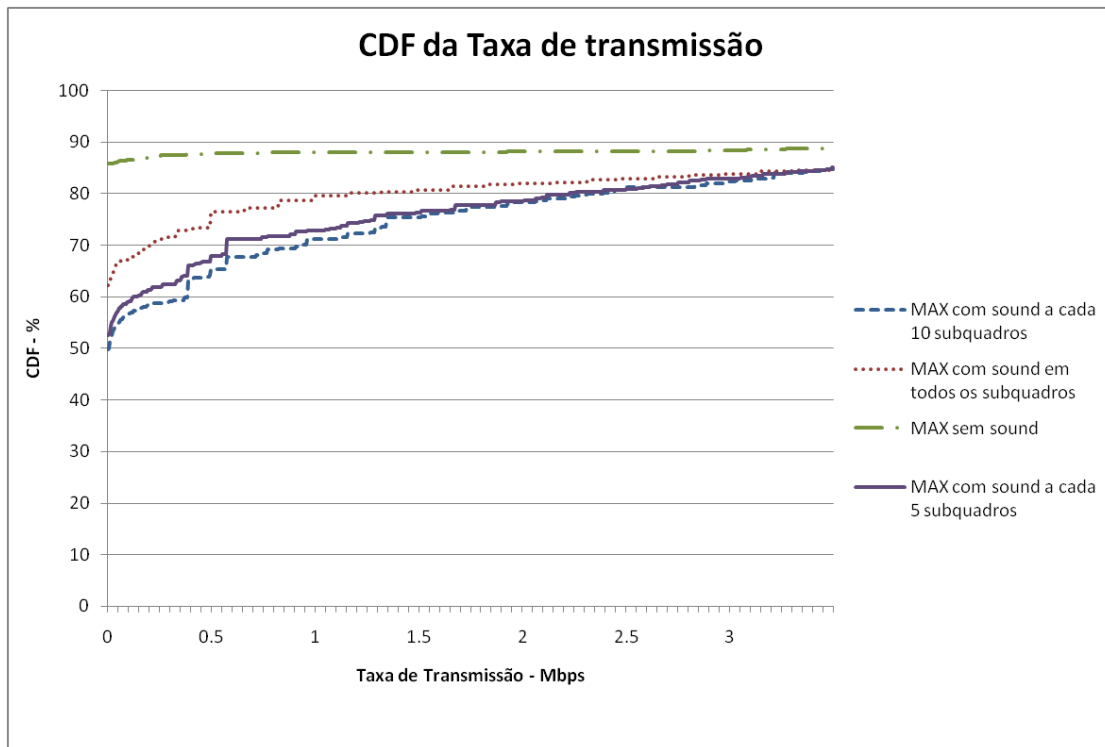


Figura 7.9: CDF da taxa de transmissão para o algoritmo de maximização da taxa

ficamos mais tempo sem utilizar o *sounding*. Quando não é utilizado o *sounding* o comportamento é igual aos demais algoritmos, alocamos o MCS 0 na maioria das transmissões. Quando temos a utilização do *sounding*, praticamente não temos o uso do MCS 0 e MCS -1, como estamos utilizando o algoritmo de maximização, 86% das transmissões são feitas utilizando o MCS 2.

Para o algoritmo de maximização da taxa de transmissão, podemos verificar que a utilização do *sounding* é essencial, pois foi obtido um ganho na taxa de transmissão de 20% e conseguimos aumentar a quantidade de usuários contemplados com recursos de 14% para 49%. Esse resultado é muito satisfatório, pois com a utilização do *sounding* temos um algoritmo mais propício a ser implementado nas atuais redes celulares.

Em relação ao algoritmo ótimo definido, o algoritmo de maximização atinge a característica de maximização da taxa de transmissão, já que os recursos são alocados para os usuários que consigam a melhor taxa de transmissão para o sistema. Entretanto quando não temos o *sounding* essa taxa é maximizada somente considerando os usuários que o sistema tem conhecimento do canal. Já no quesito de justiça, o algoritmo não consegue se aproximar do nível de justiça ideal. Com a utilização do *sounding* o algoritmo melhora a justiça do sistema e aumenta a taxa de transmissão.

7.1.3 Simulação com o algoritmo de Justiça Proporcional - Proportional fairness schedule

Para o algoritmo de justiça proporcional, podemos perceber através da figura 7.11, que ilustra a CDF (Função de distribuição de probabilidades cumulativas) do SINR, que temos usuários com SINRs alocados piores que quando utilizamos o *sounding*. Por exemplo, 50% das amostras quando

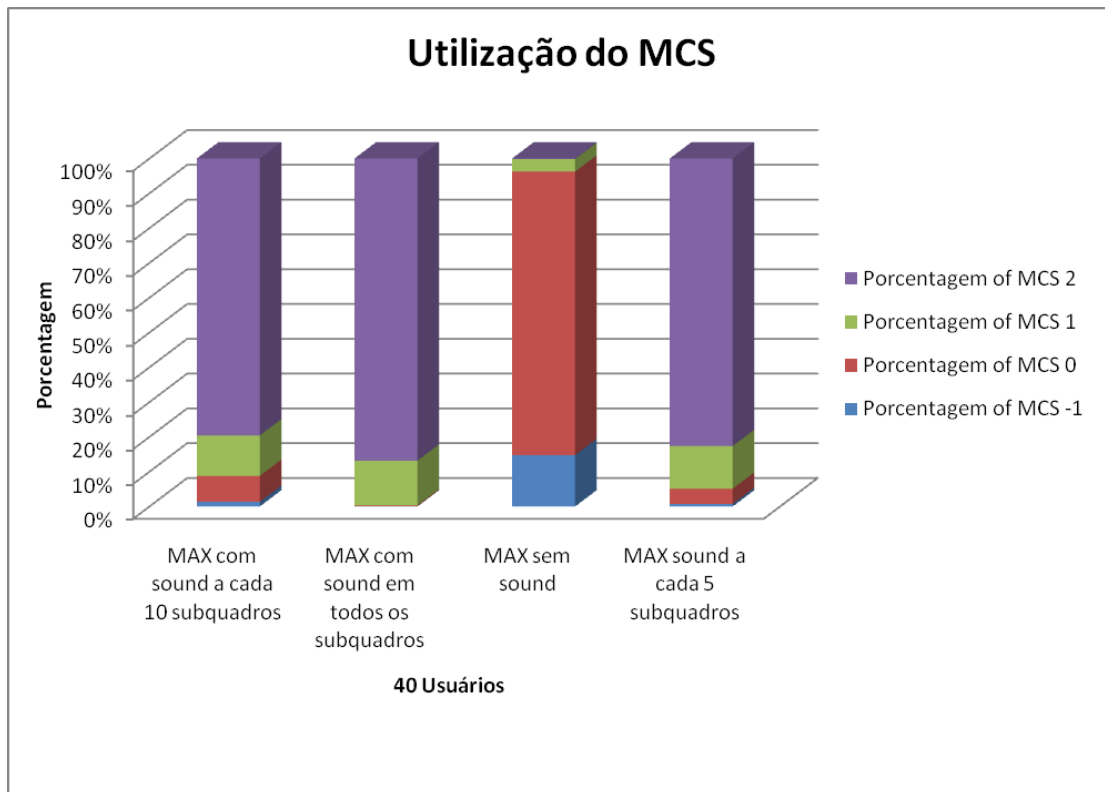


Figura 7.10: Utilização do MCS para o algoritmo de maximização da taxa

não utilizamos o *sounding* apresentaram SINR maior que 2,2dB, enquanto que quando utilizamos o *sounding* este número sobe para 2,7dB; que significa dizer que tivemos um ganho de 19% em relação a quantidade de usuários com melhores condições de rádio.

Podemos verificar que este algoritmo é um balanceamento entre o algoritmo de maximização da taxa de transmissão e o algoritmo aleatório. Podemos verificar através da figura 7.11 que, apesar de considerarmos a justiça como parâmetro no cálculo da métrica de alocação, ainda temos melhores usuários transmitindo em relação ao aleatório. Isso pode ser comprovado pelos melhores níveis de SINR.

Na Figura 7.12 onde temos a taxa de transmissão efetiva por usuário, podemos verificar que quando temos somente 10 usuários, para o caso 1,2 e 3 temos um ganho de 7%, 18% e 15% respectivamente.

No caso em que não temos a utilização do *sounding*. conseguimos uma taxa efetiva de 2,47 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros temos uma taxa 2,65 Mbps, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros temos 2,83 Mbps e para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros. temos 2,79 Mbps.

Com 20 usuários por eNodeB começamos com um ganho de 4% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, agora temos um ganho de 9%, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 2% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

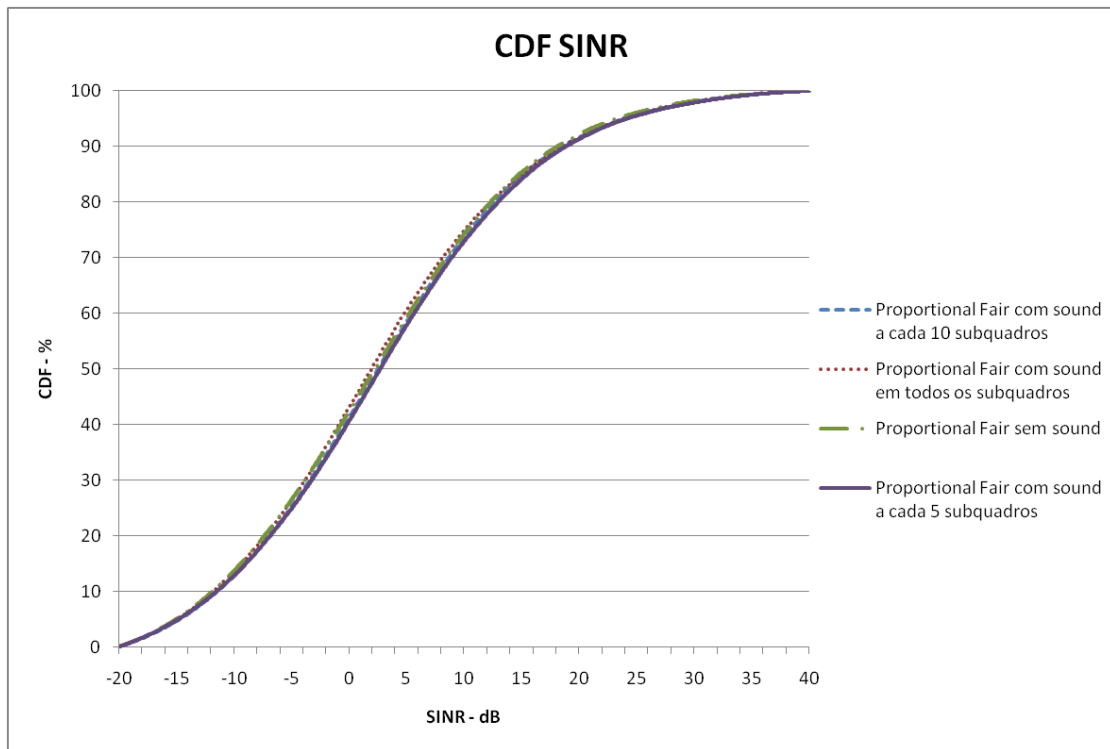


Figura 7.11: CDF da SINR para o algoritmo de justiça proporcional

Com 30 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 10% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 19% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 17% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 40 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 13% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 21% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 21% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Podemos verificar que para este algoritmo, é muito importante a utilização do *sounding*, já que podemos conseguir um ganho de até 21%.

Na Figura 7.13 onde temos a taxa de transmissão efetiva por eNodeB, podemos verificar que quando temos somente 10 usuários, para os casos em que temos o *sounding* para todos os subquadros, a cada 5 subquadros e a cada 10 subquadros temos um ganho de 7%, 18% e 15% respectivamente. No em que não é utilizado o *sounding* conseguimos uma taxa efetiva de 9,1 Mbps, para o caso 1 temos uma taxa 10,5 Mbps, para o caso 2 temos 11,6 Mbps e para o caso 3 temos 11,2 Mbps.

Com 20 usuários por eNodeB começamos com um ganho de 4% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, agora temos um ganho de 9%, para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 2% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 30 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 10% para o caso em que o *sounding*

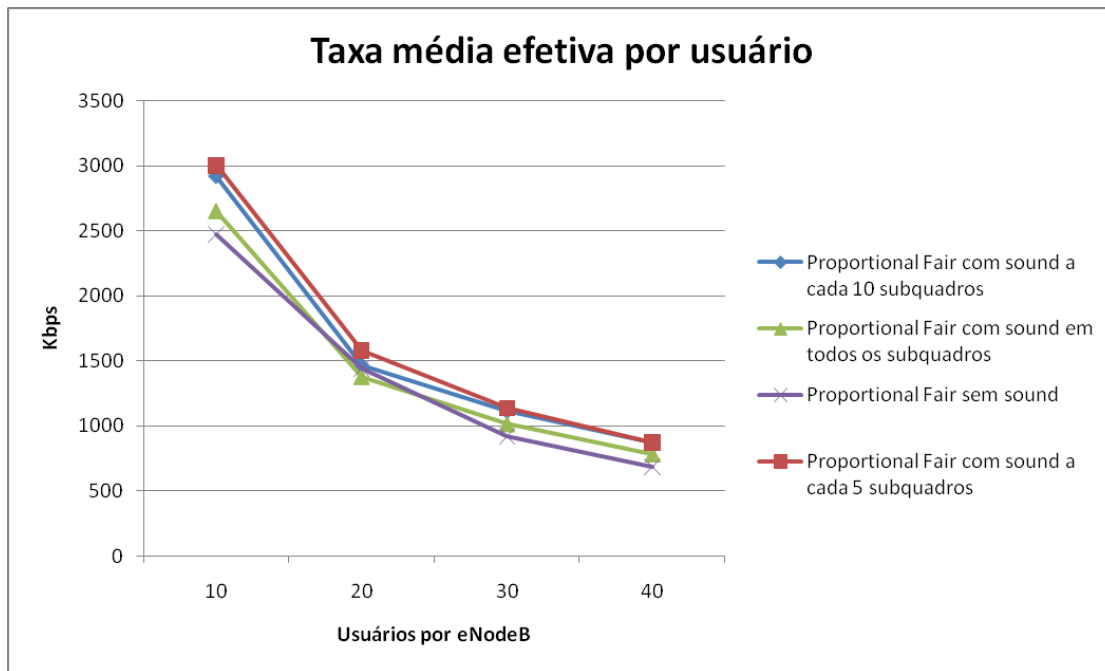


Figura 7.12: Taxa efetiva média por usuário para o algoritmo de justiça proporcional

é transmitido em todos os subquadros, 19% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 17% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Com 40 usuários por eNodeB começamos a ter um ganho de 13% para o caso em que o *sounding* é transmitido em todos os subquadros, 21% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 5 subquadros e 21% para o caso em que o *sounding* é transmitido em intervalos de 10 subquadros.

Na Figura 7.14 temos a CDF da taxa de transmissão e podemos verificar que para algoritmos que já consideram a justiça como métrica de alocação de recursos o ganho com a utilização do *sounding* é menor, mas não menos significativo que em outros algoritmos, pois para o caso do algoritmo de justiça proporcional conseguimos aumentar a taxa mínima do usuário.

Para este caso o intervalo do *sounding* pode ser aumentado já que o algoritmo leva em consideração o tempo passado na métrica de alocação e com isso uma estimativa do canal será usada por mais tempo que os outros algoritmos. Isso significa dizer que podemos utilizar o *sounding* com menos frequência e conseguirmos um melhor ganho, entretanto, pode ser verificado que com a utilização do *sounding* a cada 5 sub-quadros temos um melhor resultado que com a utilização a cada 10 sub-quadros.

Quando não temos o *sounding* temos ainda 0.4% de usuários que não transmitem isso é uma melhora significativa em relação ao de maximização da taxa, onde somente 14% dos usuários transmitiam.

Como pode ser visto na Figura 7.15, Temos um aumento na utilização do MCS 0 à medida que ficamos mais tempo sem utilizar o *sounding*. Quando não é utilizado o *sounding* o comportamento é igual aos demais algoritmos, pois alocamos o MCS 0 na maioria das transmissões. Quando temos a

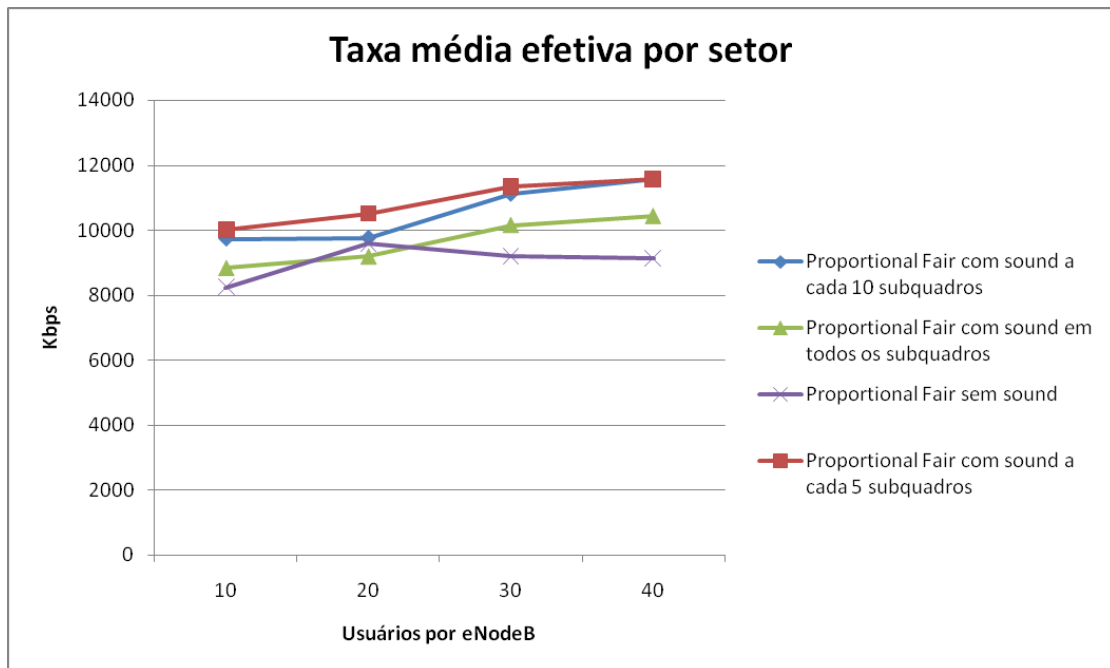


Figura 7.13: Taxa média efetiva por setor para o algoritmo de justiça proporcional

utilização do *sounding*, praticamente não temos o uso do MCS 0 e MCS -1, como estamos utilizando o algoritmo de justiça proporcional, temos um maior balanceamento no uso dos esquemas MCS 1 e MCS 2.

O algoritmo de justiça proporcional não atinge a característica de maximização da taxa de transmissão nem a característica de justiça definida para o algoritmo ótimo. O objetivo deste algoritmo é conseguir um pouco das duas características do algoritmo ótimo. Com a utilização do *sounding* o algoritmo melhora a taxa de transmissão do sistema.

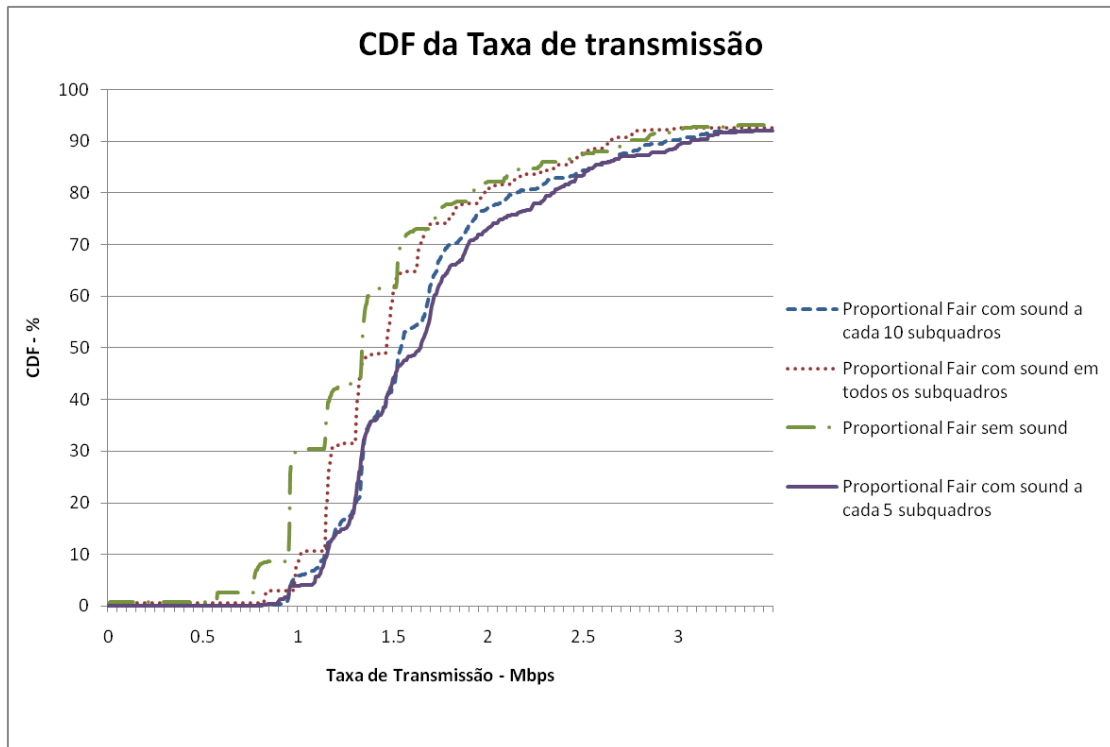


Figura 7.14: CDF da taxa de transmissão para o algoritmo de justiça proporcional

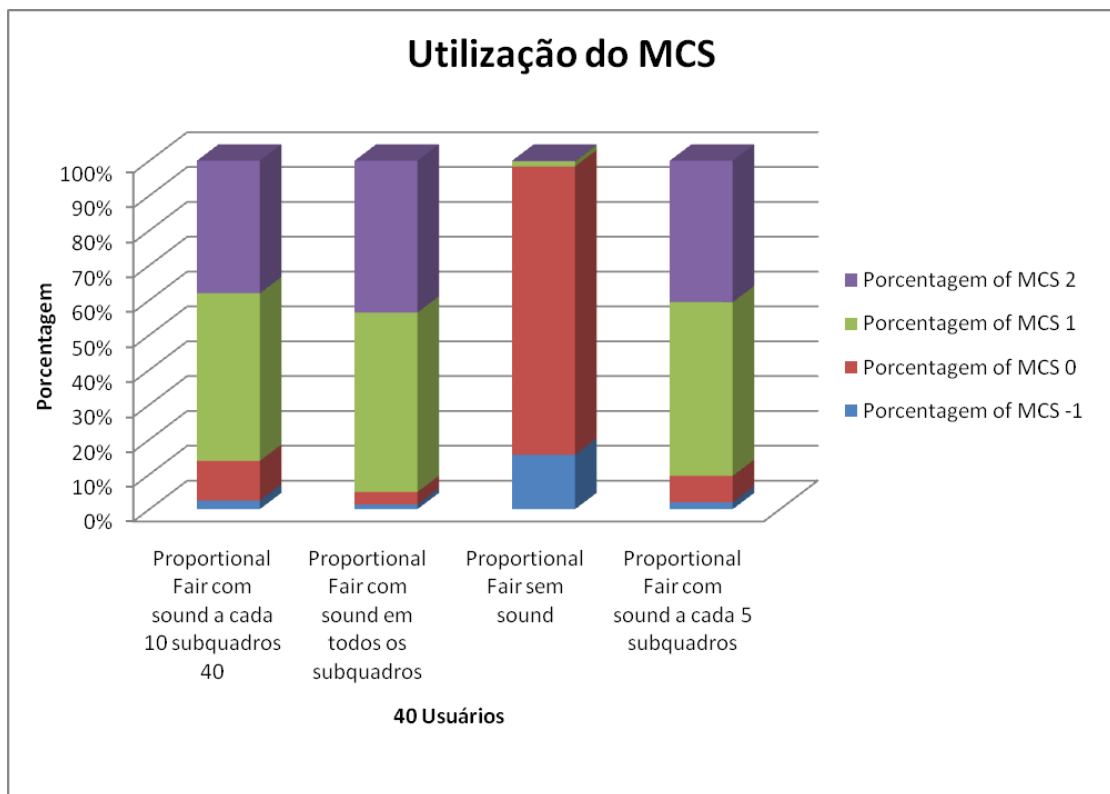


Figura 7.15: Utilização do MCS para o algoritmo de justiça proporcional

Capítulo 8

Conclusões e trabalhos futuros

A partir dos resultados encontrados, podemos concluir que a utilização do *sounding*, é de extrema importância em sistemas que usam o canal para fazer a alocação de recursos e a adaptação de enlace. Assim, o seu uso deve ser planejado, de forma que não seja utilizado em todos os sub-quadros, pois, apesar de conseguir resultados melhores que um sistema sem o *sounding*, não é a forma ótima de utilização. A forma ótima de utilização do *sounding* é em intervalos maiores, como as simulações feitas a cada 5 ou 10 sub-quadros, tendo em vista que para esse intervalo é importante levarmos em consideração os efeitos do doppler causado pela velocidade do móvel.

É importante fazer o dimensionamento do sistema, levando em consideração a quantidade média de usuários na célula e a velocidade do móvel, pois a quantidade de usuários na célula poderá servir de estimativa para a verificação da diversidade multiusuário, ou seja, se tivermos poucos usuários, o *sounding* pode ser utilizado em intervalos ainda menores, pois os usuários terão mais recursos e conhecerão o canal mais rapidamente. Já a velocidade, essa terá impacto diretamente no *sounding*, pois, quanto maior a velocidade, maior será a velocidade de mudança do canal, sendo necessário uma estimativa mais rápida do canal com a diminuição do intervalo entre o *sounding*.

Houve um ganho de taxa de transmissão em todos os algoritmos estudados, e para alguns algoritmos tivemos um ganho com o aumento da justiça do sistema. No algoritmo aleatório o uso do *sounding* é importante, apesar deste algoritmo não levar em consideração a qualidade do canal para a alocação. Com o *sounding* o sistema terá conhecimento do canal e permitirá uma correta estimativa do esquema de modulação, o que ajudará a aumentar a taxa de transmissão do sistema já que, se o sistema não conhecer o canal, deverá ser utilizada a modulação mais robusta. O resultado, nesse caso, é um desperdício de recursos, pois talvez o usuário tenha condições de transmitir mais informações utilizando modulações menos robustas e não transmite pois não conhece o canal. Para este algoritmo, tivemos um ganho de 16% na taxa de transmissão.

O ganho mais satisfatório foi encontrado com a utilização do algoritmo de maximização da taxa de transmissão. Nesse algoritmo tivemos uma melhora na justiça do sistema. Como pudemos ver, sem a utilização do *sounding*, apenas 14% dos usuários transmitiam, e com a utilização deste passamos a ter a transmissão de 49% dos usuários. Isto é muito importante para este algoritmo, uma vez que este não considera nenhum parâmetro de justiça na sua métrica de alocação. Para a taxa de transmissão também tivemos um ganho de 21% com a utilização do *sounding*.

O algoritmo de justiça proporcional também apresentou ganhos, principalmente na taxa de transmissão, onde obtivemos um ganho de 21% com a utilização do *sounding*, já para a justiça não houveram alterações na quantidade de usuários alocados e sim na taxa mínima do sistema, pois, com a utilização do *sounding*, conseguimos aumentar a taxa mínima do sistema em 17% quando temos 50% dos usuários. Isso significa dizer que 50% dos usuários estão transmitindo com taxas 17% maior.

Para algoritmos que já consideram a justiça como parâmetro no cálculo da métrica, temos um ganho na taxa de transmissão do sistema e no aumento da taxa mínima de transmissão. Para todos os algoritmos precisamos utilizar o *sounding*, pois teremos uma melhor exploração do canal.

Verificamos que não se deve utilizar o *sounding* em todos os sub quadros, pois teremos um desperdício de recursos, já que deveremos alocar um símbolo para o *sounding*. Assim, a forma ótima de utilização do *sounding* é em intervalos que podem variar de acordo com o número de sub quadros. Os dois intervalos estudados no trabalho (5 e 10 sub-quadros) apresentam valores bem próximos.

Para dar continuidade aos estudos da estimativa do canal, voltado para o LTE, temos algumas sugestões para trabalhos futuros, conforme os tópicos abaixo:

- Utilização dos grupos de blocos de recursos para alocação;
- Implementação de um cálculo de perda de pacote mais realista;
- Teste do *sounding* com outros algoritmos de alocação de recursos;
- Otimizar o algoritmo do simulador, para que possam ser realizadas simulações maiores.
- Implementação de um planejamento de frequência, para um cálculo de interferência mais realista.
- Implementação dos elementos de recursos utilizados para a sinalização.
- Utilização do *sounding* em redes com múltiplas antenas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] RABELO, G. S. *desenvolvimento de uma ferramenta de simulação sistêmica para o estudo de alocação de recursos em sistemas mimo/ofdm*. Trabalho de Graduação, Faculdade de Tecnologia, Brasília: [s.n.], Julho 2008.
- [2] PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, v. 5, n. ISSN 1516-12338, Junho 2002.
- [3] CHANG, R. W.; HILL, M. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Novembro 1966. U.S PATENT.
- [4] CHANG, R. W.; GIBBY, R. A. A theoretical study of na orthogonal multiplexing data transmission scheme. *Trans. On. Communications*, n. 16(4), p. 529–540, Agosto 1968.
- [5] CIMINI, L. Analysis and simulation of a digital mobile channel, using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. On. Communications*, n. 33(7), p. 665–675, Julho 1985.
- [6] RAPPAPORT, T. S. *Wireless communications: principles and practice*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1996.
- [7] WANG, H. V. P. X. *Wireless communication systems: advanced techniques for signal reception*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2003.
- [8] JÚNIOR, H. J. da S.; COSTA, L. de O. *Busca de Códigos Convolucionais Utilizando Sistemas Paralelos*. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS, ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO, Janeiro 2004.
- [9] PRASAD, R.; NEE, R. V. *OFDM for Wireless Communications Systems*. [S.l.]: Artech House, 2004.
- [10] ANDREWS, J. G.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. *Fundamentals of WIMAX, Understanding Broadband Wireless Networking*. [S.l.]: Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2007.
- [11] HANZO et al. Ofdm and mc-cdma for broadband multi-user communications, wlans, and broadcasting. *Wiley-IEEE Press, Chichester, England*, n. ISBN 0-48085879, Agosto 2003.
- [12] SARI, H.; KARAM, G.; JEANCLAUDE, I. Transmission techniques for digital terrestrial tv broadcasting. *IEEE Commun. Mag.*, v. 33, n. 2, p. 100–109, Fevereiro 1995.

- [13] YE, L.; BURR, A. Frequency diversity comparison of coded sc-fde ofdm on different channels. *The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, n. 978-1-4244-1144-3, p. 1–5, Setembro 2007.
- [14] TUBBAX, J. et al. Ofdm versus single-carrier: A realistic multiple-antenna comparison. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, p. 1275–1287, Setembro 2004.
- [15] COON, J. et al. A comparison of mimo-ofdm and mimo-scfd in wlan environments. *IEEE GLOBECOM*, p. 1275–1287, Setembro 2004.
- [16] LI, J.; DU, Y.; LIU, Y. Comparison of spectral efficiency for ofdm and sc-fde under ieee 802.16 scenario. *The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2007.
- [17] FALCONER, D. et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Commun. Mag.*, v. 40, n. 4, p. 58–66, Abril 2002.
- [18] LIU MEMBER, I. Z. Maximum diversity in single-carrier frequency-domain equalization. *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, v. 51, n. 8, p. 2937–2940, Agosto 2005.
- [19] MYUNG, H. G. *Single Carrier Orthogonal Multiple Access Technique for Broadband Wireless Communications*. Tese (Doutorado) — POLYTECHNIC UNIVERSITY, Electrical Engineering, Janeiro 2007.
- [20] AGRAWAL, R. et al. Optimal scheduling for ofdma systems. *ETRI Journal - Signals, Systems and Computers, Fortieth Asilomar Conference*, p. 1347–1351, Outubro 2006.
- [21] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em www.3gpp.org, Title = Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN) (Release 7) - 3GPP TR 25.913-730, Year = 2009.
- [22] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em www.3gpp.org, Title = Feasibility study for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) and Universal Terrestrial Radio Access Network (UTRAN) (Release 7) - 3GPP TR 25.912, Year = 2009.
- [23] MYUNG, H. G.; LIM, J.; GOODMAN e D. J. Single carrier fdma for uplink wireless transmission. *IEEE Vehicular Technology Mag.*, v. 1, n. 3, Setembro 2006.
- [24] MYUNG, H. G.; LIM, J.; GOODMAN, D. J. Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping. *The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2006.
- [25] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em www.3gpp.org, Title = Physical Layer Aspects for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7) - 3GPP TS 25.814, Year = 2009.
- [26] DAHLMAN, E. et al. The 3g long-term evolution - radio interface concepts and performance evaluation. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) 2006 Spring, Melbourne, Australia*, Maio 2006.

- [27] WULICH, D.; GOLDFELD, L. Bound of the distribution of instantaneous power in single carrier modulation. *IEEE Trans. Wireless Communication*, v. 4, n. 4, p. 1773–1778, Julho 2005.
- [28] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Architecture description (Release 8) - 3GPP TR 36.401-850, Year = 2009.
- [29] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = 3GPP System Architecture Evolution: Report on Technical Options and Conclusions (Release 7) - 3GPP TR 23.882, Year = 2009.
- [30] SERVICES, T. S. G.; ASPECTS, S. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Network architecture (Release 8) - 3GPP TR23.002-820, Year = 2009.
- [31] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Physical Layer - General Description (Release 8) - 3GPP TR 36.201-830, Year = 2009.
- [32] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8) - 3GPP TR 36.211-860, Year = 2009.
- [33] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (Release 8) - 3GPP TR 36.212-860, Year = 2009.
- [34] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 8) - 3GPP TR 36.213-860, Year = 2009.
- [35] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer - Measurements (Release 8) - 3GPP TR 36.214-860, Year = 2009.
- [36] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Medium Access Control (MAC) protocol specification (Release 8) - 3GPP TR 36.321-850, Year = 2009.
- [37] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Radio Link Control (RLC) protocol specification (Release 8) - 3GPP TR 36.322-850, Year = 2009.
- [38] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Packet Data Convergence Protocol (PDCP) specification (Release 8) - 3GPP TR 36.323-850, Year = 2009.
- [39] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Radio Resource Control (RRC); Protocol specification (Release 8) - 3GPP TR 36.331-850, Year = 2009.

- [40] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 8) - 3GPP TS 36.101-810, Year = 2009.
- [41] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 8)- 3GPP TR36.104-850, Year = 2009.
- [42] DAHLMAN, E. et al. *3G Evolution - HSPA and LTE for Mobile Broadband*. [S.l.]: Elsevier, 2007.
- [43] NETWORK, T. S. G. R. A. [S.l.]. Disponível em *www.3gpp.org*, Title = Requirements for Further Advancements for E-UTRA (LTE-Advanced) (Release 8) - 3GPP TR36.913-800., Year = 2009.
- [44] KIM, D.-H.; RYU, B.-H.; KANG, C.-G. Packet scheduling algorithm considering a minimum bit rate for non-realtime traffic in an ofdma/fdd-based mobile internet access system. *ETRI Journal*, v. 26, n. 1, February 2004.
- [45] SVEDMAN, P. et al. Opportunistic beamforming and scheduling for ofdma systems. *KTH School of Electrical Engineering, Stockholm, SWEDEN. Electrical and Computer Engineering Dept. University of Delaware*, 2004.
- [46] LIM, J. et al. Proportional fair scheduling of uplink single-carrier fdma systems. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium*, p. 1-6, Setembro 2006.
- [47] SVEDMAN, P.; WILSON, S.; OTTERSTEN, B. A qos-aware proportional fair scheduler for opportunistic ofdm. *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, v. 1, p. 558-562, Setembro 2004.
- [48] SINGH, V.; SHARMA, V. Efficient and fair scheduling of uplink and downlink in iee 802.16 ofdma networks. *Wireless Communications and Networking Conference, 2006. WCNC 2006. IEEE*, v. 2, p. 984-990, Abril 2006.
- [49] YUE-YUN, C.; XIAO-HUI, D. A novel sub-carrier allocation algorithm in 3g lte system. *Wireless, Mobile and Sensor Networks*, n. 978-0-86341-836-5, p. 474-477, Dezembro 2007.
- [50] WANG, H.; JIANG, D. A novel bidirectional resource allocation to decrease signaling for retransmission in lte system. *Vehicular Technology Conference*, n. 978-1-4244-1644-8, p. 2269-2271, Maio 2008.
- [51] WANG, H.; JIANG, D. Performance comparison of control-less scheduling policies for voip in lte ul. *Wireless Communications and Networking Conference*, v. 3, n. 10.1109/WCNC.2008.439, p. 2497 - 2501, Abril 2008.
- [52] JIANG, D. et al. Principle e performance of semi-persistent scheduling for voip in lte system. *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, n. 978-1-4244-1311-9, p. 2861-2864, Setembro 2007.

- [53] PARK, H. et al. Scheduling algorithm in the multiuser ofdm wireless mobile communication systems. *International Conference on Telecommunications ICT*, 2004.
- [54] AMARAL, E. R. do; VALLOCCI, P. H. B. *Modelos de desempenho de enlace em simulações sistêmicas de redes MIMO/OFDM*. Trabalho de Graduação, Faculdade de Tecnologia, Brasília: [s.n.], Julho 2007.