

**ANÁLISE COMPARATIVA DA RAZÃO ENTRE A
POTÊNCIA DE PICO E A POTÊNCIA MÉDIA
DOS SINAIS OFDMA E SC-FDMA**

**MONOGRAFIA DE GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE REDES DE COMUNICAÇÃO**

**PAULO ESTEVÃO FERNANDES MACHADO
THIAGO BARBOSA SODRÉ**

Brasília, dezembro de 2009

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

ANÁLISE COMPARATIVA DA RAZÃO ENTRE A
POTÊNCIA DE PICO E A POTÊNCIA MÉDIA DOS
SINAIS OFDMA E SC-FDMA

**MONOGRAFIA DE GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE REDES DE COMUNICAÇÃO**

**PAULO ESTEVÃO FERNANDES MACHADO
THIAGO BARBOSA SODRÉ**

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro de Redes de Comunicação

Banca Examinadora

Prof. Dr. Lúcio Martins da Silva, ENE/UnB

(Orientador)

Prof. Dr. Leonardo R. A. X. de Menezes, ENE/UnB

(Examinador interno)

Prof. Dr. Antonio José Martins Soares, ENE/UnB

(Examinador interno)

Prof. Dr. Franklin da Costa Silva, ENE/UnB

(Examinado interno)

Dedicatórias

A meus pais e a meus verdadeiros amigos.

À minha família, à minha namorada e aos meus amigos.

Paulo Estevão Fernandes Machado

Thiago Barbosa Sodré

Agradecimentos

Agradeço a meus pais, exemplos de caráter e honestidade, pelo incentivo e pelo amor incondicional proporcionados durante toda minha vida.

Agradeço a todos os professores que contribuíram para a minha graduação, em especial ao professor Lúcio Martins pela preciosa orientação e pelos valiosos conselhos e ao professor Paulo Portela pela solicitude, além de João Paulo Leite, pela valorosa ajuda.

Agradeço a meu grande amigo e companheiro Thiago Sodré pela dedicação e paciência sem as quais esse trabalho seria impossível de se concluir.

Agradeço a meus amigos, que tornam minha vida mais leve e me dão tranquilidade para seguir em frente.

Por fim, agradeço a Deus pela vida e pelas oportunidades que sempre me proporciona.

Paulo Estevão Fernandes Machado

Em primeiro lugar, minha eterna gratidão a Deus, porque eu sei que Ele sempre esteve ao meu lado, dando-me forças, saúde e sabedoria para conseguir realizar e finalizar este trabalho de graduação.

Agradeço ao Professor Doutor Lúcio Martins da Silva pela oportunidade, pela orientação e a motivação, sem as quais não seria possível a realização dessa dissertação.

Agradeço ao Professor Doutor Paulo Henrique Portela de Carvalho e ao João Paulo Leite pela disponibilidade e pela colaboração.

Agradeço ao meu amigo e parceiro de projeto Paulo Estevão Fernandes Machado pelo companheirismo e pela paciência.

Agradeço à minha mãe, Maria das Graças Barbosa Sodré, e ao meu pai, Francisco Cardaretti Sodré, que me ensinaram e estiveram sempre presentes em todas as conquistas da minha vida. Agradeço também aos meus irmãos Henrique Barbosa Sodré e Rafael Barbosa Sodré pelo total apoio e incentivo que me deram.

Agradeço aos meus amigos e familiares que me incentivaram e me deram apoio durante essa caminhada.

Enfim, agradeço, em especial, à minha namorada, Ana Carla de Oliveira, pela paciência, pelo carinho, pelo amor e compreensão, sendo minha força nos momentos difíceis e a motivação para o desenvolvimento e finalização deste trabalho.

Thiago Barbosa Sodré

RESUMO

Na atualidade, existe uma grande demanda por informação de dados, voz e vídeo com alta qualidade e altas taxas de transmissão, e se faz necessária uma boa conectividade a qualquer lugar e hora do dia, incluindo mobilidade. Assim, a tecnologia LTE (Long Term Evolution) foi desenvolvida a fim de se satisfazer essa demanda.

No presente trabalho, será introduzido o LTE, dando um enfoque à técnica de múltiplas antenas MIMO, e serão detalhados os esquemas de múltiplo acesso OFDMA e SC-FDMA. Realizar-se-á algumas considerações importantes sobre o amplificador de potência e uma breve descrição da razão entre a potência de pico e a potência média do sinal (Peak-to-Average Power Ratio – PAPR), mostrando também a relação de operação desse tipo de amplificador com tal métrica. Ao final, serão feitas algumas simulações usando o OFDMA e o SC-FDMA para comparação da PAPR.

ABSTRACT

Currently, there is great demand for information of data, voice and video with high quality and high transmission rates, and if necessary a good connectivity to any place and time of day, including mobility. Thus, the LTE (Long Term Evolution) was developed in order to meet this demand.

In this work, LTE will be introduced, giving special emphasis to the technique of multiple antennas MIMO, and will be detailed schemes for multiple access OFDMA and SC-FDMA. There will be some important considerations about the power amplifier and a brief description of the Peak-to-Average Power Ratio - PAPR, also showing the relationship of this type of operation amplifier with such a metric. Finally, some simulations are made using the OFDMA and SC-FDMA for comparison of the PAPR.

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| 1 INTRODUÇÃO..... | 1 |
| 1.1 EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS PARA COMUNICAÇÃO MÓVEL PESSOAL..... | 1 |
| 1.1.1 Padrões dos sistemas de comunicação sem fio..... | 2 |
| 1.2 PANORAMA DOS SISTEMAS 3G NO BRASIL..... | 6 |
| 1.2.1 Licitação de frequências 3G..... | 8 |
| 1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO..... | 10 |
| 1.4 SUMÁRIO DA MONOGRAFIA..... | 10 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 10 |
| 2 VISÃO GERAL DO 3GPP LTE..... | 12 |
| 2.1 INTRODUÇÃO..... | 12 |
| 2.2 OBJETIVOS GERAIS DO PROJETO DO LTE..... | 12 |
| 2.3 ARQUITETURA..... | 13 |
| 2.3.1 Plano do usuário..... | 15 |
| 2.3.2 Plano de controle | 16 |
| 2.4 CAMADA FÍSICA | 17 |
| 2.5 MIMO..... | 18 |
| 2.5.1 Diversidade | 20 |
| 2.5.2 Multiplexação espacial..... | 21 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 24 |
| 3 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA E PAPR..... | 26 |
| 3.1 INTRODUÇÃO..... | 26 |
| 3.2 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA NO LTE..... | 27 |
| 3.3 EMISSÕES FORA DA BANDA..... | 29 |
| 3.4 MÁSCARA DE EMISSÃO DE ESPECTRO..... | 30 |
| 3.5 RAZÃO DE VAZÃO DE CANAL ADJACENTE..... | 31 |
| 3.6 PAPR..... | 32 |
| 3.6.1 Técnicas para redução da PAPR..... | 33 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 34 |
| 4 OFDMA..... | 36 |
| 4.1 INTRODUÇÃO..... | 36 |
| 4.2 FUNDAMENTOS DO OFDM..... | 37 |
| 4.3 PREFIXO CÍCLICO..... | 40 |
| 4.4 QUESTÕES DE PROJETO..... | 41 |
| 4.5 OFDM E LTE..... | 42 |
| 4.5.1 Informações gerais | 42 |
| 4.5.2 Grade de recursos | 42 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 44 |
| 5 SC-FDMA..... | 46 |
| 5.1 INTRODUÇÃO..... | 46 |
| 5.2 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O OFDMA E SC-FDMA | 47 |
| 5.3 GERAÇÃO DO SINAL SC-FDMA..... | 49 |
| 5.4 PARAMETRIZAÇÃO DO SC-FDMA PARA LTE..... | 52 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 53 |
| 6 ANÁLISE PRÁTICA DA PAPR..... | 55 |
| 6.1 INTRODUÇÃO..... | 55 |
| 6.2 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO..... | 55 |
| 6.3 ANÁLISE DAS SIMULAÇÕES..... | 56 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 60 |
| 7 CONCLUSÕES..... | 61 |
| ANEXO I..... | 63 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 - Evolução das tecnologias 2G [2]..... | 4 |
| Figura 1.2 - Faixas e subfaixas de downlink e uplink [7]..... | 6 |
| Figura 2.1 - Arquitetura do E-UTRAN [2]..... | 14 |
| Figura 2.2 - Pilha de protocolos no plano do usuário [2]..... | 16 |
| Figura 2.3 - Plano de controle [2]..... | 16 |
| Figura 2.4 - Estrutura de quadro tipo 1 [2]..... | 17 |
| Figura 2.5 - Estrutura de quadro Tipo 2 [2]..... | 17 |
| Figura 2.6 - Evolução do uso de antenas na transmissão e recepção [3]..... | 18 |
| Figura 2.7 - Comparação entre taxas [4]..... | 19 |
| Figura 2.8 - Relação dos sistemas celulares com uso de MIMO [4]..... | 20 |
| Figura 2.9 - Modelo matricial de comunicação usando MIMO [6]..... | 22 |
| Figura 2.10 - MIMO e elementos de canal de comunicação [6]..... | 22 |
| Figura 2.11 - Transformações lineares no transmissor e receptor [6]..... | 23 |
| Figura 2.12 - Geração de canais paralelos [6]..... | 24 |
| Figura 3.1 - Comparação das tecnologias WCDMA e LTE [5]..... | 27 |
| Figura 3.2 - Relação entre a quantidade de blocos de recurso alocados e o máximo nível de potência [5]..... | 28 |
| Figura 3.3 - Máscara de Emissão de Espectro por largura de banda do canal [5]..... | 30 |
| Figura 3.4 - Espectro do transmissor RF [6]..... | 31 |
| Figura 3.5 - Máscara de emissão de espectro referente ao transmissor do eNodeB [5]..... | 31 |
| Figura 3.6 - Requisitos de vazão de canal adjacente [6]..... | 32 |
| Figura 4.1 - Atraso induzido por propagação multipercurso [1]..... | 36 |
| Figura 4.2 - Transmissão de portadora única e multiportadora [2]..... | 37 |
| Figura 4.3 - Noção básica de um transmissor OFDM [3]..... | 38 |
| Figura 4.4 - Sinal OFDM no domínio da frequência [3]..... | 38 |
| Figura 4.5 - Transmissor OFDM [4]..... | 39 |
| Figura 4.6 - Diagrama de blocos enfatizando inserção de CP [2]..... | 40 |
| Figura 4.7 - Inclusão do CP no domínio do tempo [2]..... | 40 |
| Figura 4.8 - Grade de recursos [4]..... | 43 |
| Figura 4.9 - Estrutura de frame LTE no downlink [4]..... | 44 |
| Figura 5.1 - Comparação dos esquemas de modulação SC-FDMA e OFDMA [3]..... | 48 |
| Figura 5.2 - Ilustração da estrutura do frame, bloco de recurso e elemento de recurso [1]..... | 49 |
| Figura 5.3 - Geração no domínio do tempo da forma de onda de um símbolo SC-FDMA [3]..... | 50 |
| Figura 5.4 - Representação em banda base da DFT com frequência deslocada [3]..... | 50 |
| Figura 5.5 - Modos de mapeamento de subportadora [4]..... | 51 |
| Figura 5.6 - Exemplo de símbolos SC-FDMA transmitidos no domínio da frequência [4]..... | 51 |
| Figura 5.7 - Diagrama de bloco do SC-FDMA..... | 52 |
| Figura 6.1 - CCDF da PAPR para OFDMA, SC-FDMA distribuído (IFDMA) e localizado (LFDMA) com modulação do tipo QPSK..... | 57 |
| Figura 6.2 - CCDF da PAPR para OFDMA, SC-FDMA distribuído (IFDMA) e localizado (LFDMA) com modulação do tipo 16-QAM..... | 57 |
| Figura 6.3 - Comparação da CCDF da PAPR com vários fatores de “roll-off” e modelagem de pulso do tipo RC para QPSK..... | 59 |
| Figura 6.4 - Comparação da CCDF da PAPR com vários fatores de “roll-off” e modelagem de pulso do tipo RC para 16-QAM..... | 59 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1.1 - Principais tecnologias 2G [2]..... | 3 |
| Tabela 1.2 - Quantidade de celulares 3G no Brasil [7]..... | 7 |
| Tabela 1.3 - Cobertura dos sistemas 3G no Brasil [7]..... | 7 |
| Tabela 1.4 - Licitação de bandas [6]..... | 8 |
| Tabela 1.5 - Subfaixas F,G,H,I e J [6]..... | 8 |
| Tabela 1.6 - Bandas A e B [6]..... | 9 |
| Tabela 1.7 - Metas de cobertura 3G em 1,9/2,1 GHz [6]..... | 9 |
| Tabela 2.1 - Configurações de UL/DL no LTE TDD [2]..... | 18 |
| Tabela 4.1 - Parâmetros para diferentes configurações de downlink..... | 43 |
| Tabela 5.1 - Parâmetros no uplink para o SC-FDMA [2]..... | 52 |
| Tabela 5.2 - Parametrização do SC-FDMA no uplink para larguras de banda de portadoras selecionadas [2]..... | 53 |
| Tabela 6.1 - Comparação do 99,9 percentil da PAPR..... | 58 |

LISTA DE SÍMBOLOS

Siglas e Abreviações de Língua Inglesa

3GPP 3rd Generation Partnership Project
3GPP2 3rd Generation Partnership Project 2
ADC Analog-to-digital converter
ACLR Adjacent Channel Leakage Ratio
AMPS Advanced Mobile Phone System
ARQ Automatic Repeat Request
AWGN Additive White Gaussian Noise
BER Bit Error Rate
CDM Division Multiple Access
CDMA Code Division Multiple Access
CP Cyclic Prefix
CSIR Channel State Information Available to the Receiver
CSIT Channel State Information at the Transmitter
DAC Digital-to-Analog Converter
DECT Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DFT Discrete Fourier Transform
DL Downlink
DQPSK Differential Quadrature Phase Shift Keying
DS-CDMA Direct-Sequence Code Division Multiple Access
DwPTS Downlink Pilot Time Slot
EDGE Enhanced Data Rates for GSM Evolution
MBMS Multimedia Broadcast Multicast Service
eNodeB evolved NodeB
ETACS European Total Access Cellular System
ETSI European Telecommunications Standards Institute
E-UTRA Evolved UMTS Terrestrial Radio Access
E-UTRAN Evolved UMTS Terrestrial Access Network
EVM Error Vector Magnitude
FDD Frequency Division Duplex
FDMA Frequency Division Multiple Access
FM Frequency Modulation
GP Guard Period
GPRS General Packet Radio Service
GSM Global System for Mobile
HARQ Hybrid ARQ
HSCSD High Speed Circuit Switched Data
HSUPA High Speed Uplink Packet Access
HSPA High-Speed Packet Access
ICI Inter-Carrier Interference
IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT Inverse Fast Fourier Transform
i.i.d Independently identically distributed
IMT International Mobile Telecommunications
IMTS Improved Mobile Telephone Service
IP Internet Protocol

ISI Inter-Symbol Interference
ITU International Telecommunication Union
LFDMA Interleaved FDMA
IFDMA Localized FDMA
LTE Long Term Evolution
MAC Media Access Control
MIMO Multiple-Input Multiple-Output
MME Mobility Management Entity
MU-MIMO Multi-User MIMO
NAS Non-Access Stratum
OBPD Occupied Bandwidth Power De-rating
OBW Occupied Bandwidth
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OOB Out-Of-Band
PA Power Amplification
PAPR Peak-to-Average Power Ratio
PAR Peak to Average Ratio
PDCP Packet Data Convergence Control
QAM Quadrature Amplitude Modulation
QoS Quality of Service
QPSK Quadrature Phase Shift Keying
RB Resource Block
RC Raised-cosine
RF Radio Frequency
RLC Radio Link Control
RRC Radio Resource Control
RRC Root Raised-Cosine
SAE System Architecture Evolution
SC-FDMA Single-Carrier Frequency Division Multiple Access
SEM Spectrum Emission Mask
SGSN Serving GPRS Support Node
SG-W serving gateway
SINR Signal-to-Interference plus Noise Ratio
SISO Single Input Single Output
SNR Signal-to-Noise Ratio
SU-MIMO Single User MIMO
TDD Time Division Duplex
TDMA Time Division Multiple Access
TD-SCDMA Time Divison-Synchronus Code Division Multiple Access
TPD Total Power De-rating
TTI Transmission Time Interval
UE User Equipment
UL Uplink
UMTS Universal Mobile Telecommunications System
UpPTS Uplink Pilot Time Slot
USDC US Digital Cellular
UTRA Universal Terrestrial Radio Access
VoIP Voice over Internet Protocol
WAP Wireless Applications Protocol
WCDMA Wideband Code Division Multiple Access
WEB World Wide Web

Wi-Fi Wireless fidelity
WLAN Wireless Local Area Network
WPD Waveform Power De-rating

1 INTRODUÇÃO

Desde seu surgimento, a telefonia celular é um ramo das telecomunicações que permanece em uma constante evolução. Do padrão 1G ao mais recente 4G, pode-se citar inúmeras melhorias resultantes do aperfeiçoamento tecnológico implantado nesses sistemas, tais como maior cobertura e segurança, qualidade de serviço, maiores taxas de dados, aumento da quantidade de usuários atendidos, entre outros. Isso só se tornou possível devido à utilização de diferentes esquemas de modulação, métodos de múltiplo acesso, aumento da largura de banda dos canais, maior eficiência espectral, novos algoritmos de gerenciamento de recursos de rádio, além de uma mudança conceitual e de arquitetura entre os sistemas [1].

1.1 EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS PARA COMUNICAÇÃO MÓVEL PESSOAL

Em 1946, nos Estados Unidos, surgiu o primeiro serviço telefônico, tendo como principais características: sistemas de telefone FM (Frequency Modulation), utilização de 120 kHz de largura de banda de rádio frequência (Radio Frequency – RF) e modo semiduplex (um usuário só pode receber ou transmitir informações por vez). Durante os anos 1950 e 1960, foi apresentado um novo conceito de divisão de uma zona de cobertura em pequenas células e o Serviço de Telefonia Móvel Melhorado (Improved Mobile Telephone Service – IMTS). Nesse período, foi desenvolvido o sistema de telefonia duplex (comunicação bidirecional simultânea), a autodiscagem e o entroncamento automático. O entroncamento ou “trunking” é o conceito pelo qual um sistema de comunicações podem fornecer acesso à rede para vários clientes, por meio da partilha de um conjunto de linhas ou frequências, ao invés de proporcionar-lhes individualmente.

Em 1979, no Japão, foi implementado o primeiro sistema de celular do mundo com 600 canais de FM duplex (25 kHz para cada enlace unidirecional) na faixa de 800 MHz. Em contrapartida, no ano de 1983, surgiu o primeiro sistema de telefonia celular nos Estados Unidos, chamado de Sistema de Telefonia Móvel Avançado (Advanced Mobile Phone System – AMPS). Esse sistema possui FM e FDMA analógicos, como 666 canais duplex (40 MHz de espectro na banda de 800 MHz, cada canal tendo uma largura de banda unidirecional de 30 kHz para uma ocupação de espectro total de 60 kHz para canal duplex). Em relação ao sistema japonês, percebe-se que o AMPS tem como característica um maior número de canais e utiliza um canal com maior largura de banda. Nesse sistema, para se

oferecer uma qualidade aceitável, é preciso que o sinal tenha pelo menos 18 dB acima da interferência co-canal.

Na Europa, em 1985, foi implementado o Sistema Celular Europeu com Acesso Total (European Total Access Cellular System – ETACS), praticamente idêntico ao AMPS, exceto pelo fato de que os canais de largura de banda menor (25 kHz) resultam em uma pequena degradação da relação sinal-ruído (SNR). No ano de 1990, devido à incompatibilidade entre os sistemas de celular europeus de primeira geração, eles foram substituídos pelo padrão de celular de digital de Sistema Móvel Global (Global System for Mobile – GSM). Esse sistema foi projetado em uma faixa de 900 MHz, dedicada em toda a Europa ao serviço da telefonia celular [2]. Em 1991, surgiu o sistema Celular Digital dos Estados Unidos (US Digital Cellular – USDC), tendo como características: a substituição de canais analógicos por canais digitais que admitiam 3 usuários numa mesma largura de banda de 30 kHz; a melhoria da capacidade oferecida é de 3 vezes em relação a do AMPS; o uso da modulação digital $\pi/4$ DQPSK (chaveamento por deslocamento de fase em quadratura diferencial $\pi/4$); a codificação de voz; o uso do Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo (Time Division Multiple Access – TDMA). Logo depois, foi desenvolvido um sistema de celular com base em Acesso Múltiplo por Divisão por Códigos (Code Division Multiple Access – CDMA). Esse sistema suporta um número variável de usuários em canais com largura de 1,25 MHz usando o espectro espalhado com seqüência direta [2]. Como vantagem do uso da técnica CDMA, pode-se citar que esse sistema pode operar em altos níveis de interferência devido às suas propriedades inerentes de resistência à interferência.

1.1.1 Padrões dos sistemas de comunicação sem fio

Para um melhor entendimento dos padrões que antecederam o LTE, faz-se necessário explicitar os padrões que se desenvolveram ao longo da história da telefonia celular. Os primeiros sistemas a surgir foram de primeira geração, conhecidos também como 1G, sendo totalmente analógicos, uma vez que enviam a informação sobre ondas cuja característica varia de forma contínua. Esses sistemas podem realizar somente tráfego de dados de voz e serviço de roaming entre diferentes provedores de serviço, além de possuírem uma qualidade de ligação extremamente variável devido às limitações referentes à interferência. Pode-se apontar também como uma outra desvantagem o baixo nível de segurança, pois é relativamente simples ter acesso a ligações alheias por meio de um sintonizador de rádio, assim como realizar uma usurpação de frequência. Sua cobertura é bastante restrita, devido à baixa capacidade de transmissão e à necessidade de várias antenas para que seja razoável a qualidade do sinal. Assim, é dispendioso o uso desse sistema várias antenas sob o ponto de vista econômico [3]. Como exemplo de tecnologias 1G, têm-se o AMPS (implantado nos Estados Unidos) e a DECT.

Atualmente, grande parte das redes de celular existentes faz uso das tecnologias de segunda geração, ou 2G. Ao contrário dos sistemas de celular de primeira geração, que utilizam o FDMA/FDD e FM analógico, os padrões de segunda geração contam com

formatos de modulações digitais e técnicas de acesso múltiplo TDMA/FDD e CDMA/FDD. Além disso, oferecem pelo menos um aumento de três vezes na eficiência do uso do espectro (o que resulta num aumento de pelos menos três vezes na capacidade geral do sistema) em comparação com as tecnologias analógicas de primeira geração. No padrão 2G, utiliza-se modems de dados com comutação por circuitos, que atuam como limitadores de usuários de dados a um único canal de voz com comutação por circuitos. Por fim, admitem taxa de dados para um único usuário na ordem de 10 kbps, o que é muito lento para aplicações rápidas como e-mail e navegação pela internet.

Os padrões 2G possuem o primeiro conjunto de padrões de interface de ar sem fio com modulação digital e sofisticado processamento digital de sinal no aparelho portátil e na estação-base [2]. A Tabela 1.1 representa algumas importantes especificações das principais tecnologias 2G.

Tabela 1.1 - Principais tecnologias 2G [2].

| | cdmaOne, IS-95, ANSI J-STD-008 | GSM, DCS-1900, ANSI J-STD-007 | NADC, IS-54/IS-136, ANSI J-STD-011, PDC |
|-------------------------------|---|---|--|
| Frequências de transmissão | 824-849 MHz (Celular EUA) 1.850-1.910 MHz (PCS EUA) | 890-915 MHz (Europa) 1.850-1.910 MHz (PCS EUA) | 800 MHz, 1.500 MHz (Japão) 1.850-1.910 MHz (PCS EUA) |
| Frequências de recepção | 869-894 MHz (Celular EUA) 1.930-1.990 MHz (PCS EUA) | 935-960 MHz (Europa) 1.930-1.990 MHz (PCS EUA) | 869-894 MHz (Celular EUA) 1.930-1.990 MHz (PCS EUA) 800 MHz, 1.500 MHz (Japão) |
| Duplexação | FDD | FDD | FDD |
| Tecnologia de acesso múltiplo | CDMA | TDMA | TDMA |
| Modulação | BPSK com espalhamento de quadratura | GMSK com BT = 0,3 | $\pi/4$ DQPSK |
| Separação da portadora | 1,25 MHz | 200 kHz | 30 kHz (IS-136) (25 kHz para PDC) |
| Taxa de dados do canal | 1,2288 Mchips/seg | 270,833 Kbps | 48,6 Kbps (IS-136) (42 Kbps para PDC) |
| Canais de voz por portadora | 64 | 8 | 3 |
| Codificação de voz | Code Excited Linear Prediction (CELP) a 13 Kbps, Enhanced Variable Rate Codec (EVRC) a 8 Kbps | Residual Pulse Excited Long Term Prediction (RPE-LTP) a 13 Kbps | Vector Sum Excited Linear Predictive Coder (VSELP) a 7,95 Kbps |

Com o objetivo de aperfeiçoar os padrões 2G para que se tenha uma compatibilidade com altas taxas de dados, devido à necessidade de dar suporte a aplicações como Internet, desenvolveram-se novos padrões. Esses novos padrões referem-se à tecnologia 2,5G, que suporta maiores taxas de transmissão de dados para navegação WEB, tráfego de e-mail, comércio móvel (m-commerce), serviços móveis com base na localização do assinante. Esses sistemas celulares oferecem serviços de dados por pacotes e sem necessidade de estabelecimento de uma conexão (conexão permanente) a taxas de até 144 kbps [4]. Além disso, admite-se uma nova linguagem de navegação WEB, chamada de Protocolo de Aplicações Sem Fio (Wireless Applications Protocol – WAP).

A Figura 1.1 ilustra a evolução das tecnologias a partir do padrão 2G.

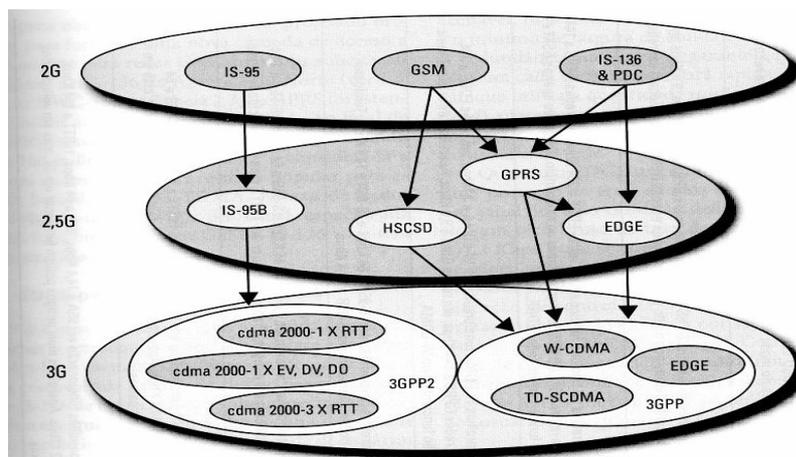


Figura 1.1 - Evolução das tecnologias 2G [2].

Como se pode verificar pela Figura 1.1 e de acordo com a Tabela 1.1, surgiram três atualizações (tecnologia 2,5G) que utilizam a técnica de acesso TDMA: HSCSD, GPRS e EDGE. A Comutação de Circuitos de Alta Velocidade para Dados (High Speed Circuit Switched Data – HSCSD) é uma técnica de comutação por circuitos (onde o canal físico é atribuído) que permite que um único assinante móvel use slots de tempo de usuário consecutivos a fim de obter acesso de dados com uma maior velocidade na rede GSM. Já o Serviço de Rádio Pacote Geral (General Packet Radio Service – GPRS) é uma rede de dados baseada em pacotes (onde o canal físico é compartilhado) bastante apropriada para uso na Internet em tempo não real. Por fim, a Evolução do GSM para Aumento de Taxa de Dados (Enhanced Data Rates for GSM Evolution – EDGE) tem como característica principal o uso de um novo formato de modulação, o 8-PSK.

Quanto à técnica 2,5G que utiliza o CDMA, tem-se apenas uma opção que é o IS-95B. Essa técnica oferece acesso a dados (por comutação de pacotes e circuitos) em maiores velocidades num canal de rádio CDMA comum, dedicando múltiplos canais de usuário ortogonais a usuários e finalidades específicas. Vale ressaltar também que, em um sistema CDMA, tanto os dados quanto a voz são separados dos sinais por códigos, e depois são transmitidos em um amplo conjunto de frequências. Com isso, há uma reserva maior de espaço para a transferência de dados, sendo este um dos motivos do CDMA ser a tecnologia mais indicada para o acesso ao 3G, que consiste em acesso a banda larga e troca de pesadas mensagens multimídias [5].

Os sistemas 3G prometem acesso infinito e de uma forma jamais aplicada anteriormente. Entre algumas vantagens relacionadas a esse padrão, pode-se citar: acesso à Internet em multimegabits, comunicações usando Voz sobre Ip (VoIP), chamadas ativadas por voz e acesso “sempre conectado”. Além disso, essas tecnologias 3G possibilitam às operadoras da rede oferecer aos seus usuários uma grande variedade de serviços, uma vez

que suportam uma capacidade de rede maior por causa de uma melhora na eficiência espectral.

Ao contrário das redes definidas pelo padrão IEEE 802.11, as redes 3G permitem telefonia móvel de longo alcance e evoluíram para incorporar redes de acesso à Internet em alta velocidade e Vídeo-telefonia. As redes IEEE 802.11 (mais conhecidas como Wi-Fi ou WLAN) são de curto alcance e ampla largura de banda e foram originalmente desenvolvidas para redes de dados, além de não possuírem muita preocupação quanto ao consumo de energia, aspecto fundamental para aparelhos que possuem pouca carga de bateria [6].

Hoje em dia, as organizações de padrões ITU IMT-2000 estão separadas em duas principais organizações, mostrando assim dois campos 3G: 3GPP (3G Parceria de Projeto para padrões W-CDMA com base na compatibilidade com GSM e IS-136/PDC) e 3GPP2 (3G Parceria de Projeto para padrões cdma2000 com base na compatibilidade com IS-95) [2]. No 3GPP2, o padrão cdma2000 apresenta características tais como: largura de banda do canal de 1,25 MHz, uso de taxas de sinalização de base rapidamente adaptáveis, taxas de chipping para cada usuário e chaveamento multinível. No 3GPP, o Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo e Divisão Síncrono (Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access – TD-SCDMA) é baseado na infra-estrutura de núcleo GSM implantada e admite que uma rede 3G evolua pelo acréscimo de equipamento com alta taxa de dados em cada estação-base GSM. O TD-SCDMA tem como principais características: aliar técnicas de TDMA e TDD; até 384 kbps de dados são fornecidos aos usuários; canais de rádio tem 1,6 MHz de largura de banda. Nesse padrão, um quadro (frame) de 5 milissegundos é subdividido em sete slots de tempo que são atribuídos de forma flexível a um único usuário com elevada taxa de dados ou a muitos usuários com taxas mais baixas. Fazendo uso do TDD, diferentes slots de tempo dentro de um único quadro em uma única frequência de portadora são utilizados para fornecer transmissões de canal direto e reverso.

O Sistema Universal de Telecomunicações Móveis (Universal Mobile Telecommunications System – UMTS) é um padrão de interface de ar visionário, que evoluiu desde o final de 1996 sob o patrocínio do Instituto Europeu de Padrões de Telecomunicações (European Telecommunications Standards Institute – ETSI). Recentemente, várias propostas concorrentes do CDMA (W-CDMA) de banda larga entraram em um acordo de união, formando um único padrão W-CDMA. Esse padrão resultante agora se chama UMTS. O UMTS é compatível com as tecnologias de segunda geração do GSM, além de todas as tecnologias 2,5G TDMA. Esse sistema requer uma alocação de espectro mínimo de 5 MHz e os projetos são: ter taxas de dados de 8 kbps até 2 Mbps sendo transportadas simultaneamente em um único canal de rádio W-CDMA (de 5 MHz); cada canal será capaz de dar suporte a algo entre 100 e 350 chamadas de voz simultâneas; aceitará taxas de dados de até 2,048 Mbps por usuário (se o usuário estiver estacionário), permitindo assim o acesso a dados, multimídia, stream de áudio, stream de

vídeo e serviços tipo broadcast de alta qualidade aos consumidores; oferecerá um aumento de seis vezes na eficiência espectral em relação ao GSM [2]. Atualmente, o W-CDMA, ou UMTS, é o foco principal da agência de padrões mundias 3GPP. A partir desse padrão UMTS, surge, como a oitava versão desenvolvida pelo 3GPP, o LTE.

1.2 PANORAMA DOS SISTEMAS 3G NO BRASIL

Com o objetivo de elucidar a questão da viabilidade de implementação do LTE, apresenta-se nesta seção o desenvolvimento do padrão 3G no Brasil. Atualmente, essa tecnologia pode atender ao processo de viabilização dos projetos de “inclusão digital”, propostos pelo Governo Federal, a custos aceitáveis e com confiabilidade e uma boa cobertura. As várias redes já implantadas no Brasil operam na faixa 1920-1980 MHz, em par com a faixa 2110-2170 MHz, definida pela UIT (União Internacional de Telecomunicações) como o núcleo principal de espectro a 3G. Alguns operadores de serviços implementaram ou tem em construção sistemas nas faixas de 850 MHz e 1900 MHz, que hoje são parcialmente usadas no Brasil para sistemas com padrão 2G, principalmente na faixa de 850 MHz [7] . A Figura 1.2 ilustra as faixas e subfaixas que são utilizadas para downlink e uplink nos sistemas 3G.

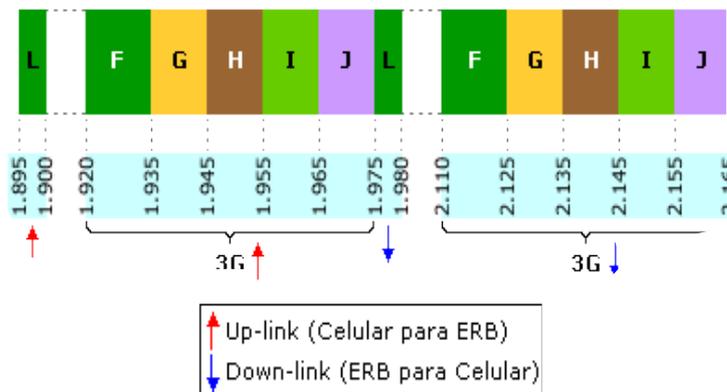


Figura 1.2 - Faixas e subfaixas de downlink e uplink [7].

Não há, no entanto, impedimento para se utilizar outras faixas de frequências para sistemas 3G. Vivo, Telemig e Claro introduziram suas redes 3G em 850 MHz [7]. Na Tabela 1.2, observa-se os padrões 3G implementados no Brasil e a quantidade de celulares referentes a esses sistemas. Na Tabela 1.3, têm-se a tecnologia e a cobertura dos sistemas 3G em operação no Brasil.

Tabela 1.2 - Quantidade de celulares 3G no Brasil [7].

| milhares | Mar/09 | Abr/09 | Mai/09 | Jun09 | Jul/09 | Ago/09 | Set/09 |
|-------------------------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| WCDMA | 1.232 | 1.434 | 1.619 | 1.903 | 2.011 | 2.146 | 2.341 |
| EVDO | 254 | 250 | 240 | 228 | 218 | 212 | 205 |
| Terminal de Dados 3G > 256kbit/s | 1.536 | 1.647 | 1.731 | 1.869 | 1.984 | 2.107 | 2.304 |
| Total 3G | 3.022 | 3.331 | 3.589 | 4.000 | 4.213 | 4.466 | 4.850 |

Nota: A Anatel iniciou a divulgação destas informações em Jul/08. Promoveu, no entanto várias reclassificações que tornaram os números anteriores a Mar/09 inconsistentes.

Tabela 1.3 - Cobertura dos sistemas 3G no Brasil [7].

| Operadora | Tecnologia | Entrada em Operação | 2008 | | Mar/09 | |
|-----------|-----------------|-------------------------------|------------|-------------------|------------|-------------------|
| | | | Municípios | População Coberta | Municípios | População Coberta |
| Vivo* | WCDMA/ HSUPA | Nov/07 (Telemig) Set/08 | 314** | 48,0% | 388 | 53,0% |
| Claro | WCDMA/ HSDPA | Nov/07 | 282** | 50,3% | 345 | 53,4% |
| CTBC | WCDMA/ HSDPA | Abr/08 | 16 | 1,1% | 23 | 1,2% |
| Tim | WCDMA/ HSDPA | Abr/08 | 23 | 19,3% | 45 | 25,4% |
| BrT Móvel | WCDMA/ HSDPA | Abr/08 | 49 | 9,3% | 49 | 9,3% |
| Oi | WCDMA/ HSDPA | Mai/08 | 50 | 18,0% | 52 | 18,0% |
| Total | | | 448 | 58,8% | 533 | 61,1% |

*A Vivo foi a primeira operadora a estrear uma rede 3G no Brasil em 2004, sua rede EVDO abrangia 24 municípios. ** Valores revisados pelas operadoras. Anteriores eram Vivo (277), Claro (272) e total (426).

Ao se fazer uma análise dos dados das Tabela 1.2 e 1.3, é perceptível que a operadora Vivo é a única a utilizar a tecnologia HSUPA. Estimava-se que o padrão UMTS (W-CDMA/HSDPA) seria o padrão 3G predominante no Brasil, sendo adotado por todas as operadoras, inclusive a Vivo. Porém, no dia 11 de setembro de 2008, a Vivo lançou oficialmente a sua rede 3G de Acesso de Alta Velocidade ao Pacote (High-Speed Packet Access – HSPA). Além disso, essa operadora destaca-se por ser a única CDMA e GSM (duas tecnologias de terceira geração completamente diferentes) simultaneamente no Brasil.

1.2.1 Licitação de frequências 3G

Em 2007, a Anatel realizou uma licitação de frequências em 1900 a 2100 MHz para a implantação de redes 3G. As empresas que adquiriram estas frequências foram: Vivo, Tim, Claro, Oi, Brasil Telecom (Brt) e CTBC. Algumas destas redes, como as da Tim e Brt, estão prontas para entrar em operação e aguardam a assinatura do termo de autorização da Anatel [6].

A licitação das bandas (F, G, I e J) e as subfaixas em 1.900 e 2.100 MHz, destinadas pela Anatel para a implementação do padrão 3G no Brasil, encontram-se especificadas nas Tabelas 1.4 e 1.5, respectivamente.

Tabela 1.4 - Licitação de bandas [6].

| Área SMC | | F | G | I | J |
|----------|---------------------------|-----------|-----------|----------|------|
| 1 | SP 11 | Tim | Claro | Oi | Vivo |
| 2 | SP Interior Franca (1) | Claro | Tim CTBC | Oi Tim | Vivo |
| 3 | RJ/ES | Oi | Tim | Claro | Vivo |
| 4 | MG Uberaba (2) | Claro | Tim CTBC | Oi | Vivo |
| 5 | PR/SR Londrina (3) | BrT | Claro | Tim | Vivo |
| 6 | Rio G. do Sul Pelotas (4) | BrT | Claro | Tim | Vivo |
| 7 | C. Oeste (5) | Brt Claro | Claro Tim | Tim CTBC | Vivo |
| 8 | Norte | Tim | Claro | Oi | Vivo |
| 9 | BA/SE | Oi | Tim | Claro | Vivo |
| 10 | Nordeste | Claro | Tim | Oi | Vivo |

Tabela 1.5 - Subfaixas F,G,H,I e J [6].

| Subfaixa (MHz) | Largura de Banda (MHz) | Transmissão da | |
|----------------------|------------------------|------------------------------|-------------|
| | | Estação Móvel | ERB |
| F | 15+15 | 1920-1935 | 2.110-2.125 |
| G | 10+10 | 1.935-1.945 | 2.125-2.135 |
| H | 10+10 | 1.945-1.955 | 2.135-2.145 |
| I | 10+10 | 1.955-1.965 | 2.145-2.155 |
| J | 10=10 | 1.965-1.975 | 2.155-2.165 |
| Subfaixa de Extensão | 5 5 | 1.885-1.890* 1.890-1.895* | |

*Sistemas TDD (Time Division Duplex) que utilizam a mesma subfaixa de frequências para transmissão nas duas direções.

As subfaixas F, G, I e J foram alvos da primeira licitação de 3G no Brasil. A subfaixa H foi destinada pela Anatel à entrada de novas operadoras ou de empresas menores. Quanto à utilização das bandas A e B (850 MHz) por operadoras de celular para implementação de sistemas 3G que utilizam o padrão UMTS, tem-se ilustrado na Tabela 1.6. Neste ponto, vale ressaltar que tanto a Claro como Tim possuem espectro não utilizado em 850 MHz devido à migração dos seus clientes para GSM e, com isso, há uma utilização de bandas de extensão em 900 a 1800 MHz. Vale ressaltar também que a Anatel concede descontos às operadoras no preço a ser pago pelo uso das frequências quando determinadas metas são atingidas, tais como as metas de cobertura apresentadas na Tabela 1.7.

Tabela 1.6 - Bandas A e B [6].

| Área SMC | Banda A | Banda B |
|--------------------|----------|---------|
| 1 e 2 (São Paulo) | Vivo | Claro |
| 3 (RJ, ES) | Vivo | Claro |
| 4 (MG) | Telemig | TIM |
| 5 (PR, SC) | TIM | Vivo |
| 6 (Rio G Sul) | Vivo | Claro |
| 7 (C. Oeste) | | |
| 8 (Amazônia) | Amazônia | Vivo |
| 9 (BA, SE) | Vivo | TIM |
| 10 (Nordeste) | TIM | Claro |

Tabela 1.7 - Metas de cobertura 3G em 1,9/2,1 GHz [6].

| após | Compromisso para 3G em 1,9/2,1 GHz (F,G,H,I,J) |
|--------|---|
| 2 anos | Capitais e municípios com mais de 500 mil hab. |
| 4 anos | municípios com mais de 200 mil hab. |
| 5 anos | 50% dos municípios com população entre 30 mil e 100 mil habitantes e 100% daqueles acima desta faixa. |
| 8º ano | 60% dos municípios com menos de 30 mil hab. |

*corresponde a 80% da área urbana do município

Portanto, chega-se a conclusão, a partir dos dados apresentados e pelo desenvolvimento dos sistemas 3G no padrão UMTS, que se torna viável a implementação do sistema LTE no país.

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Diante deste cenário de evolução tecnológica da telefonia celular, é interessante ter uma relação de compromisso entre tecnologia e eficiência. Por isso, tendo como base o estudo do sistema LTE (Long Term Evolution) de 4ª geração, o objetivo deste trabalho foca principalmente no uso de uma importante métrica, conhecida como PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), para análise dos sinais gerados por meio das técnicas de múltiplo acesso utilizados por esse sistema, com intuito de verificar se há uma melhoria considerável no diz que respeito ao uso eficiente do amplificador de potência localizado no equipamento do usuário.

1.4 SUMÁRIO DA MONOGRAFIA

No Capítulo 2, é feita uma descrição detalhada sobre o padrão LTE, onde se mostra seus objetivos gerais, sua arquitetura, camada física e os sistemas MIMO.

No Capítulo 3, o assunto abordado é o amplificador de potência e a PAPR. Esse capítulo apresenta algumas considerações sobre esse tipo de amplificador e traz uma breve descrição sobre a PAPR, que servirá como base para o ponto essencial desse trabalho: a análise comparativa da PAPR entre os sistemas de múltiplo acesso OFDMA e SC-FDMA.

As principais características do OFDMA e SC-FDMA e suas aplicações no LTE são detalhadas nos Capítulos 4 e 5, respectivamente.

Por fim, no Capítulo 6, é feita, com base em simulações, a comparação da PAPR dos sinais OFDMA e SC-FDMA e são retiradas as conclusões finais e as propostas para estudos na área.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] “Análise de desempenho de técnicas MIMO no sistema LTE”. Disponível em:<http://wiki.sj.cefetsc.edu.br/wiki/index.php/Análise_de_desempenho_de_técnicas_MIMO_no_sistema_LTE>. Acessado em: 19 de novembro de 2009.
- [2] RAPPAPORT, T. S., “Comunicações sem Fio – Princípios e Práticas”, 2ª edição, Pearson, 2008.

- [3] CARNEIRO, A. “Que tecnologia é melhor: GSM ou CDMA?”. Disponível em: <<http://www.clubedohardware.com.br/artigos/104>>. Acesso em: 9 de novembro de 2009.
- [4] “1G - 2G - 2,5G - 3G e 4G... Saiba aqui a diferença entre 3G, 4G e outros G’s”. Disponível em: <<http://perequeweb.wordpress.com/2009/02/11/os-g%C2%B4s-da-vida/>>. Acesso em: 8 de novembro de 2009.
- [5] “Evolução Tecnológica de Sistemas Celulares”. Disponível em: <<http://www.teleco.com.br/tecnocel.asp>>. Acesso em: 9 de novembro de 2009.
- [6] “3G: Licitação de frequências de 3G no Brasil”. Disponível em: <<http://www.telecom.com.br/>> . Acesso em: 29 de abril de 2009.
- [7] “3G: 3ª Geração de celular no Brasil”. Disponível em: <<http://www.teleco.com.br/>> . Acesso em: 29 de abril de 2009.

2 VISÃO GERAL DO 3GPP LTE

2.1 INTRODUÇÃO

No contexto da evolução das comunicações celulares, o 3GPP Long Term Evolution (LTE) se apresenta como a próxima tecnologia na área. O LTE foi projetado para atender a necessidades de transporte de dados de alta velocidade e fluxo multimídia, bem como alta capacidade de suporte de voz. Engloba dados de alta velocidade, e serviços multimídia tanto em unicast como em broadcast.

A presente parte deste trabalho pretende cobrir o sistema LTE de forma geral, com um enfoque em sua arquitetura e objetivos gerais. Ao final deste capítulo, foi inserida uma introdução à tecnologia MIMO (Multiple Input Multiple Output), usada no LTE.

A camada física do LTE é a parte do sistema que pretende prover de forma eficiente comunicação tanto de dados como de controle entre a evolved NodeB (eNodeB) e equipamento de usuário móvel (UE). Para tanto, emprega tecnologias como o OFDMA no downlink, SC-FDMA no uplink e o uso de múltiplas antenas no transmissor e receptor (MIMO). Mais adiante, cada uma dessas tecnologias será devidamente detalhada.

O LTE é também referido como E-UTRA (Evolved UMTS Terrestrial Radio Access) e E-UTRAN (Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network).

2.2 OBJETIVOS GERAIS DO PROJETO DO LTE

Em primeiro lugar, deve-se ter em mente que o LTE foi desenvolvido tendo em vista metas específicas. Em linhas gerais, o objetivo maior é uma tecnologia de rádio acesso com alta taxa de dados, baixa latência e que ofereça qualidade de serviço adequado para aplicações orientadas a pacote. Aqui listar-se-á algumas delas que se considerou de maior interesse para este trabalho, em especial as mais amplas. Todas as considerações seguintes foram retiradas da norma [1] :

- Largura de banda ajustável:
 - 5, 10, 20 e possivelmente 15 MHz;
 - 2,5 MHz para permitir flexibilidade onde o sistema possa ser adotado com pouca disponibilidade de banda.
- Aumento significativo na taxa de transmissão de dados de pico para 100 Mbps no downlink e 50 Mbps no uplink. Estas velocidades variam de acordo com o ajuste da largura de banda, em uma escala linear. Essa velocidade é função também do número

de antenas de transmissão e recepção no UE. As referidas velocidades aparecem num contexto de 20 MHz de alocação de espectro e 2 antenas de recepção no downlink e 1 de transmissão no uplink no UE;

- Aumento da taxa de transmissão no limite da célula enquanto se mantem as mesmas alocações de células como antes;
- Aumento na eficiência espectral;
- Suporte para compatibilidade entre sistemas 3G existentes, mesmo os não especificados pelo 3GPP. A migração da interface de rádio e arquitetura do UMTS se apresenta economicamente viável;
- A compatibilidade com sistemas anteriores é altamente desejável, mas deve-se considerar as perdas que ocorrem em termos de desempenho do sistema;
- Complexidade, custos e consumo de potência razoáveis para o sistema e terminais;
- Suporte eficiente a vários tipos de serviço, em especial os orientados a pacote, como, por exemplo, VoIP(Voice over IP), navegação WEB, streaming de vídeo e outros serviços mais avançados, como vídeo em tempo real. O suporte ao VOIP deve ser tal que esse serviço se compare em eficiência e latência ao tráfego de voz em redes orientadas a circuitos UMTS.

O sistema deve funcionar de maneira ótima a baixa velocidade de mobilidade (0 a 15 km/h), mas também suportar velocidades de 15 a 120 km/h com alto desempenho. A mobilidade deve ser mantida de 120 km/h a 350 km/h (dependendo da banda, até 500 km/h). Serviços de voz e outros orientados a circuitos suportados no 3GPP R6 devem ser suportados no LTE orientados a pacote ao menos com a mesma taxa de bits que no UTRAN em toda faixa de velocidade. As velocidades acima de 250 km/h são casos especiais, como um ambiente de trem de alta velocidade. Nesses casos aplicam-se questões como soluções em mobilidade e modelos de canal. Contudo a configuração da camada física deve manter a conexão até 350 km/h. Deve-se adotar técnicas e mecanismos para otimizar atrasos e perdas de pacote durante handover dentro do sistema.

2.3 ARQUITETURA

A arquitetura do LTE, é uma arquitetura de rede baseada em IP conhecida como SAE (System Architecture Evolution), e foi desenvolvida para suportar qualquer serviço de forma eficiente. É uma evolução das redes GSM/WCDMA com desenvolvimento economicamente eficiente e operações simplificadas. Está dividida em dois planos: plano do usuário, que abrange a camada física, camada MAC(Media Access Control), RLC (Radio Link Control) e PDCP (Packet Data Convergence Protocol) e plano de controle, que contem a RRC (Radio

Resource Control), além das camadas supracitadas.

A arquitetura do LTE possui uma infinidade de canais físicos, de controle e de tráfego. Sua análise será omitida por se mostrar muito detalhista, fugindo ao escopo deste trabalho. Para maiores informações, consultar [2].

A arquitetura da E-UTRAN, ilustrada na Figura 2.1, é a evolução do UTRAN(UMTS Terrestrial Access Network) do UMTS e corresponde à parte do sistema responsável pelo acesso. É interessante observar como essa arquitetura é simplificada. As estações base neste sistema são conhecidas como eNodeB (eNB), o nó responsável pela sinalização de controle, como o de mobilidade, é o Mobility Management Entity (MME) e o Serving Gateway (SGW) atua como gateway do sistema.

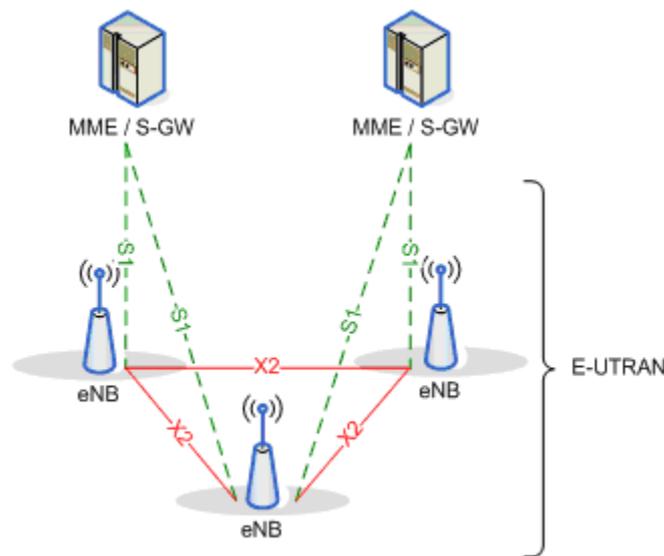


Figura 2.1 - Arquitetura do E-UTRAN [2].

As estações base estão conectadas à rede core (núcleo) através da interface S1. Especificamente, a eNodeB se conecta à MME por meio da interface S1-MME e ao Serving Gateway (SGW) pela interface S1-U. Esta interface suporta uma relação de muitos entre o MME /SGW e a eNodeB. As estações base estão conectadas entre si pela interface X2. Os sistemas atuais são integrados ao LTE através de interfaces padronizadas. Isso provê uma migração otimizada para o LTE. Em sistemas 3GPP, essa interface é entre a entidade conhecida como Serving GPRS Support Node (SGSN) da rede 3GPP e o core do LTE.

O controle de mobilidade é tratado pelo nó de nome Mobility Management Entity (MME). Este nó é separado do gateway SAE, facilitando desenvolvimentos mais eficientes para a rede e possibilitando uma rede mais modular que possui um dimensionamento de recursos mais flexível. Essa arquitetura adota uma política de QoS baseada em classe, para

oferecer uma diferenciação simples e eficaz entre os diferentes serviços.

Lista-se agora as principais funcionalidades da eNodeB [2]:

- Funções de gerenciamento de recursos de rádio;
- Compressão e criptografia do cabeçalho IP para o fluxo de dados do usuário;
- Seleção de uma MME quando nenhuma informação de roteamento do UE for fornecida;
- Roteamento de dados do plano do usuário para o S-GW;
- Escalonamento e transmissão de mensagens de paging e de broadcast;
- Medida de mobilidade e escalonamento e configuração dos relatórios dessas medidas.

O MME possui as seguintes funções [2]:

- sinalização NAS(non-access stratum) ;
- seleção de gateways;
- Roaming;
- Autenticação;
- controle de segurança;
- Funções de portador de gerência;
- Suporte a transmissão de mensagens PWS (public warning system);

Pode-se elencar as seguintes funções do S-GW:

- Roteamento e encaminhamento de pacotes;
- Marcação de pacotes a nível de camada de transporte;
- Troca de plano de usuário para permitir mobilidade do UE;

2.3.1 Plano do usuário

A Figura 2.2 mostra a pilha de protocolos relativos ao plano de usuário. Essa pilha é uma implementação direta entre o UE e a eNodeB e possui de maneira sucinta as funções de compressão de cabeçalho, cifra, escalonamento, ARQ(automatic repeat request) e HARQ (hybrid ARQ) [2].

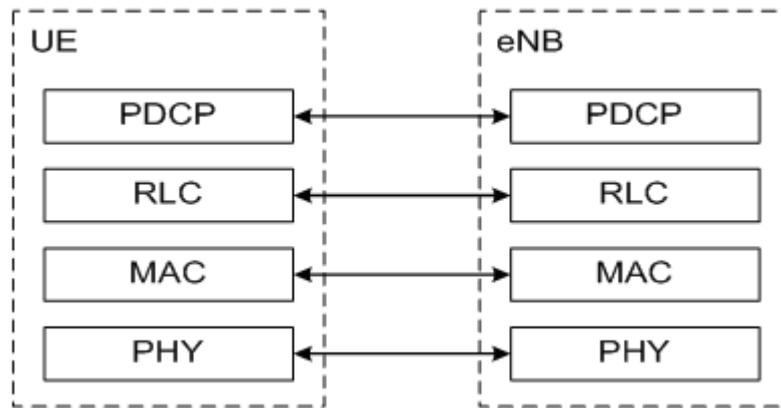


Figura 2.2 - Pilha de protocolos no plano do usuário [2].

2.3.2 Plano de controle

A subcamada PDCP realiza funções de cifra e proteção da informação. As subcamadas RLC e MAC realizam as mesmas funções que no plano do usuário. A subcamada RRC realiza as seguintes funções [2]:

- informações de broadcast;
- paging;
- gerência de conexão da RRC;
- funções de mobilidade;
- controle e relatórios de medidas da UE.

O protocolo de controle NAS realiza dentre outras funções as de autenticação e controle de segurança. A Figura 2.3 ilustra a relação entre essas camadas.

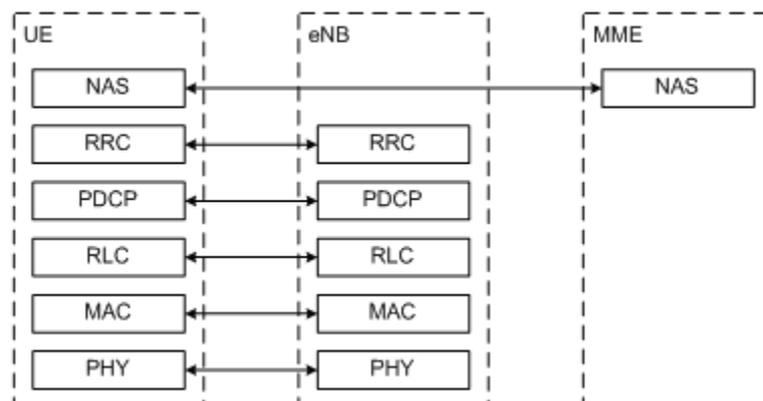


Figura 2.3 - Plano de controle [2].

2.4 CAMADA FÍSICA

No LTE, tanto no downlink (DL) como no uplink (UL) as transmissões são separadas em quadros (frames) de 10 ms de duração. Neste sentido, são suportados 2 tipos de estruturas destes quadros. O tipo 1 (usado em FDD) e o tipo 2 (usado em TDD) [2].

Na estrutura de quadro do tipo 1, ilustrada na Figura 2.4, cada quadro é dividido em 10 subframes de mesmo tamanho. Cada subframe é composto por 2 slots. Assim, usando FDD, 10 subframes são disponibilizados para UL e DL em cada intervalo de 10 ms. As transmissões de DL e UL são separadas na frequência (FDD).

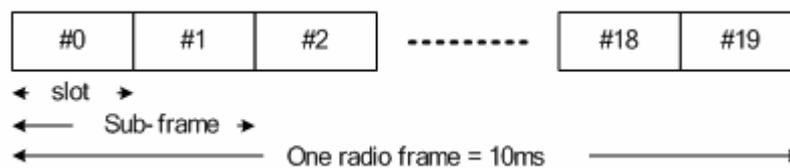


Figura 2.4 - Estrutura de quadro tipo 1 [2].

Na estrutura de tipo 2, cada quadro é dividido em 2 meio-quadros (half-frames) de 5 ms cada. Cada um destes é composto de 8 slots de 0.5 ms e 3 campos especiais: DwPTS (Downlink Pilot Time Slot), GP (Guard Period) e UpPTS (Uplink Pilot Time Slot). O tamanho destes campos é tal que seu total dê 1 ms e têm tamanhos individuais configuráveis. O GP é usado para indicar uma transição entre UL e DL, pois suas transmissões são separadas no domínio do tempo(TDD). Esta estrutura é mostrada na Figura 2.5.

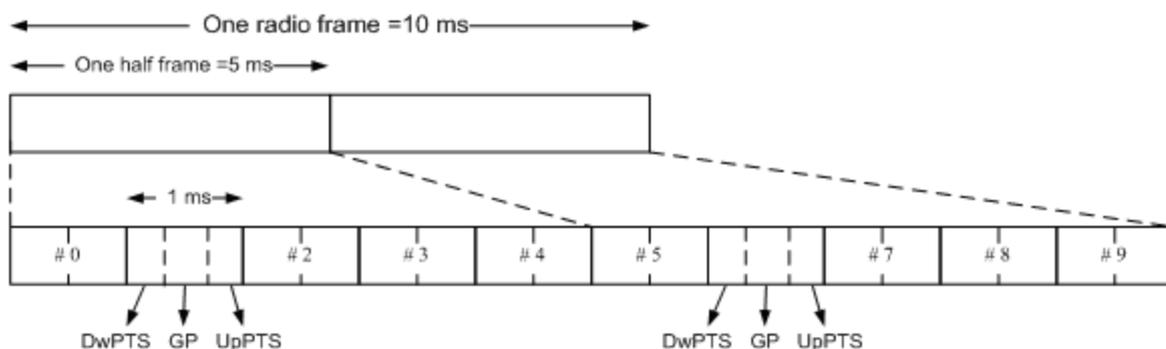


Figura 2.5 - Estrutura de quadro Tipo 2 [2].

Sete configurações de UL/DL são suportadas, com tanto 5 ms como 10 ms de periodicidade de ponto de troca entre UL e DL. No caso de periodicidade de 5 ms os 3 campos especiais existem nos 2 meio-quadros. No caso de periodicidade de 10 ms esses campos existem apenas no primeiro meio-quadro. A Tabela 2.1 mostra as configurações suportadas para transmissão em DL e UL, com U representando subframe separado para transmissão de UL, D para downlink e S para campo especial.

Tabela 2.1 - Configurações de UL/DL no LTE TDD [2].

| Uplink-downlink configuration | Downlink-to-Uplink Switch-point periodicity | Subframe number | | | | | | | | | |
|-------------------------------|---|-----------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| 0 | 5 ms | D | S | U | U | U | D | S | U | U | U |
| 1 | 5 ms | D | S | U | U | D | D | S | U | U | D |
| 2 | 5 ms | D | S | U | D | D | D | S | U | D | D |
| 3 | 10 ms | D | S | U | U | U | D | D | D | D | D |
| 4 | 10 ms | D | S | U | U | D | D | D | D | D | D |
| 5 | 10ms | D | S | U | D | D | D | D | D | D | D |
| 6 | 5 ms | D | S | U | U | U | D | S | U | U | D |

2.5 MIMO

Sistemas MIMO são sistemas que usam múltiplas antenas na transmissão e múltiplas antenas na recepção. Neste tipo de sistema, há 2 tipos de abordagem: aumento nas taxas de transmissão por meio de multiplexação espacial ou ganho de performance por meio de diversidade. Ver-se-á a seguir como funcionam essas técnicas aplicadas no contexto de sistemas MIMO.

A Figura 2.6 mostra uma evolução no conceito desde uma situação SISO (apenas uma antena na recepção), passando pelo MIMO single user (SU), MIMO multi user (MU) até chegar-se em situações mais evoluídas de MIMO entre células e MIMO cooperativo.

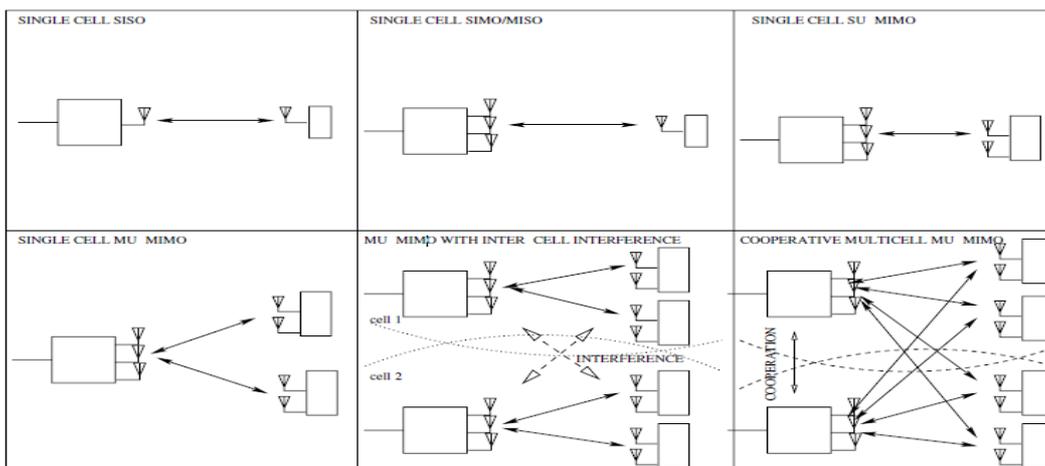


Figura 2.6 - Evolução do uso de antenas na transmissão e recepção [3].

Nota-se uma diversidade de possíveis aplicações para a tecnologia MIMO ainda longe de serem atingidas na prática, mas com imenso potencial de utilização no futuro. O uso de SU-MIMO aumenta as taxas de transmissão individuais, ao passo que o uso de MU-MIMO aumenta a capacidade de todo o sistema.

A Figura 2.7 apresenta uma noção de melhora de desempenho de um sistema MIMO 2x2 (2 antenas tanto na transmissão quanto na recepção) em relação à uma situação SISO (single input single output, uso de uma única antena na transmissão e recepção) [4]. A unidade da taxa de transmissão no gráfico está em bps por unidade de frequência, de modo ao resultado se apresentar independente ao tamanho da largura de banda. É interessante notar que o uso do dobro de antenas não necessariamente dobra o desempenho do sistema. Uma análise primária desses parâmetros poderia colocar em xeque a viabilidade do uso do sistema MIMO, mas como ver-se-á mais adiante tal tecnologia quando usada para multiplexação espacial garante uma economia em outros recursos, como a banda disponível, o que torna o sistema de bastante interesse.

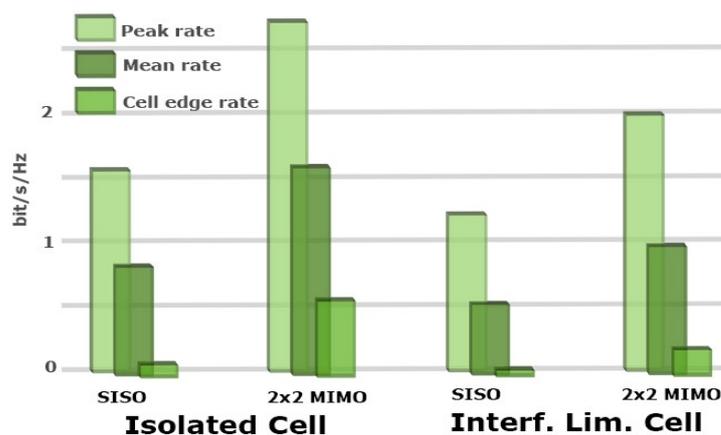


Figura 2.7 - Comparação entre taxas [4].

A Figura 2.8 mostra uma curva que apresenta a evolução das taxas de transmissão em diversos sistemas de telefonia móvel. Nota-se que a partir de um certo ponto, a tecnologia MIMO vem a se tornar sempre presente, donde se pode concluir que esta técnica se torna crucial para que as taxas de transmissão continuem em ascensão.

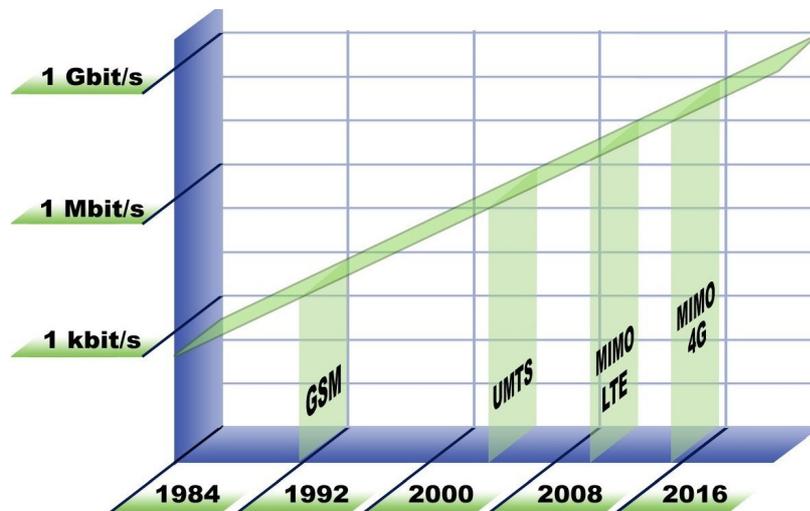


Figura 2.8 - Relação dos sistemas celulares com uso de MIMO [4].

2.5.1 Diversidade

A técnica de diversidade visa anular os efeitos que diminuem a qualidade de uma comunicação sem-fio causados pelos múltiplos percursos. Em alguns casos esta técnica funciona de forma melhor do que se houvesse apenas um canal AWGN sem as distorções de múltiplos percursos [5].

O básico conceito de diversidade é que o receptor deve receber mais que uma versão do sinal transmitido, cada versão advinda de um canal de múltiplo percurso distinto. Assumindo que cada canal seja independente dos demais (ver-se-á adiante que essa hipótese não é absurda), a probabilidade de que todas as versões que chegam ao receptor experimentem grandes desvanecimentos é pequena. De fato, se a probabilidade de que haja desvanecimento severo em 1 canal é p , a probabilidade de que este desvanecimento ocorra em n canais é a n -ésima potência de p . Como p é menor do que 1, quanto maior o número de canais, mais este valor decresce. Assim, a diversidade é explorada por meio de um elemento chamado combinador, que através de algum método usa as diferentes versões do sinal transmitido para gerar um sinal mais fiel ao transmitido e encaminhá-lo ao demodulador.

É importante ressaltar que o conceito apresentado de diversidade não é geral: trata-se do conceito de diversidade espacial, pois se está assumindo que as diferentes versões do sinal são causadas por múltiplos percursos. No caso geral, pode-se haver outros tipos de diversidade, como a diversidade temporal, que consiste em transmitir o mesmo sinal em

tempos diferentes, embora esta técnica raramente seja usada na prática. De qualquer forma, em MIMO usa-se de fato diversidade espacial. A idéia é espaçar de forma razoável (da ordem do comprimento de onda do sinal) as antenas de maneira a tornar os canais independentes. Quanto maior o número de antenas, mais versões do sinal chegam, possibilitando um tratamento de diversidade mais eficiente. A seguir, ver-se-á como essas versões do sinal são tratadas no elemento combinador.

A fim de se esclarecer melhor o que vem a ser o elemento combinador, segue uma curta exposição de métodos usados no combinador para produzir um sinal a ser enviado ao demodulador. Todos agem de acordo com o monitoramento da relação sinal ruído (SNR) do canal relativo a cada versão do sinal.

Combinador seletor: simplesmente seleciona a cada instante a versão que possui a maior SNR. A desvantagem deste método é que ele deve monitorar todos os canais simultaneamente, o que exige N receptores.

Combinador chaveador: usa apenas um receptor. É definido uma SNR de limiar, abaixo do qual o receptor chaveará para um canal diferente. Assim, o receptor inicia monitorando um determinado canal, e quando sua SNR cair abaixo deste limiar o receptor passará a monitorar um diferente canal.

Combinador equal-gain: apresenta a vantagem em relação aos anteriores de que não desperdiça a potência de todas as outras versões do sinal, visto que os métodos anteriores selecionam apenas uma versão. A ideia é adicionar todas as versões do sinal, mas de forma coerente, a fim de que a soma dos componentes aleatórios real e imaginário de cada sinal complexo não resultem no mesmo desvanecimento estatístico na saída do combinador. Isso é feito somente se o receptor tem conhecimento de cada canal. Assim, cada versão do sinal é multiplicada pelo negativo do defasamento imposto pelo seu respectivo canal, colocando todas as versões do sinal em fase e permitindo uma soma coerente, podendo se beneficiar da potência de todas as versões que chegam ao receptor.

O problema desse método é quando há diferenças significativas entre as SNR dos diferentes canais, como o sinal resultante é a soma das versões, uma SNR baixa em um canal pode comprometer a saída do combinador. Uma técnica mais elaborada (maximum ratio combining) corrige esta situação acrescentando pesos a cada versão do sinal que chega, minimizando esse problema.

2.5.2 Multiplexação espacial

No caso da multiplexação espacial, a abordagem não é mandar o mesmo sinal, mas sim sinais diferentes de forma a multiplexá-los num mesmo canal, ou seja, a uma mesma

frequência e mesma amplitude. Explorar-se-á a ortogonalidade espacial para impor canais paralelos lógicos em um mesmo canal físico. Para tanto, considere o desenvolvimento matemático que segue [6].

Considere um sistema com M_t antenas transmissoras e M_r antenas receptoras. Pode-se modelar este sistema de acordo com a Figura 2.9:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r1} & \cdots & h_{M_rM_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{M_r} \end{bmatrix}$$

Figura 2.9 - Modelo matricial de comunicação usando MIMO [6].

O vetor de \mathbf{x} representa os símbolos transmitidos, o vetor \mathbf{n} é o vetor de ruído relativo a cada entrada, e a matriz \mathbf{H} é a matriz ganho do canal, onde o primeiro índice é relativo a cada antena receptora e o segundo a cada antena transmissora. O vetor \mathbf{y} são os símbolos na recepção. Pode-se escrever:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.1)$$

Esse modelo é melhor visualizado analisando a Figura 2.10.

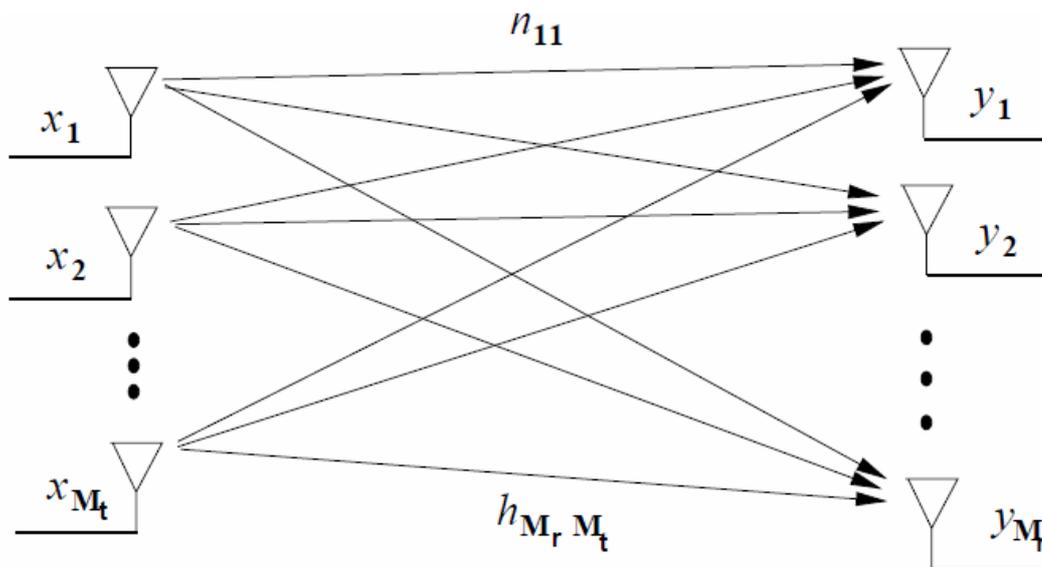


Figura 2.10 - MIMO e elementos de canal de comunicação [6].

Nota-se da Figura 2.10 a presença das antenas de transmissão e recepção, além do elemento ruído e ganho de canal para cada par de antenas transmissora e receptora.

Pode-se assumir diferentes situações a respeito do conhecimento da matriz \mathbf{H} , ou seja, do canal. A situação de CSIR (conhecimento do canal apenas no receptor) geralmente é assumida em canais estáticos, uma vez que isso é facilmente conseguido por meio de envio de uma sequência piloto para estimação do canal. O conhecimento também do transmissor (CSIT) do canal é realizado por meio de um canal de feedback ao qual o transmissor tenha condições de informá-lo.

Pode-se mostrar que a complexidade de decodificação dos sinais no receptor é muito grande, tornando-se proibitiva em situações CSIR. Assim, para o equacionamento de canais paralelos que segue, é considerada a situação CSIT.

A matriz \mathbf{H} ganho do canal pode ser decomposta segundo uma operação matemática conhecida como *single value decomposition*:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$$

onde as matrizes \mathbf{U} e \mathbf{V} são matrizes unitárias, ou seja, o produto dela por sua hermetiana (inverso da transposta) é a identidade. Essas matrizes serão usadas na realização de uma transformação linear nos vetores de entrada e saída como ver-se-á adiante. A matriz $\mathbf{\Sigma}$ é uma matriz diagonal cujos elementos são os *single values* da matriz \mathbf{H} . A Figura 2.11 ilustra a transformação linear necessária para se fazer valer dos canais paralelos.

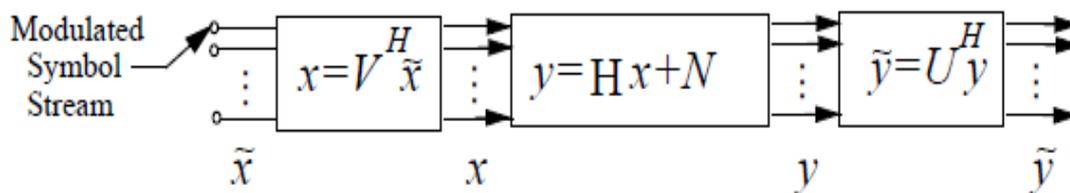


Figura 2.11 - Transformações lineares no transmissor e receptor [6].

Essas transformações são a chave para a decomposição de canais paralelos. O seguinte equacionamento mostra como estes canais são “gerados”:

$$\begin{aligned} \tilde{y} &= \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}\mathbf{V}^H \tilde{x} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}\mathbf{V}^H \tilde{x} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{\Sigma}\tilde{x} + \tilde{\mathbf{n}}, \end{aligned}$$

onde:

$$\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$$

Como a matriz Σ é diagonal, olhando para a saída, cada entrada não se interfere nas demais, podendo assumir que os canais são independentes. Assim, pode-se ver o canal anterior sob o prisma da Figura 2.12 [6],

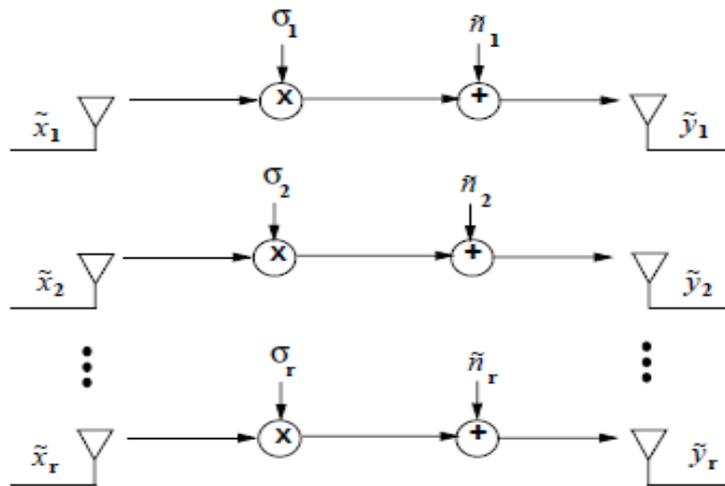


Figura 2.12 - Geração de canais paralelos [6].

onde cada σ é o elemento não nulo da matriz diagonal e correspondem ao ganho de cada canal paralelo. A dimensão r é o *rank* da matriz \mathbf{H} e é o número de linhas ou colunas desta matriz que são linearmente independentes. Nota-se a geração de tantos canais paralelos quantas linhas (ou colunas) linearmente independentes houverem na matriz ganho do canal.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] 3GPP TR 25.913 - v8.0.0. “Requirements for EUTRA and EUTRAN”.
- [2] 3GPP TR 36.300 - v9.1.0. “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN). Overall description. Stage 2”.

- [3] SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. “LTE, The UMTS Long Term Elovution from Theory to Practice”. John Wiley & Sons Ltd, 2009, p. 245.
- [4] KAISER,T. “MIMO-LTE__A relevant Step towards 4G”. Disponível em: <http://www.mobimedia.org/2007/keynote_talks/Kaiser_talk.pdf>. Acesso em: 23 de setembro de 2009.
- [5] SAUNDERS,S.R. “Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems”. Wiley, 2007.
- [6] GOLDSCHIMIT, A. “Wireless Communications. Cambridge United Press”, 2005.

3 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA E PAPR

3.1 INTRODUÇÃO

Quando se almeja que um transmissor de um sistema de comunicação em rádio frequência (RF) seja capaz de amplificar um sinal de potência RF de forma a cobrir uma certa área geográfica, utiliza-se um amplificador de potência (Power Amplification – PA). Esse tipo de amplificador normalmente proporciona um valor modesto no ganho de tensão, entretanto pode apresentar um significativo ganho de corrente. Sendo assim, os PAs são circuitos que absorvem uma determinada quantidade de potência RF do sinal de entrada, liberando para sua carga uma quantidade de potência de saída de valor mais elevado [1].

Um sinal amplificado na entrada de um amplificador de potência deve apresentar um conjunto de características essenciais, tais como linearidade, eficiência, níveis de potência de saída elevados, um alto ganho de sinal e baixa distorção. Ao se projetar um PA, todos esses fatores devem ser levados em conta. É preciso também que se tenha uma relação de compromisso entre eficiência e linearidade, pois o aumento da linearidade do dispositivo resulta na redução de sua eficiência [2]. Por isso, vale ressaltar que o objetivo é ter um ponto ótimo aonde se possa aliar uma baixa linearidade à uma alta eficiência, implicando assim no aumento da vida útil da bateria, o que é de substancial importância para a fabricação de produtos pequenos e portáteis.

Ao se amplificar o sinal, é necessário precaver-se em relação a dois pontos importantes: não modificar a informação contida nele e não introduzir nenhuma informação nova. Portanto, o resultado esperado na saída do amplificador é um sinal exatamente idêntico ao sinal de entrada, exceto quanto à sua amplitude, que deve ser maior. Em outras palavras, as “ondulações” da forma de onda de saída devem ser idênticas às da forma de onda de entrada. Qualquer modificação na forma de onda de saída é considerada como uma distorção e é obviamente indesejável [3].

Uma das distorções que é importante ressaltar é a distorção por intermodulação. Ela ocorre, por exemplo, quando dois sinais, com frequências diferentes, são aplicados simultaneamente em um circuito amplificador não linear, resultando assim no processo de modulação dos sinais. Por consequência, surgem dois novos sinais que apresentam frequências iguais à diferença e à soma dos sinais de entrada. Ou seja, supondo dois sinais com frequências 1 kHz e 10 kHz, têm-se, então, além desses sinais, mais dois com frequências de 9 kHz ($10\text{ kHz} - 1\text{ kHz}$) e 11 kHz ($10\text{ kHz} + 1\text{ kHz}$) [4].

3.2 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA NO LTE

Para se atingir o nível máximo de potência de transmissão de um equipamento de usuário (User Equipment – UE), tem-se como uma das principais restrições: a emissão fora da banda (Out-Of-Band – OOB). Os requisitos para satisfazer a OOB são especificados em termos da razão de vazão de canal adjacente (Adjacent Channel Leakage Ratio – ACLR) e máscaras de espectro.

A ACLR está diretamente relacionada ao ponto de operação do amplificador. Quando se força o amplificador de potência a atuar no mais alto nível de potência de saída e estando em sua região de operação não-linear, isso resulta, geralmente, num aumento considerável da vazão em canais adjacentes. Isso se explica pela ocorrência de produtos de intermodulação. Por conseguinte, a potência de pico de saída do UE não permite que o PA entre constantemente nessa região.

Ao se utilizar um valor de potência menor que sua potência nominal de saída (corresponde a uma pequena região no topo da região de operação linear), constata-se que a eficiência do PA diminui de forma drástica. No entanto, para se ter uma bateria de longa duração em um UE, é preciso que se leve em conta, principalmente, a alta eficiência e, por isso, manter o funcionamento do PA o mais perto possível do topo da região de operação linear é primordial.

Se não for possível atender aos requisitos de máscara do espectro e a ACLR, então deve ser reduzir a potência de saída do UE para que se tenham níveis aceitáveis de vazão. O processo, conhecido como “de-rating”, consiste na redução da potência de pico de saída do PA sem o inconveniente de se ter perdas de eficiência. Têm-se como exemplo que, para uma determinada largura de banda, as transmissões com maior largura de banda ocupada gera mais emissões OOB, o que resulta num valor de vazão maior do que aquele obtido em transmissões com menor largura de banda. Dado um canal de 5 MHz, compara-se o WCDMA e o LTE quanto à largura de banda ocupada e a vazão do canal adjacente, como se pode perceber pela Figura 3.1.

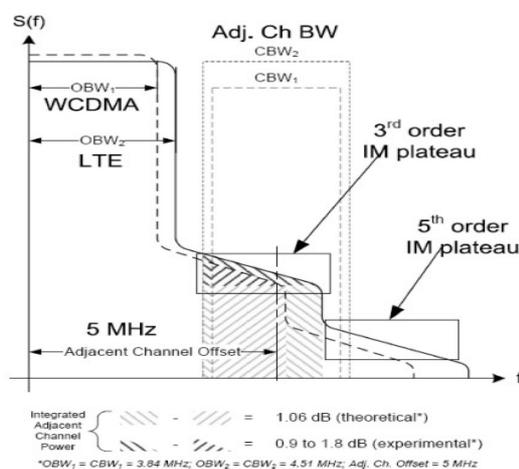


Figura 3.1 - Comparação das tecnologias WCDMA e LTE [5].

Pela análise da Figura 3.1, nota-se que devido ao aumento da ocupação do canal adjacente em terceira e quinta ordem de produtos da Intermodulação, chamados de terceira e quinta ordem do Plano de Margem de Implementação (IM plateau), há um aumento das emissões OOB da maior largura de banda ocupada do sinal LTE. Além disso, ao se comparar uma largura de banda ocupada (Occupied Bandwidth - OBW) de 3,84 MHz e 4,51 MHz, verifica-se um aumento da potência do canal adjacente de um valor aproximado entre 2 à 3 dB.

No LTE, um sinal transmitido pode apresentar algumas combinações de atribuições e esquemas de modulação de bloco de recurso (Resource Block – RB) que geram mais emissões OOB do que outras. Para os tipos de modulação QPSK e 16QAM, é feita uma análise entre o número de RBs que pode ser utilizado para uma dada quantidade de redução de potência, como é mostrado na Figura 3.2. Percebe-se, nessa figura, que não se tem especificado o tipo de modulação 64QAM, porém é esperada uma redução de potência de aproximadamente 6 dB para que se cumpra os requisitos de emissão de OOB e da magnitude de vetor de erro (Error Vector Magnitude – EVM) [5].

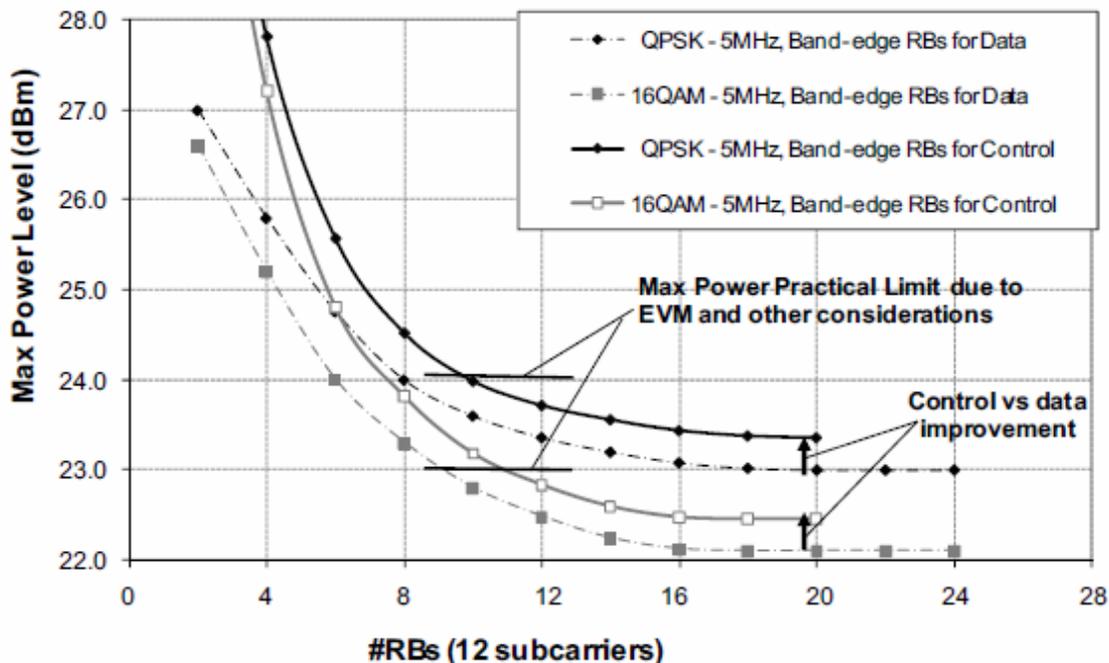


Figura 3.2 - Relação entre a quantidade de blocos de recurso alocados e o máximo nível de potência [5].

Vale ressaltar que é possível se ter uma ampla área de cobertura para aplicações (tais como VoIP) que utilizam tipicamente transmissões de baixa largura de banda com QPSK, pois a potência nominal total de saída do PA pode ser utilizada para neutralizar a perda por percurso na borda da célula.

Para atender a uma dada característica da ACLR, A Redução de Potência Total (Total Power De-rating – TPD) pode ser demonstrada em função da Redução de Potência da

Largura de Banda Ocupada (Occupied Bandwidth Power De-rating – OBPD) e da Redução de Potência da Forma de Onda (Waveform Power De-rating – WPD) [1]:

$$TPD = f(OBPD, WPD) \quad (3.2)$$

O elemento WPD representa as características relacionadas à forma de onda do sinal transmitido, tais como a modulação e o número de canais de frequência ou de código. Assim como a variação dinâmica do sinal dita a relação entre a forma de onda e o seu ACLR resultante, ela também está relacionada à redução de potência requerida. Sendo que essa variação é quantificada em termos da sua PAPR ou Métrica Cúbica (Cubic Metric – CM). É importante ressaltar que essas medidas são regularmente utilizadas como parâmetro para se saber o quanto de reserva de potência será necessário para evitar entrar na região de operação não-linear. Em outras palavras, pode-se dizer que essa reserva significa o valor mais distante possível da potência nominal, sendo um ponto desejável para que o PA possa normalmente operar.

Na prática, observou-se que a CM de uma determinada forma de onda funciona como um melhor indicador (em relação a PAPR) de redução de potência requerida para atender ao requisitos de uma certa ACLR. Isso se justifica pelo fato de que essa métrica representa os efeitos de terceira ordem (cúbica) da não linearidade de um PA, tendo como análise a forma de onda de interesse e a forma de onda de referência, em termos de redução de potência necessária para atingir a mesma ACLR.

Quando se tem uma alta PAPR, isso implica, em média, que o ponto de operação do PA seja menor, uma vez que é preciso evitar a região não-linear e alcançar a ACLR pretendida. Por consequência, há uma redução na eficiência. Uma regra importante é que para cada aumento de 1 dB na reserva de potência requerida do PA, corresponde a um aumento de 10 a 15% na corrente de dreno do PA, resultando na redução da vida útil da bateria [1]. Sendo assim, torna-se claro notar que o processo de redução de potência do PA é a opção preferível, com relação ao uso da reserva de potência, pois permite que o PA opere parcialmente na região não-linear, visto que se atinge a redução requerida na dispersão do canal adjacente, reduzindo a máxima potência total de saída. Enfim, isso permite que o UE cumpra os requisitos de emissão de OOB sem perda da eficiência. Por outro lado, há uma perda de cobertura devido à potência reduzida no canal desejado.

3.3 EMISSÕES FORA DA BANDA

As emissões fora da banda possuem uma relação direta com nível de potência da transmissão desejada, isso se explica pelo fato de que, quando se tem um aumento desse nível de potência, nota-se como resultado o aumento de emissões indesejáveis, assim como,

ao se reduzir a potência transmitida, observa-se a redução das emissões OOB. Essas emissões são consequências prováveis do produto do próprio processo de modulação e também das não-linearidades nos PAs.

Para o sistema LTE, não é viável expressar os requisitos de emissões OOB com relação à frequência central de transmissão (como é utilizado em sistemas de rádio com largura de banda fixada), pois esse sistema utiliza uma largura de banda variável. Logo, as especificações OOB são definidas de acordo com a extremidade da largura de banda ocupada do sistema, que é especificada como a largura de banda contendo 99% da potência média total integrada ao espectro de transmissão [5].

No LTE, definem-se as emissões fora da banda como as médias das máscaras de emissão de espectro (Spectrum Emission Masks – SEMs) e também pelos requisitos da razão de vazão de canal adjacente (ACRL). Tendo como referência alguns valores de largura de banda, a Figura 3.3 mostra, para um transmissor de equipamento do usuário (UE), o requisito básico da SEM.

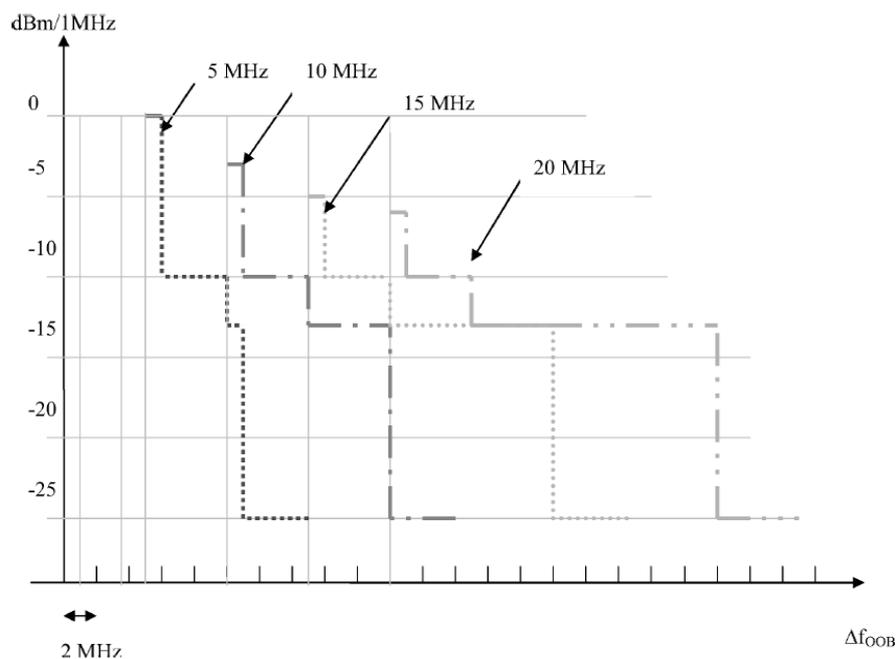


Figura 3.3 - Máscara de Emissão de Espectro por largura de banda do canal [5].

3.4 MÁSCARA DE EMISSÃO DE ESPECTRO

A máscara formada pelas emissões fora do canal que estão relacionadas à potência do mesmo define o que venha ser a máscara de emissão de espectro. A SEM serve como parâmetro para se medir o desempenho do transmissor. Na Figura 3.4, têm-se um canal LTE com a SEM do UE aplicada a frequências com Δf_{OOB} (MHz) da extremidade da largura de banda.

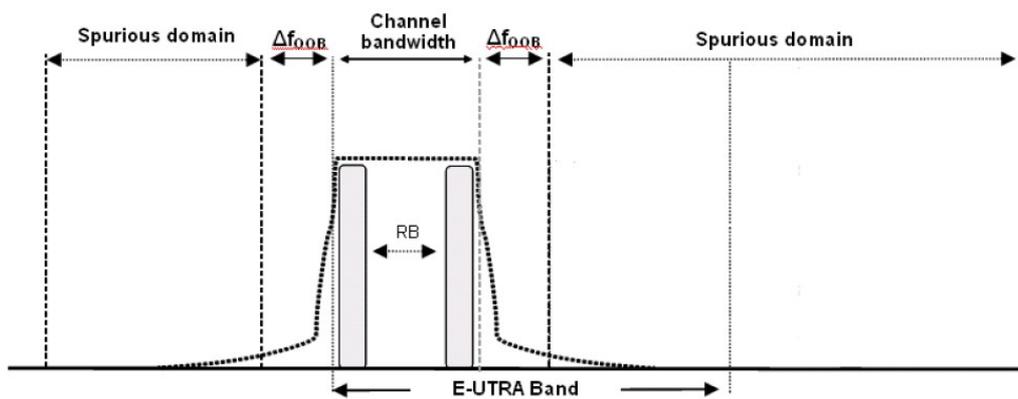


Figura 3.4 - Espectro do transmissor RF [6].

No caso do eNodeB, a SEM é especificada de forma similar, como se pode perceber pelo exemplo dado na Figura 3.5. Porém, vale ressaltar que essa análise se refere apenas ao requisito básico e existem várias condições e casos adicionais a serem levados em conta em determinadas circunstâncias.

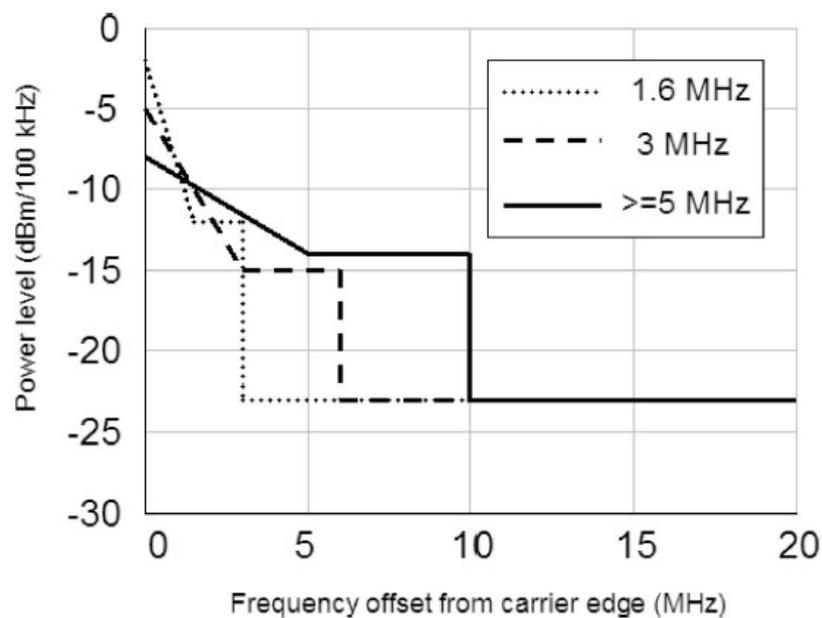


Figura 3.5 - Máscara de emissão de espectro referente ao transmissor do eNodeB [5].

3.5 RAZÃO DE VAZÃO DE CANAL ADJACENTE

Dentre os métodos utilizados para se medir as emissões OOB no LTE, a ACLR está intimamente ligada a medição da potência que vaza nas proximidades de certos canais de rádio, estimando assim o quanto um receptor de rádio vizinho será afetado por emissões de

OOB advindas do transmissor. A ACLR é definida como a razão entre a potência média filtrada, em uma largura de banda do canal desejado, e a potência média filtrada em um canal adjacente [5].

Os requisitos da ACLR válidos tanto para canais LTE adjacentes de 20 MHz como para canais UMTS que podem estar alocados em dois canais de 5 MHz são definidos por especificações do LTE, como é ilustrado na Figura 3.6.

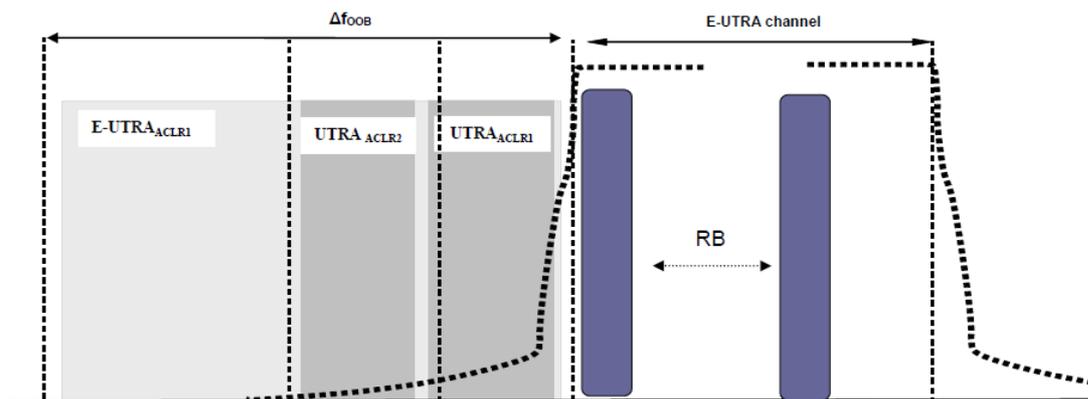


Figura 3.6 - Requisitos de vazão de canal adjacente [6].

Para um canal LTE adjacente de largura de banda integral de 20 MHz, o valor da ACLR de um UE deve ser maior que 30 dB. Já para os canais UMTS adjacentes alocados na primeira e segunda seção de 5 MHz de OOB do espectro, representada na Figura 3.6 por $UTRA_{ACLR1}$ e $UTRA_{ACLR2}$, provavelmente será maior que 33 dB e 36 dB, respectivamente.

3.6 PAPR

Neste capítulo, mencionou-se a importante relação entre a PAPR e o ponto de operação do amplificador de potência, crucial para a eficiência do sistema. Além disso, pode-se dizer que uma das principais desvantagens de um sinal OFDM é possuir uma alta razão entre a potência de pico e a potência média (Peak-to-Average Power Ratio – PAPR). Essa desvantagem técnica será o assunto abordado nessa seção.

Em geral, o transmissor OFDM pode ser analisado como uma transformação linear realizada sobre um grande bloco, independentes e identicamente distribuídos, de símbolos complexos QAM, os quais são modulados no domínio da frequência [5]. Com base no Teorema do Limite Central, pode-se aproximar um símbolo OFDM (no domínio do tempo) a uma forma de onda Gaussiana. Como resultado, observa-se uma grande variação de amplitude do sinal OFDM.

Na prática, isso se torna um dos importantes empecilhos para uma boa operação dos amplificadores de potência. O motivo é que PAs de transmissores de RF são lineares apenas

dentro de um intervalo limitado, como mencionado anteriormente. Sendo assim, o sinal OFDM pode sofrer alguma distorção não-linear causada por “clipping”, resultando em emissões espúrias localizadas fora da banda, o que corrompe a banda do sinal. Com o objetivo de eliminar tais distorções, os PAs necessitam operar com uma alta “power back-offs”, resultando em uma amplificação de certa forma ineficiente. Em consequência disso, têm-se amplificadores de potência caros, com elevadas exigências na linearidade, o que aumenta o custo do terminal e acaba com a bateria rapidamente (em relação ao PA localizado no UE).

A PAPR é uma métrica obtida quando se mede essa grande variação de amplitude sofrida pelo sinal de entrada. Com base na hipótese que aproximação Gaussiana é válida, amplitude do sinal resultante da saída da IFFT segue uma distribuição de Rayleigh [1]. A partir disso, pode-se definir matematicamente a PAPR, para um símbolo OFDM com duração T_s , como o quadrado da amplitude de pico dividido pela potência média [7]:

$$PAPR(s(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |s(t)|^2}{E \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |s(t)|^2 dt \right]} \quad (3.3)$$

Contudo, para se fazer uma análise computacional, é preciso definir a PAPR de forma discreta, que é dada pela razão pico-média (Peak to Average Ratio – PAR) [7]:

$$PAR(s) = \frac{\max_i |s(i)|^2}{E \left[\frac{1}{K} \|s(n)\|^2 \right]} \quad (3.4)$$

É importante mencionar que o valor da PAPR(s(t)) é maior ou igual ao valor de sua forma discreta, isso porque ao se realizar a superamostragem do sinal, há uma possibilidade de se verificar picos maiores que os já observados [7].

3.6.1 Técnicas para redução da PAPR

Dentre as principais técnicas de redução da PAPR, especificadas na geração do sinal LTE no downlink, pode-se destacar três: “clipping” e filtragem, mapeamento selecionado e técnicas de codificação. Em geral, no LTE, o custo e a complexidade de geração do sinal OFDM com uma aceitável EVM é deixada para a implementação do eNodeB. Como não se utiliza o OFDM no uplink, essas considerações não se aplicam diretamente ao transmissor no UE [5].

Em relação à primeira técnica citada, ocorre que o sinal no domínio do tempo é cortado para um nível pré-definido, provocando uma perda espectral em canais adjacentes e, por consequência, leva a uma redução da eficiência espectral e do desempenho da taxa de

erro de bit (BER). No entanto, essa dispersão do sinal ocorrida fora da banda, provocada pelo processo de “clipping”, pode ser amenizada pela filtragem.

No mapeamento selecionado, é feita uma multiplicação de símbolos OFDM por vetores de fase diferente, gerando assim múltiplos sinais que serão transmitidos. O resultado que apresentar menor PAPR é selecionado. Para recuperar a informação de fase, faz-se necessário uma sinalização que identifique ao receptor qual vetor foi usado.

Por fim, as técnicas de codificação consistem em encontrar as palavras códigos com menor PAPR a partir de um conjunto de palavras-códigos, com intuito de mapear os dados de entrada.

Essas duas últimas técnicas apresentadas não são aplicáveis ao LTE, isso porque o mapeamento selecionado exigiria uma sinalização adicional, enquanto que as técnicas que se baseiam em seleção de palavras-códigos não são compatíveis com a forma desordenada em que se encontram os dados usados no downlink do LTE.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBOSA, J. E. L. S.; “Otimização por algoritmo evolucionário de amplificadores de RF/microondas: classe A, AB, B, C e F”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UnB, Brasil, 2004.
- [2] CASTRO, L. F.; “Otimização de amplificadores classe E/F em tecnologia CMOS utilizando-se algoritmo genético e técnica de equilíbrio harmônico. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UnB, Brasil, 2007.
- [3] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. “Microeletrônica”, 5ª edição, Pearson, p. 10-11, 2007.
- [4] BORTONI, R. “Amplificadores de potência”. Disponível em: <<http://www.ceset.unicamp.br/~leobravo/TT%20305/amplificadores%20de%20potencia.pdf>>. Acesso em: 31 de outubro de 2009.
- [5] SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. “LTE, The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice”. John Wiley & Sons Ltd, 2009.
- [6] 3GPP Technical Specification 36.101. “User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception (Release 8)”. Disponível em: <www.3gpp.org>. Acesso em: 29 de outubro de 2009.

- [7] ULIAN, I. A; “A análise dos efeitos da não linearidade do amplificador no desempenho de um sistema OFDM”. Dissertação de Graduação em Engenharia Elétrica, UnB, Brasil, 2009.

4 OFDMA

4.1 INTRODUÇÃO

A técnica de múltiplo acesso OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) é uma variação da técnica de modulação multiportadora OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). O termo multiportadora se refere ao uso de um número grande de subportadoras usadas em uma transmissão em paralelo, ao contrário do esquema mais usual de um fluxo de dados a altas taxas usando uma única portadora. Cada subportadora é modulada de acordo com um esquema de modulação digital tradicional a uma baixa taxa de símbolos. O uso de várias subportadoras permite que as taxas se equiparem ao uso de uma única portadora.

A baixa taxa de símbolos é utilizada a fim de se prevenir interferência intersimbólica (ISI). O uso de altas taxas de símbolos implica num curto período de símbolo. Se este período de símbolo for menor que o espalhamento temporal do canal, ocorrerá ISI. Assim, usando baixas taxas de dados em cada subportadora, o OFDM se mostra mais robusto à ISI. A Figura 4.1 ilustra a ocorrência de ISI causada por atraso induzido por propagação multipercursos.

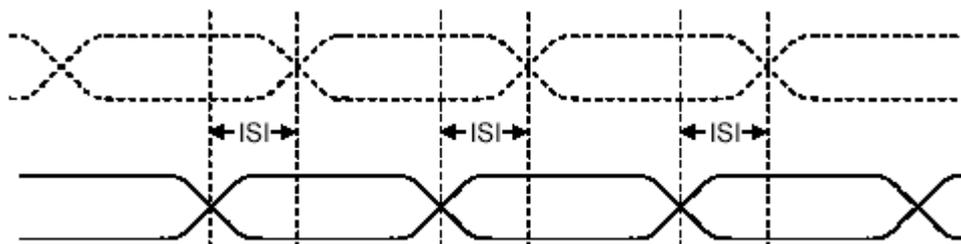


Figura 4.1 - Atraso induzido por propagação multipercursos [1].

Na Figura 4.1, a onda de traço cheio representa o sinal recebido por percurso direto, enquanto o sinal pontilhado é o recebido por um caminho mais longo. O atraso relativo aos 2 sinais acarreta em ISI.

A motivação para o uso de múltiplas portadoras reside no fato de que os canais de comunicação móveis, em geral, podem ser modelados como seletivos em frequência. Isso dificulta a recepção do sinal, pois a seletividade em frequência impõe o uso de equalizadores complexos para recuperar o sinal transmitido. Usam-se então várias portadoras de tamanho consideravelmente menor que a banda original, a fim de que naquela faixa de frequência relativa a cada portadora, o canal pode ser aproximado como não seletivo em frequência.

A Figura 4.2 mostra a diferença entre um esquema que usa uma única portadora com um esquema que usa múltiplas portadoras. Ainda sem entrar no mérito do múltiplo acesso, pela Figura 4.2 observa-se, que no esquema de portadora única, os símbolos de dados do usuário ocupam a mesma banda e espaços de tempo diferentes. Por outro lado, usando múltiplas portadoras, cada símbolo de dados ocupa uma faixa de frequência bem definida, no mesmo intervalo de tempo que outros símbolos.

Vale mencionar que, ao contrário do que mostra a Figura 4.2, no OFDM as subportadoras se sobrepõem. Porém, como será visto adiante, as subportadoras são ortogonais, de forma que a recepção pode ser feita sem maiores problemas. Essa característica do OFDM é vantajosa pois ela evita o uso de bandas de guarda, tornando tal tecnologia mais eficiente espectralmente em relação a uma transmissão multiportadora comum.

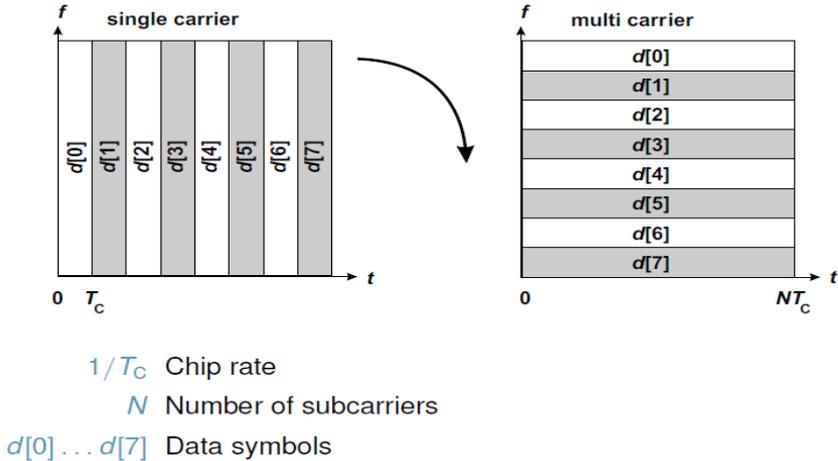


Figura 4.2 - Transmissão de portadora única e multiportadora [2].

4.2 FUNDAMENTOS DO OFDM

A Figura 4.3 ilustra a ideia básica de um transmissor OFDM.

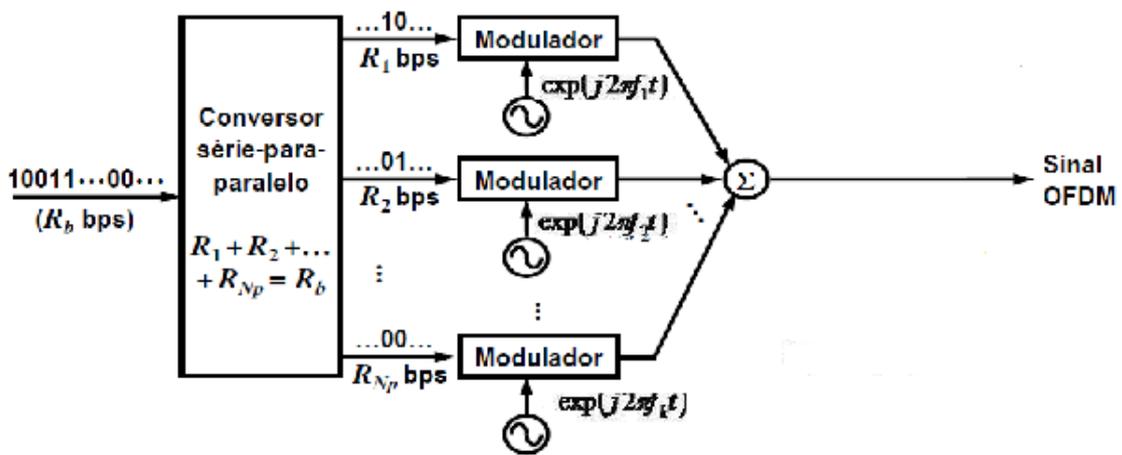


Figura 4.3 - Noção básica de um transmissor OFDM [3].

Nota-se, em primeiro lugar, que um único fluxo a alta taxa de transmissão é convertido em um número conveniente de fluxos paralelos de dados. Então, cada um destes fluxos é transladado a uma frequência específica. Nota-se que a taxa de cada fluxo paralelo é reduzida em relação à taxa total, aumentando o período de símbolo, como discutido anteriormente. O espaçamento entre as portadoras é tal que estas fiquem ortogonais entre si, mesmo se superpondo, permitindo a recuperação das informações de cada subportadora na recepção. A Figura 4.4 mostra como é um sinal OFDM no domínio da frequência. Pode-se observar a superposição de subportadoras.

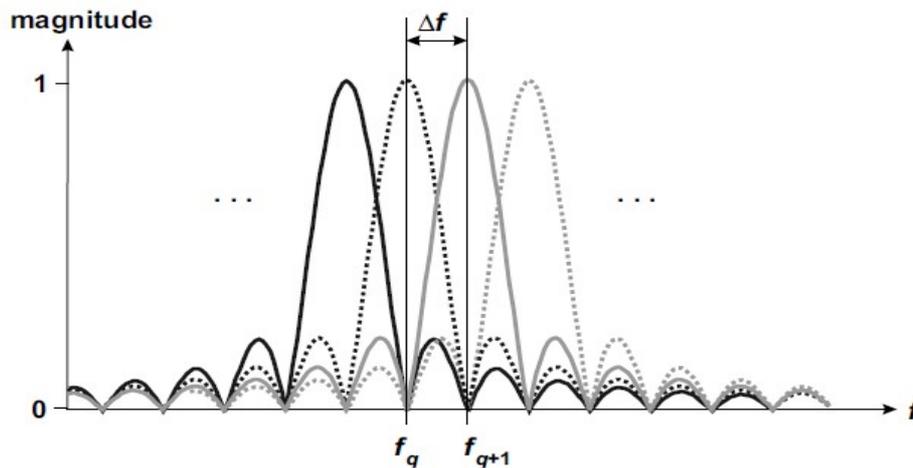


Figura 4.4 - Sinal OFDM no domínio da frequência [3].

Na prática, um transmissor OFDM é implementado como ilustra a Figura 4.5.

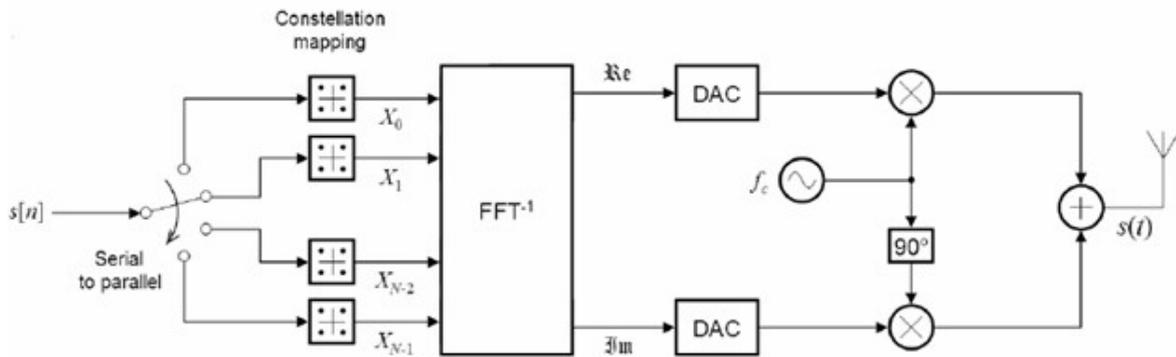


Figura 4.5 - Transmissor OFDM [4].

Até entrar no bloco da IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), o sinal digital é tratado no domínio da frequência. Assim, cada fluxo representa uma subportadora. Pode-se observar que cada fluxo de dados é modulado separadamente. É possível inclusive utilizar um esquema de modulação digital distinto para cada subportadora. Isso é útil uma vez que se conhece a resposta do canal, podendo usar esquemas com maior eficiência espectral nas subportadoras que tem melhor resposta do canal.

Após a operação de IFFT, o sinal é passado para a forma analógica e, por meio de um oscilador, ele é passado de banda base para a frequência de interesse.

Mostra-se agora como as implementações das Figuras 4.3 e 4.5 são equivalentes. Na Figura 4.3, o sinal OFDM resulta de um somatório de exponenciais complexas. A frequência de cada exponencial satisfaz a condição da equação (4.1) que garante a ortogonalidade das subportadoras:

$$f_k = \frac{k}{T_s}, k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4.1)$$

O somatório das exponenciais complexas é regido pela seguinte equação:

$$s_n(t) = \sum_{k=1}^{N-1} x_{k,n} e^{j2\pi f_k t} \quad (4.2)$$

Observa-se que esta relação pode ser realizada por meio da operação de DFT, usando-se os algoritmos da FFT e IFFT. Estes algoritmos garantem uma boa eficiência em termos computacionais, tornando desnecessária a presença de osciladores. A IFFT é usada na transmissão devido à necessidade da conversão série para paralelo. No receptor, é usada a FFT.

4.3 PREFIXO CÍCLICO

O que não foi evidenciado na Figura 4.5 foi o uso do prefixo cíclico (CP) ou intervalo de guarda. A Figura 4.6 enfatiza essa operação. Nota-se que o número de subportadoras processadas geralmente é maior que o número de subportadoras moduladas, acrescentando-se zeros nas subportadoras não moduladas.

No domínio do tempo é inserido um intervalo de guarda entre os símbolos a fim de se eliminar o impacto que resta da ISI causado pelos atrasos advindos dos múltiplos percursos no canal de rádio. Isso torna o OFDM resistente aos problemas causados por estes atrasos. O prefixo é adicionado tomando-se as primeiras amostras da saída da IFFT, a fim de se preservar a ortogonalidade das subportadoras. A inclusão do prefixo cíclico no domínio do tempo é mostrada na Figura 4.7.

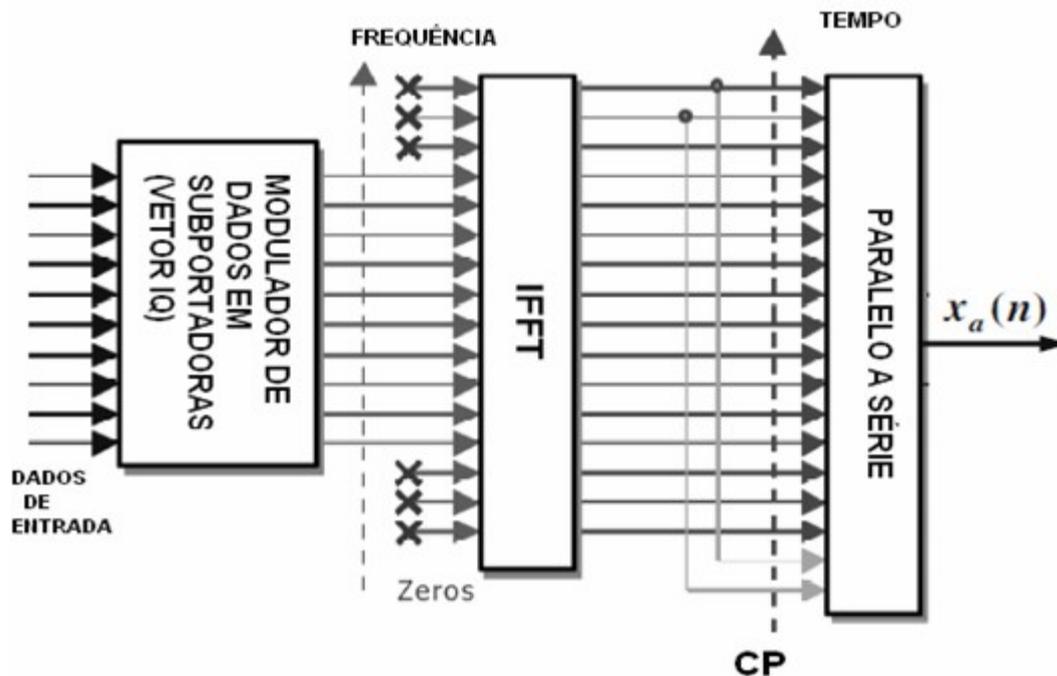


Figura 4.6 - Diagrama de blocos enfatizando inserção de CP [2].

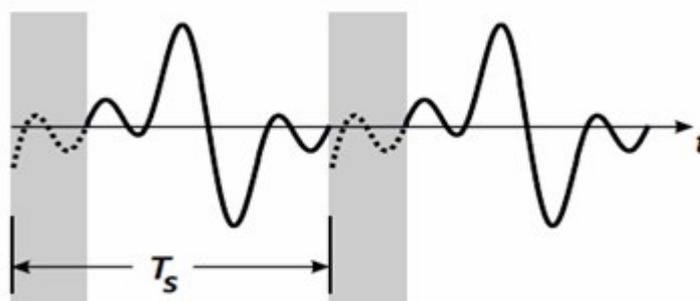


Figura 4.7 - Inclusão do CP no domínio do tempo [2].

Para se evitar a ISI de maneira mais contundente, o tamanho do prefixo cíclico deve ser escolhido de forma a ser maior que o espalhamento temporal do canal. Após a inserção do prefixo, o vetor é convertido para a forma em série e então transmitido pelo canal.

4.4 QUESTÕES DE PROJETO

No receptor é assumido o sincronismo de tempo e frequência. O sincronismo na frequência significa osciladores no transmissor e receptor trabalhando na mesma referência de frequência. Caso isso não ocorra, a ortogonalidade de subportadoras no OFDM é perdida, causando um fenômeno conhecido como interferência inter-portadora (inter-carrier interference – ICI). No equipamento do usuário, os osciladores são menos robustos que na eNodeB, pois são usados componentes de baixo custo, e portanto mais vulneráveis a mudanças de temperatura e variações de voltagem. Portanto, o sincronismo de frequência é um problema que deve ser cuidadosamente tratado [2].

O sincronismo no tempo é menos problemático devido à presença do prefixo cíclico. O problema neste caso é dimensionar um CP que torne a comunicação imune à não sincronismo no tempo.

Até agora falou-se apenas de OFDM. Falar-se-á agora o que é o OFDMA. Este último nada mais é o OFDM que incorpora implementações de um sistema de comunicação multiusuário. Até agora assumia-se que todas as subportadoras eram usadas por um mesmo usuário. No OFDMA, subportadoras diferentes são distribuídas a usuários distintos, possibilitando múltiplo acesso.

Como benefício, o OFDMA ganha em diversidade de multiusuário. Também pode-se fazer a associação entre subportadoras e usuários de forma dinâmica de acordo com as condições de seletividade em frequência do canal para cada usuário. Assim, ocorre ganho de eficiência espectral em relação ao OFDM.

O OFDMA pode também assumir elementos do TDMA. Assim, para cada usuário podem ser alocadas subportadoras diferentes em diferentes instantes de tempo. No contexto da terminologia do LTE, um bloco de slot de tempo em uma subportadora é chamado de bloco de recurso.

Pode-se citar como desvantagens do OFDM [5]:

- O uso de subportadoras pouco espaçadas torna o OFDM sensível a erros de frequência e ruídos de fase;
- Pelo mesmo motivo anterior, é sensível ao efeito Doppler, causado pela velocidade relativa entre transmissor e receptor, causando interferência entre as subportadoras;
- Apresenta uma alta PAPR, o que obriga uma maior complexidade no transmissor;
- Apresenta perda de potência útil e mesmo eficiência espectral em virtude do uso do CP.

Como vantagens pode-se citar [6]:

- É uma tecnologia bem consolidada;
- Possui uma implementação eficiente por meio da FFT. Isso torna o receptor em particular de implementação simples. Tendo em vista que o transmissor possui maior complexidade, é ideal para aplicações de downlink, como é usado no LTE;
- Apresenta robustez à ISI por meio das baixas taxas de símbolo em cada subportadora e pelo uso do CP;
- Robusto a canais não seletivos em frequência;
- Dispensa uso de banda de guarda;
- Pode alocar diferentes usuários em diferentes subportadoras, pelo uso do OFDMA.

4.5 OFDM E LTE

4.5.1 Informações gerais

O espaçamento de subportadora no downlink no LTE é $\Delta f = 15$ kHz. 12 subportadoras consecutivas durante um slot de tempo correspondem a um bloco de recurso de downlink. No domínio da frequência, o número de blocos de recurso pode ir de 6 a 110 [7].

Existe também o espaçamento de subportadora reduzido para 7.5 kHz que é apenas usado em serviços de MBMS (Multimedia Broadcast Multicast Service). No caso de espaçamento de 15 kHz, existem 2 tamanhos de CP, correspondendo respectivamente a 6 e 7 símbolos OFDM por slot.

- CP normal:
 - símbolo 0: $160 \times T_s$;
 - símbolo 1 ao 6: $144 \times T_s$.
- CP estendido: $512 \times T_s$ para todos os 6 símbolos, onde $T_s = 1 / (2048 \times \Delta f)$.

No caso de espaçamento de 7,5 kHz, o prefixo cíclico é fixado em $1024 \times T_s$, correspondendo a 3 símbolos por slot.

4.5.2 Grade de recursos

O sinal transmitido em cada slot é descrito por uma grade de recursos (resource grid) de $N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB}$ subportadoras e N_{symb}^{DL} símbolos OFDM. A estrutura da grade é ilustrada na Figura 4.8 [8].

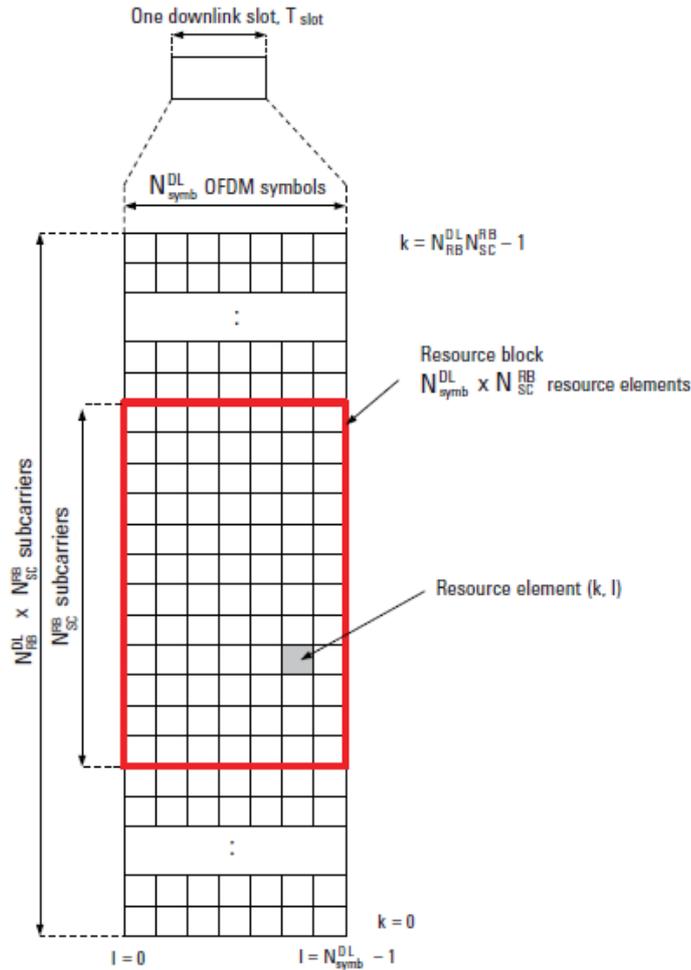


Figura 4.8 - Grade de recursos [4].

A quantidade N_{sc}^{RB} significa o tamanho do bloco de recurso no domínio da frequência, e expressa o número de subportadoras e N_{RB}^{DL} é um valor que depende da banda de transmissão configurada na célula. O número de símbolos OFDM num slot é representado por N_{symb}^{DL} .

Blocos de recursos são usados para mapear canais físicos em elementos de recurso disponíveis. Um bloco de recurso físico é definido como N_{symb}^{DL} símbolos OFDM consecutivos no domínio do tempo e N_{sc}^{RB} subportadora consecutivas na frequência, e são dados pela Tabela 4.1. Assim, um bloco de recurso físico consiste de $N_{symb}^{DL} \times N_{sc}^{RB}$ elementos de recurso. Isso equivale a um slot de tempo e 180 kHz na frequência.

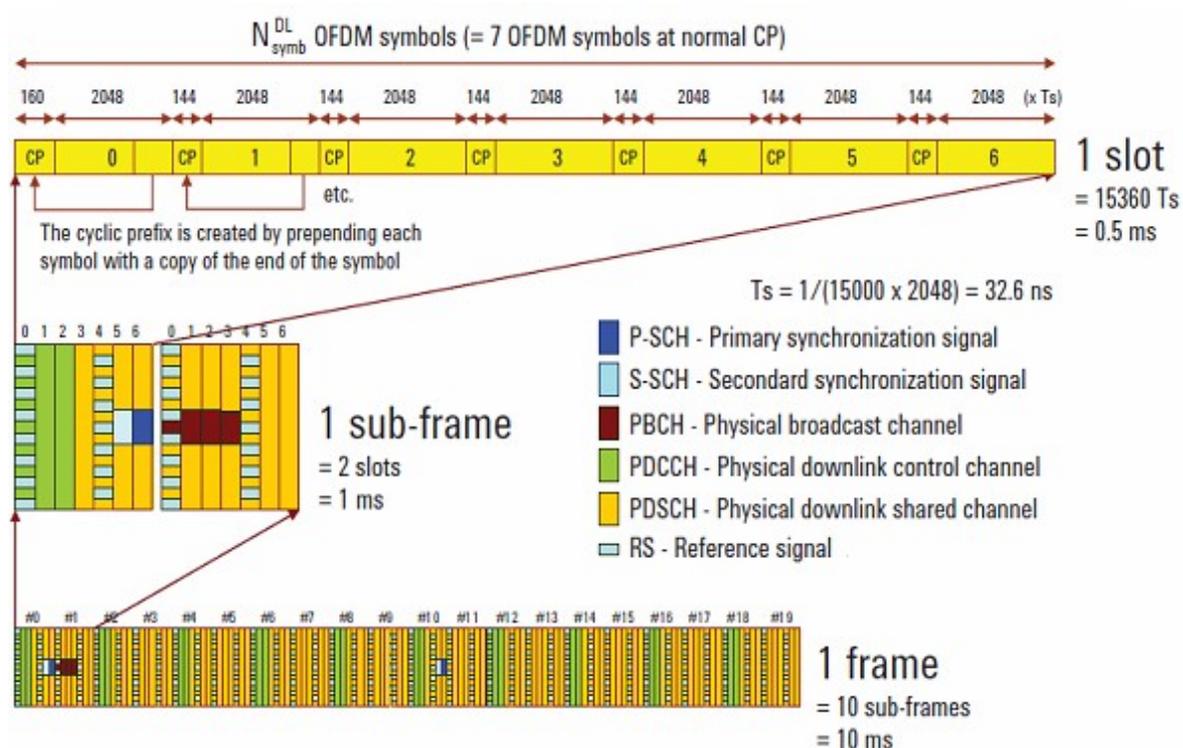
Tabela 4.1 - Parâmetros para diferentes configurações de downlink.

| CONFIGURAÇÃO | ESPAÇAMENTO DE PORTADORA | N_{sc}^{RB} | N_{symb}^{DL} |
|--------------|--------------------------|---------------|-----------------|
| CP normal | 15 kHz | 12 | 7 |
| CP estendido | 15 kHz | 12 | 6 |

| | | | |
|--------------|---------|----|---|
| CP estendido | 7,5 kHz | 24 | 3 |
|--------------|---------|----|---|

A Figura 4.9 ajuda a ilustrar melhor como se dá a divisão de frames no downlink, no domínio do tempo. A situação ilustrada na figura 4.9 é a de CP normal (7 símbolos por slot). Cada subframe é composto de 2 slots e tem duração de 1ms. Um frame é composto de 10 subframes. Nota-se a presença de diversos canais de controle e sinalização.

Figura 4.9 - Estrutura de frame LTE no downlink [4].



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ZYREN, J. "Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer". Disponível em: <http://www.freescale.com/files/wireless_comm/doc/white_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf>. Acesso em: 23 de novembro de 2009.
- [2] ZEMER, T. "OFDMA/SC-FDMA Basics for 3GPP LTE (E-UTRA)". Disponível em: <http://www.nt.tuwien.ac.at/fileadmin/users/wkarner/OFDMA_SCFDMA.pdf>. Acesso em: 23 de novembro de 2009.

- [3] “OFDMA”. Disponível em: <<http://en.wikipedia.org/wiki/OFDMA>>. Acesso em: 23 de novembro de 2009.
- [4] “Agilent 3GPP Long Term Evolution: System overview, product development and test challenges. Agilent Technologies”. Disponível em: <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8139EN.pdf>>. Acesso em: 23 de novembro de 2009.
- [5] SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. “LTE, The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice”. John Wiley & Sons Ltd, 2009, p. 123-124.
- [6] SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. “LTE, The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice”. John Wiley & Sons Ltd, 2009, p. 133.
- [7] 3GPP TS 36.300 V9.1.0. “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN). Overall description. Stage 2”.
- [8] 3GPP TL 36.211, V8.8.0. “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Physical Channels and Modulation”.

5 SC-FDMA

5.1 INTRODUÇÃO

Durante o desenvolvimento do LTE, foram feitas algumas pesquisas para se encontrar o melhor esquema de transmissão para o uplink. Pelo que foi discutido no capítulo anterior, nota-se que o OFDMA atende perfeitamente aos requisitos do downlink, porém suas propriedades não são tão favoráveis para sua aplicação também no uplink [1]. Isso se deve ao alto valor da razão entre a potência de pico e a potência média associado às características do sinal OFDMA, o que pode resultar em uma cobertura não satisfatória do uplink. Assim como existem requisitos similares entre esses dois processos no LTE, há também certas mudanças que são aplicadas somente ao uplink. Alguns dos atributos desejáveis estão enumerados a seguir [2]:

- Transmissão ortogonal no uplink por diferentes equipamentos de usuário, com objetivo de reduzir a interferência intracelular e maximizar a capacidade;
- Flexibilidade para suportar uma grande variedade de taxa de dados e possibilitar que a taxa de dados seja adaptável à Razão do Sinal para Interferência mais Ruído (Signal-to-Interference plus Noise Ratio – SINR);
- Um valor suficientemente baixo para PAPR ou CM da onda transmitida;
- Capacidade de explorar, de forma eficiente, a diversidade proporcionada pelo canal de banda larga (de até 20 MHz), mesmo quando se tem uma transmissão com baixas taxas de dados;
- Suportabilidade ao agendamento de frequências seletivas;
- Suportabilidade às avançadas técnicas de múltiplas antenas (como, por exemplo, MIMO), com a finalidade de explorar a diversidade espacial e reforçar a capacidade de uplink.

Quanto ao terceiro atributo requerido, é interessante ter uma baixa PAPR, pois se evita custos excessivos, tamanho e consumo de potência do Amplificador de Potência localizado no UE. Ou seja, é possível se ter uma melhor relação de custo-benefício no projeto desses amplificadores de potência. Além disso, o SC-FDMA tornou-se uma alternativa atraente em relação ao OFDMA, especialmente para comunicações de uplink, onde um baixo valor de PAPR traz muitos benefícios ao terminal móvel em termos de eficiência espectral.

O método de múltiplo acesso adotado no uplink para o LTE de modo a cumprir com esses atributos é o Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência com Portadora Única (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access – SC-FDMA). As principais vantagens do SC-FDMA em relação à técnica de múltiplo acesso utilizada no UMTS, que se refere ao Acesso Múltiplo por Divisão por Código com Sequência Direta (Direct-Sequence Code Division Multiple Access – DS-SS), são:

- Conseguir a ortogonalidade intracelular, mesmo em canais seletivos em frequência;
- Evitar o alto nível de interferência intracelular associados ao DS-SS, que reduz significativamente a capacidade do sistema, limitando assim o uso de modulação adaptativa.

5.2 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O OFDMA E SC-FDMA

Devido a uma plena comunhão entre o uplink e o downlink, é possível utilizar a técnica de Acesso Múltiplo por Divisão Ortogonal de Frequência (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – OFDMA) no uplink. Em princípio, um esquema OFDMA é capaz de satisfazer a todos aqueles atributos desejáveis já apresentados, a exceção do método para reduzir a PAPR. A semelhança entre o OFDMA e o SC-FDMA está no fato de se dividir a largura de banda de transmissão em múltiplas subportadoras paralelas, mantendo-se a ortogonalidade entre as subportadoras em canais seletivos em frequência por o uso de um Prefixo Cíclico (Cyclic Prefix – CP) ou intervalo de guarda. O uso do CP serve como prevenção contra a interferência intersimbólica entre os blocos de informação do SC-FDMA. Ele transforma a convolução linear por canal multipercurso em convolução circular, permitindo que o receptor sincronize o canal simplesmente pela extensão de cada subportadora por um ganho de fator complexo [2]. Além disso, o SC-FDMA possui algumas características que são próprias do OFDMA, como a resistência a múltiplos percursos e alocação flexível de frequência.

A diferença entre essas duas técnicas é que, no OFDM, os símbolos de dados são diretamente modulados por cada subportadora de forma independente, enquanto, no SC-FDMA, o sinal modulado para uma dada subportadora é uma combinação linear de todos os símbolos de dados transmitidos por um mesmo instante de tempo. Sendo assim, a cada período de símbolo, todas as subportadoras transmitidas de um sinal SC-FDMA carrega um componente de cada símbolo de dado modulado. É isso que caracteriza a propriedade de portadora única inerente ao SC-FDMA, tal como ocorre em sistemas como GSM e CDM, fazendo com que o valor da PAPR seja significativamente baixo em relação ao sistema de transmissão com multiportadora, tal como é utilizado no OFDM.

Na Figura 5.1, percebe-se as diferenças entre o OFDMA e o SC-FDMA por meio de uma comparação feita graficamente. Nesse exemplo, é utilizado apenas quatro (M) subportadoras sobre dois períodos de símbolo com os dados ilustrados por modulação QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). No entanto, os sinais LTE são alocados, de acordo com a norma 3GPP, em unidades de 12 subportadoras adjacentes, como é mostrado na Figura 5.2.

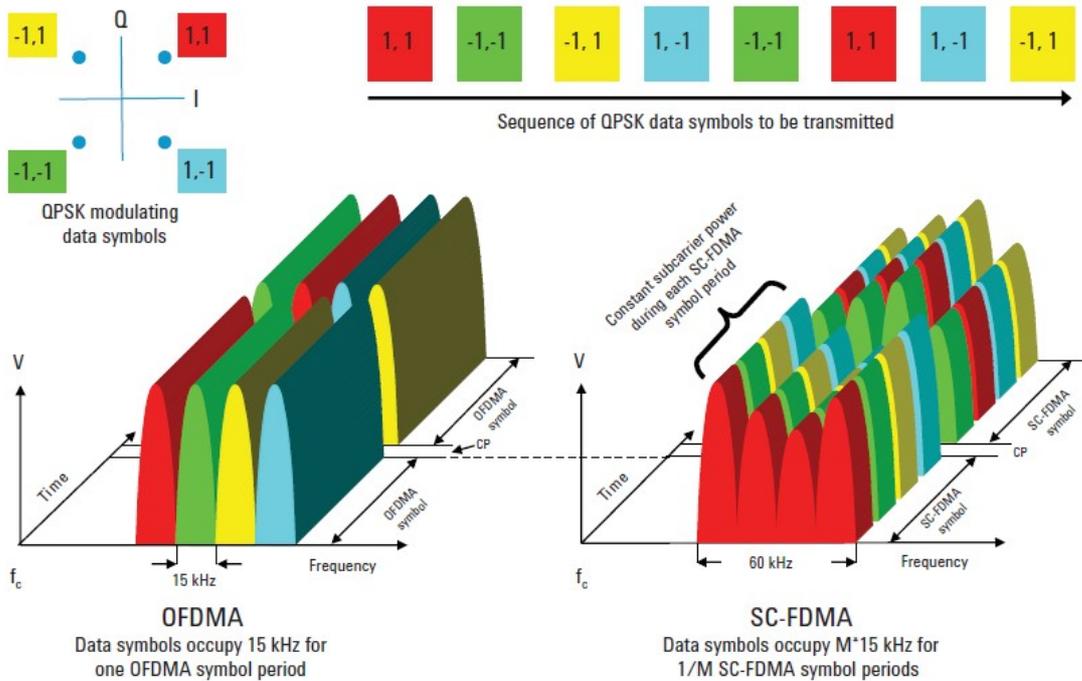


Figura 5.1 - Comparação dos esquemas de modulação SC-FDMA e OFDMA [3].

Na representação do sistema de modulação OFDMA, nota-se que M adjacente subportadoras de 15 kHz, alocadas no lugar desejado da largura de banda do canal, são moduladas por um símbolo de dados QPSK em um período de símbolo OFDMA ($66,7 \mu\text{s}$). Como se tem apenas 4 subportadoras, os quatro símbolos QPSK, localizados em paralelo, serão transmitidos um por cada subportadora, sendo que a potência da subportadora se mantém constante entre os símbolos. Com isso, torna-se clara uma importante diferença entre os dois esquemas, uma vez que o SC-FDMA transmite os 4 símbolos de dados QPSK em série e em 4 vezes à taxa, com cada símbolo ocupando uma largura de banda de $M \times 15$ kHz [3].

Ao se fazer a análise da Figura 5.1, é essencial notar a presença do prefixo cíclico inserido em um intervalo de guarda, localizado logo após um período de símbolo OFDMA. Por questões de melhor visualização, o CP é representado como um intervalo, porém ele é na verdade preenchido com uma cópia do fim do próximo símbolo, como foi mencionado no capítulo anterior, resultando numa potência de transmissão contínua, mas com uma fase de descontinuidade no limite do símbolo.

Quanto ao aumento indesejável da PAPR relacionado ao OFDMA, pode-se afirmar que esse processo é resultante da transmissão paralela de símbolos múltiplos. Para uma maior largura de banda, ou seja, quando se tem um maior número de M -subportadoras, a PAPR do OFDMA, com dados aleatórios de modulação, se aproxima de estatísticas do ruído Gaussiano, entretanto, independente do valor de M , a PAPR do SC-FDMA se mantém a mesma que é percebida para o símbolo de dados original.

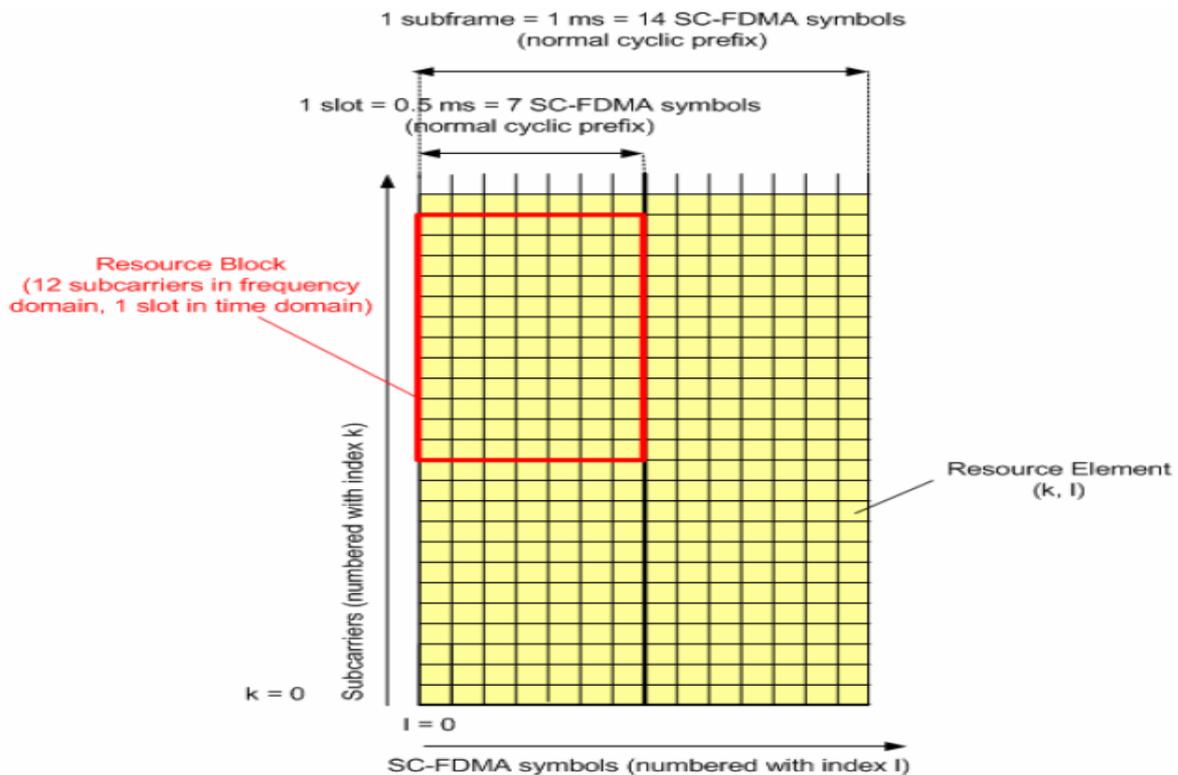


Figura 5.2 - Ilustração da estrutura do frame, bloco de recurso e elemento de recurso [1].

5.3 GERAÇÃO DO SINAL SC-FDMA

A geração do sinal SC-FDMA é caracterizada inicialmente por um processo de pré-codificação. Na Figura 5.3, é ilustrado como se cria uma forma de onda no domínio do tempo a partir dos subsímbolos de dados QPSK. Para se ter um símbolo SC-FDMA no domínio do tempo, o processo consiste em computar a trajetória traçada pelo movimento de um símbolo de dados QPSK para o seguinte. Isso é realizado em M vezes a taxa de símbolo SC-FDMA de tal forma que um símbolo SC-FDMA possa conter M símbolos de dados QPSK consecutivos.

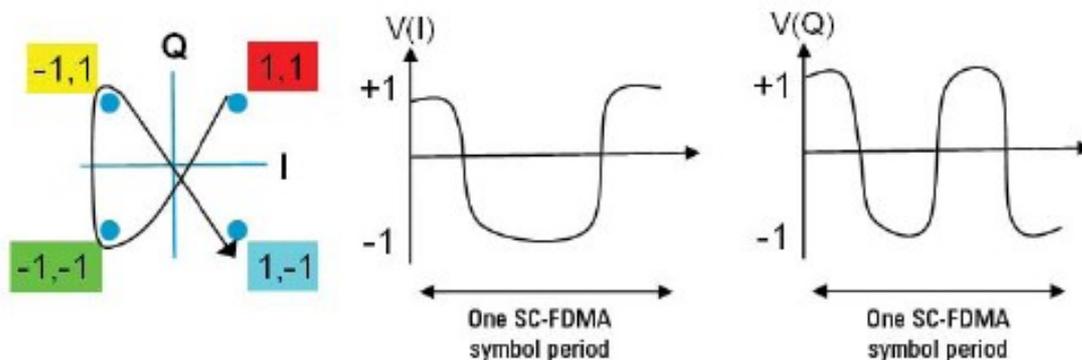


Figura 5.3 - Geração no domínio do tempo da forma de onda de um símbolo SC-FDMA [3].

Tendo feita uma representação IQ (real e imaginário) de um símbolo SC-FDMA no domínio do tempo, é preciso transladá-lo para o domínio da frequência e, para isso, utiliza-se a Transformada Discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform – DFT), tal como é mostrado na Figura 5.4. A frequência amostrada da DFT é escolhida de tal maneira que se possa representar uma forma de onda no domínio do tempo por M blocos de DFT espaçadas de 15 kHz.

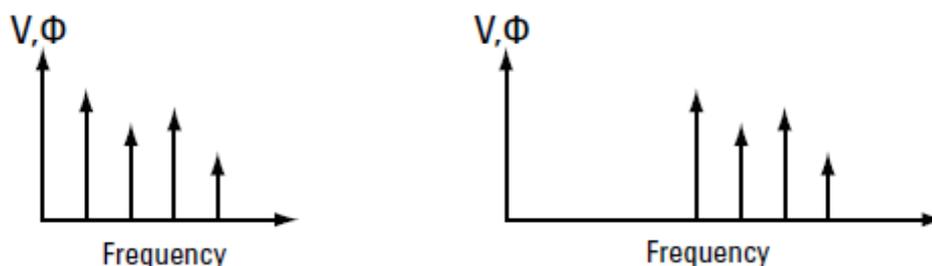


Figura 5.4 - Representação em banda base da DFT com frequência deslocada [3].

Após a aplicação da DFT, o passo seguinte é fazer o deslocamento da sua representação em banda base para a parte desejada da largura de banda do canal. Isso está relacionado ao modo de mapeamento da subportadora, que pode ser distribuído ou localizado, como é representado pelas Figuras 5.5 e 5.6. Na Figura 5.6, utiliza-se um valor de N igual 4, onde N representa o número de subportadoras ocupadas por dados de entrada e, por consequência, o número de pontos da DFT. O número total de portadoras, ou seja, o número de pontos da IFFT é igual a 16. Além disso, somente é possível fazer esse posicionamento do sinal graças à característica inerente ao Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência (FDMA), que é essencial para o eficiente compartilhamento do uplink entre múltiplos usuários [3].

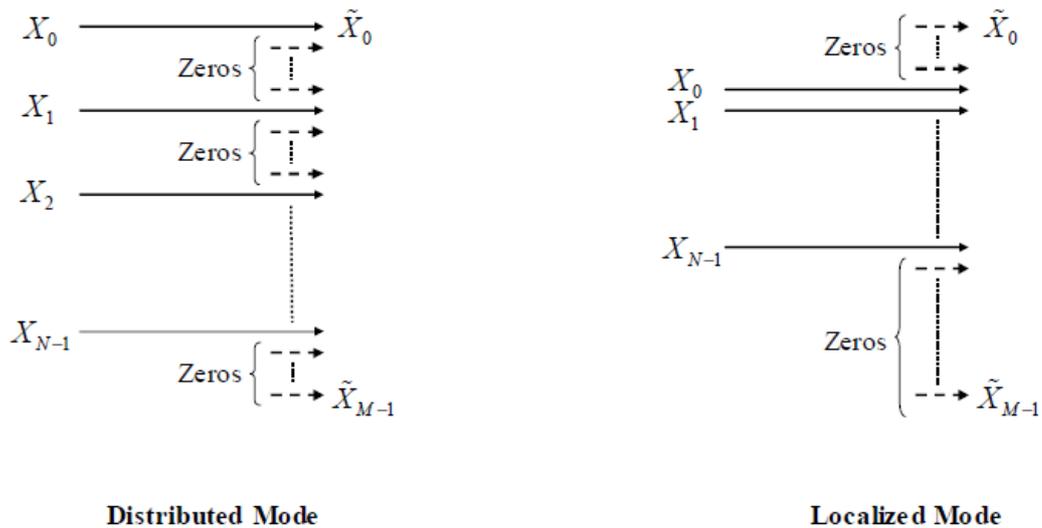


Figura 5.5 - Modos de mapeamento de subportadora [4].

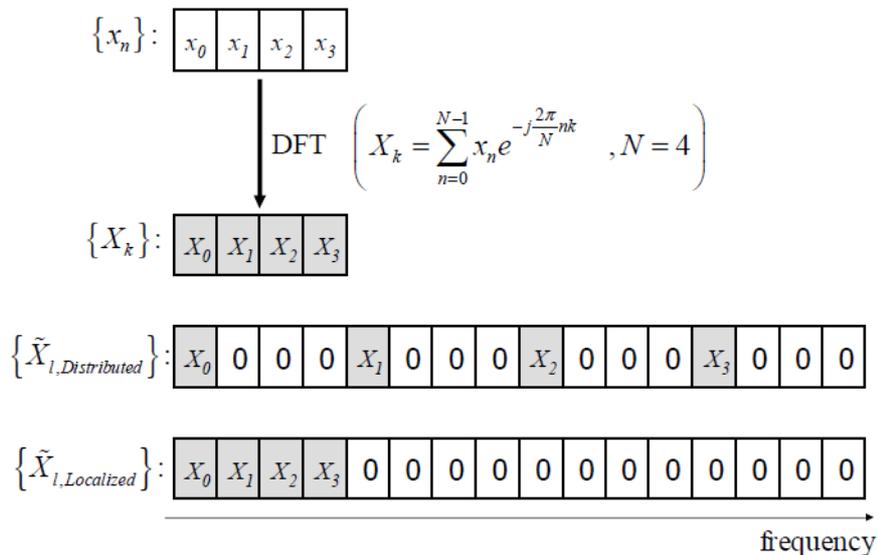


Figura 5.6 - Exemplo de símbolos SC-FDMA transmitidos no domínio da frequência [4].

Para finalizar o processo de geração e transmissão do sinal SC-FDMA, é realizada uma IFFT em cada subportadora para que se possa criar M-sinais no domínio do tempo, os quais são vetores-soma que constituirão a forma de onda do sinal. Então, o CP é inserido. Logo depois é feita a filtragem (por exemplo, com um filtro de modelagem de pulso por cosseno levantado ou por raiz de cosseno levantado), sendo o sinal resultante transmitido, como se pode perceber pelo diagrama de bloco ilustrado na Figura 5.7. A princípio, um filtro de modelagem de pulso pode resultar na diminuição da PAPR, mas em detrimento da eficiência espectral. Por isso, o uso desses filtros é considerado para o LTE, a fim de reduzir a PAPR, especialmente para modulações de menor ordem, tais como QPSK, para reforçar a cobertura do uplink [1].

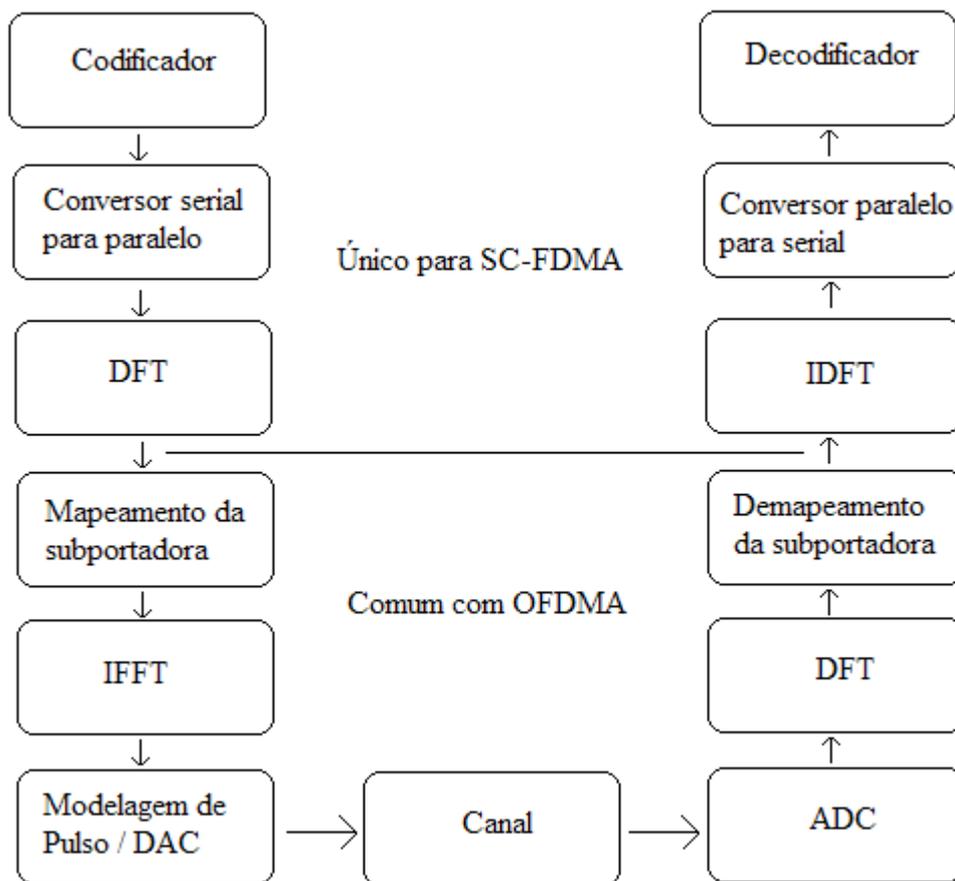


Figura 5.7 - Diagrama de bloco do SC-FDMA.

5.4 PARAMETRIZAÇÃO DO SC-FDMA PARA LTE

No uplink do LTE, a geração do sinal tem um benefício adicional na medida em que permite uma parametrização similar à adotada para o downlink no OFDM, o que se pode incluir o mesmo espaçamento de subportadora, o número de subportadoras ocupadas em uma determinada largura de banda e comprimentos de CP, como se pode observar na Tabela 5.1. Isso proporciona uma máxima interligação entre uplink e downlink.

Tabela 5.1 - Parâmetros no uplink para o SC-FDMA [2].

| Parameter | Value | Description |
|------------------------------|----------------------------------|--|
| Subframe duration | 1 ms | |
| Slot duration | 0.5 ms | |
| Subcarrier spacing | 15 kHz | |
| SC-FDMA symbol duration | 66.67 μ s | |
| CP duration | Normal CP: | 5.2 μ s first symbol in each slot, 4.69 μ s all other symbols |
| | Extended CP: | 16.67 μ s all symbols |
| Number of symbols per slot | 7 (Normal CP) 6 (Extended CP) | |
| Number of subcarriers per RB | 12 | |

Tal como acontece no downlink, o subquadro de 1 ms permite um intervalo de planejamento de 1 ms, conhecido como Intervalo de Tempo de Transmissão (Transmission Time Interval – TTI). Isso possibilita o alcance de uma baixa latência. Porém, ao contrário do que acontece no downlink, a cobertura do uplink é mais susceptível a ser limitada por uma potência máxima de transmissão do UE.

O escalonamento do uplink para as larguras de banda suportadas no LTE está ilustrado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Parametrização do SC-FDMA no uplink para larguras de banda de portadoras selecionadas [2].

| | Carrier bandwidth (MHz) | | | | | |
|--------------------------------------|-------------------------|-----|-----|------|------|------|
| | 1.4 | 3 | 5 | 10 | 15 | 20 |
| FFT size | 128 | 256 | 512 | 1024 | 1536 | 2048 |
| Sampling rate: $M/N \times 3.84$ MHz | 1/2 | 1/1 | 2/1 | 4/1 | 6/1 | 8/1 |
| Number of subcarriers | 72 | 180 | 300 | 600 | 900 | 1200 |
| Number of RBs | 6 | 15 | 25 | 50 | 75 | 100 |
| Bandwidth efficiency (%) | 77.1 | 90 | 90 | 90 | 90 | 90 |

Uma característica interessante dessa parametrização é que os números de subportadoras, que podem ser atribuídas a um UE para realizar a transmissão, são restritos, tais que o tamanho da DFT no LTE pode ser construído por múltiplos de 2, 3 e/ou 5 [2]. Tal como o downlink, o LTE uplink suporta larguras de banda de 1,4 MHz até 20 MHz com o mesmo espaçamento de subportadora. Nota-se também que as taxas de amostragem são múltiplos racionais da taxa por chip utilizado no UMTS, que é de 3,84 MHz. Isso facilita na implementação em um UE multimodo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ROHDE & SCHWARZ. “UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction”. Disponível em: <http://www2.rohde-schwarz.com/file_10948/1MA111_2E.pdf>. Acesso em: 24 de julho de 2009.
- [2] SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. “LTE, The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice”. John Wiley & Sons Ltd, 2009.
- [3] Agilent 3GPP Long Term Evolution. “System overview, product development and test challenges”. Disponível em: <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8139EN.pdf>>. Acesso em: 21 de novembro de 2009.

- [4] MYUNG, H. G.; Lim, J.; GOODMAN, D. J. "Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping". Disponível em: <
<http://hgmyung.googlepages.com/>>. Acesso em: 3 de outubro de 2009.

6 ANÁLISE PRÁTICA DA PAPR

6.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é fazer uma análise numérica do parâmetro PAPR em relação às técnicas de múltiplo acesso anteriormente vistas, para isso será feito o uso da CCDF da PAPR. Mostrar-se-á, como afirmado anteriormente, que um sinal SC-FDMA apresenta uma menor PAPR em comparação com um sinal OFDMA, e isso se deve à estrutura de portadora única inerente do sinal SC-FDMA [1].

6.2 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

As simulações realizadas neste capítulo foram feitas utilizando um programa de cálculo de PAPR desenvolvido por Hyung Myung [2]. Encontra-se disponível no Anexo I uma cópia da licença deste programa. Os parâmetros utilizados em simulação foram:

1. Largura de banda: 5 MHz;
2. Taxa de amostragem: 5 mega-amostras por segundo;
3. Tipos de modulação: QPSK e 16-QAM;
4. Modelagem de pulso: nenhuma, filtro de cosseno levantado (Raised-cosine – RC) ou raiz de cosseno levantado (Root raised-cosine – RRC).
5. Esquema de mapeamento de subportadora: distribuído (Interleaved FDMA – IFDMA) e localizado (Localized FDMA - LFDMA);
6. Fator de “roll-off”: 0 a 1;
7. Fator de sobreamostragem: 4;
8. Prefixo cíclico: 20 amostras (4 μ s);
9. Tamanho da IFFT: 64 (M);
10. Espaçamento da subportadora: 78,125 kHz (= 5 MHz/64);
11. Número de subportadoras por bloco de recurso do SC-FDMA e o OFDMA: 16;
12. Tamanho de entrada da FFT do SC-FDMA: 16;
13. Número de simulações: 10⁶.

Como uma correta modelagem de pulso pode se tornar um método importante para prevenção contra a interferência inter-simbólica (Inter-Symbol Interference – ISI), vale ressaltar o uso do sexto parâmetro mencionado acima: fator de roll-off. Esse parâmetro é

definido como a quantidade de largura de banda usada além da largura de banda de Nyquist, dividida pela largura de banda de Nyquist [3]. O valor de fator de “roll-off” está compreendido entre 0 e 1, considerando o zero como o valor mais próximo do filtro ideal. Com base nesses fundamentos, será feita a análise da PAPR para vários fatores de “roll-off” com o objetivo de verificar a influência dos mesmos sobre tal métrica. Porém, cabe mencionar que, na prática, os sistemas de comunicações digitais usam frequentemente um fator de “roll-off” entre 0,10 e 0,35 [4]. Por conseguinte, utilizar-se-á principalmente como referência um fator de “roll-off” igual a 0,2.

6.3 ANÁLISE DAS SIMULAÇÕES

O primeiro resultado interessante é o caso do SC-FDMA do tipo distribuído (IFDMA) sem formatação de pulso. Pode ser mostrado que, nessa situação, a PAPR do sinal é a mesma que no caso de um sinal de portadora única convencional [1]. Assim, a PAPR é mínima no caso de modulação QPSK, uma vez que não há variação na amplitude do sinal, sendo toda informação contida na fase, como se pode perceber pela Figura 6.1. No caso da modulação 16-QAM, a PAPR é significativa, mas ainda assim inferior aos casos de SC-FDMA distribuído e OFDMA, como já esperado de um sinal de portadora única convencional. Pode ser mostrado também que em comparação com o tipo localizado (LFDMA), o tipo distribuído do SC-FDMA tende a apresentar menores valores de PAPR [1].

Porém, nota-se claramente, pela Figura 6.2, que a PAPR do LFDMA sem formatação de pulso e com uso do filtro RRC é ligeiramente menor que a da IFDMA com uso do filtro RC. Além disso, também com relação ao uso dos filtros, observa-se que os resultados encontrados diferem para cada tipo de modulação. Quanto que para o QPSK o uso do filtro RRC corresponde necessariamente em valores mais baixos para PAPR, o mesmo não acontece para o 16-QAM, pois se pode notar uma menor PAPR no LFDMA com o uso do filtro RC. Portanto, é perceptível a influência da escolha do tipo de filtro de modelagem de pulso quando o objetivo principal é à busca de uma baixa PAPR.

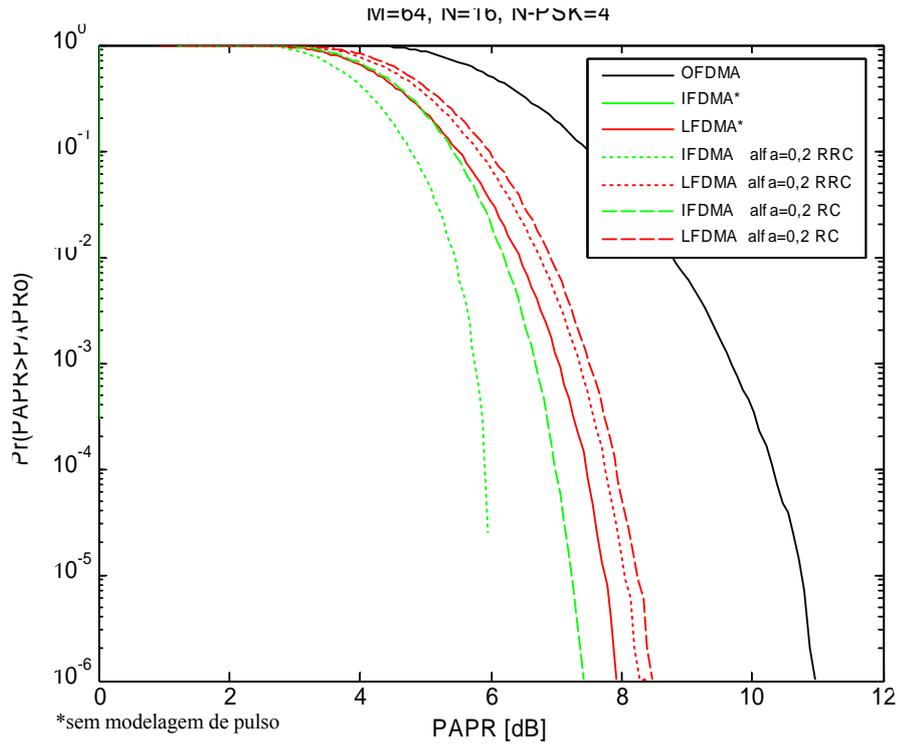


Figura 6.1 - CCDF da PAPR para OFDMA, SC-FDMA distribuído (IFDMA) e localizado (LFDMA) com modulação do tipo QPSK.

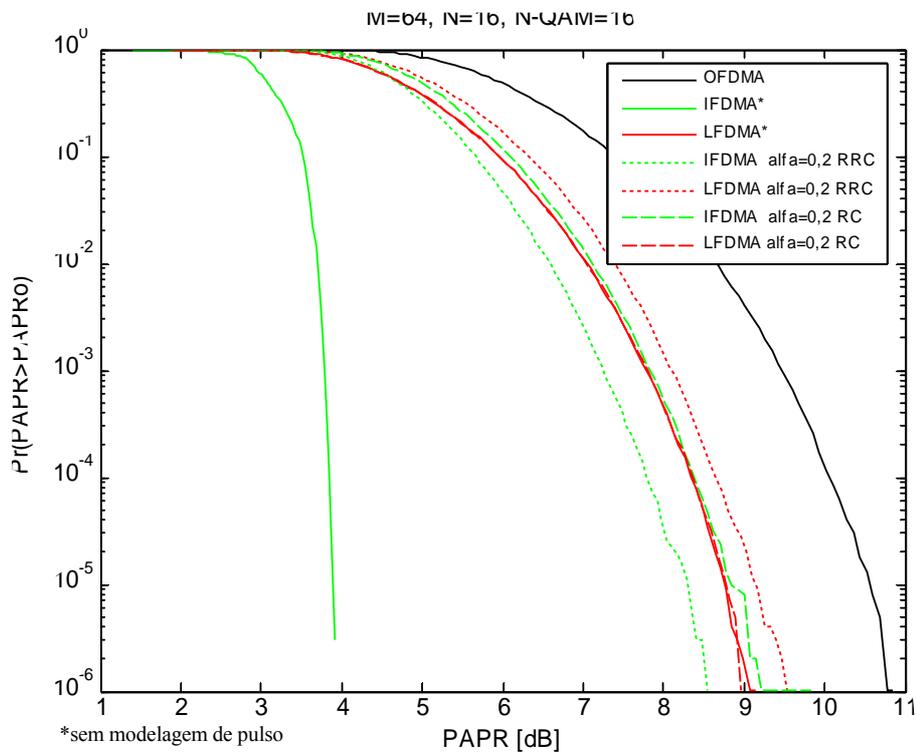


Figura 6.2 - CCDF da PAPR para OFDMA, SC-FDMA distribuído (IFDMA) e localizado (LFDMA) com modulação do tipo 16-QAM.

Na Tabela 6.1, é feita a análise comparativa do valor da PAPR que é excedida com probabilidade menor do que 0,1% [$\Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0) = 10^{-3}$] ou 99,9 percentil da PAPR:

Tabela 6.1 - Comparação do 99,9 percentil da PAPR.

| Tipo de modulação | IFDMA | | | LFDMA | | | OFDMA |
|-------------------|------------------------|--|---|------------------------|--|---|--------|
| | Sem modelagem de pulso | Modelagem de pulso (fator de “roll-off” 0,2 e RRC) | Modelagem de pulso (fator de “roll-off” 0,2 e RC) | Sem modelagem de pulso | Modelagem de pulso (fator de “roll-off” 0,2 e RRC) | Modelagem de pulso (fator de “roll-off” 0,2 e RC) | |
| QPSK | 0 dB | 5,8 dB | 6,7 dB | 7,1 dB | 7,3 dB | 7,5 dB | 9,7 dB |
| 16-QAM | 3,8 dB | 7,2 dB | 7,8 dB | 7,7 dB | 8,1 dB | 7,8 dB | 9,4 dB |

Antes de se fazer a análise dos dados da Tabela 6.1, é importante mencionar a definição de percentil. Um percentil é uma medida da posição relativa de uma unidade observacional em relação a todas as outras. O p-ésimo percentil tem no mínimo p% dos valores abaixo daquele ponto e no mínimo (100 - p)% dos valores acima [5]. Logo, a partir dos dados da Tabela 6.1, se 9,4 dB é o 99,9 percentil da PAPR para o OFDMA com modulação 16-QAM, então 99,9% da PAPR tem valores menores que 9,4 dB e 0,1% possuem valores maiores.

Sendo assim, no caso de não se ter nenhuma modelagem de pulso, IFDMA tem uma menor PAPR do que no caso do OFDMA de 9,7 dB para QPSK e 5,6 dB para 16-QAM, enquanto a PAPR do LFDMA é menor do que a do OFDMA de 2,6 dB para QPSK e de 1,7 dB para 16-QAM, mas superior ao do IFDMA de 7,1 dB para QPSK e 3,9 dB para 16-QAM. Com a modelagem de pulso, é percebido que, em geral, a PAPR aumenta significativamente para o IFDMA, contudo a PAPR do LFDMA dificilmente. Por fim, chega-se a conclusão que o IFDMA e o LFDMA possuem uma menor PAPR do que OFDMA, porém pode-se notar uma diferença mais expressiva apenas no SC-FDMA distribuído.

Nas Figuras 6.3 e 6.4, ao usar uma modelagem de pulso por cosseno levantado, mostra-se o impacto do fator de “roll-off” na PAPR, sendo esse impacto mais percebido no IFDMA. Observou-se uma tendência à diminuição da PAPR com o aumento do fator de “roll-off” utilizado. Porém, isso implica em um “tradeoff”, ou seja, uma escolha entre o desempenho da PAPR e as emissões fora da banda (OOB), uma vez que essas emissões aumentam diretamente com o fator de “roll-off”. Vale lembrar que, como visto no Capítulo

3, esse aumento nas emissões OOB pode resultar no aumento do nível de potência de transmissão, o que afetaria diretamente no ponto de operação do amplificador de potência.

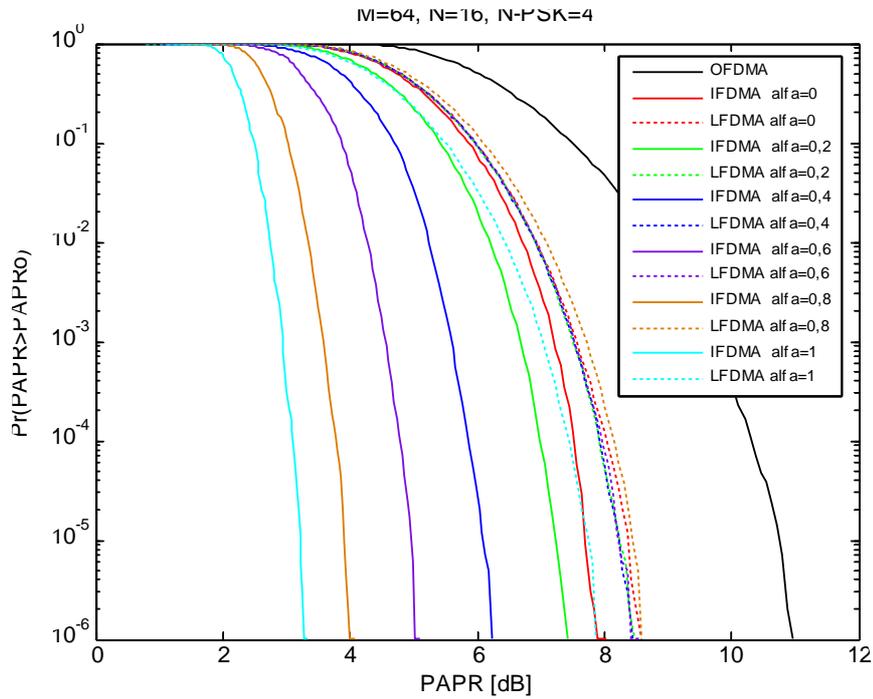


Figura 6.3 - Comparação da CCDF da PAPR com vários fatores de “roll-off” e modelagem de pulso do tipo RC para QPSK.

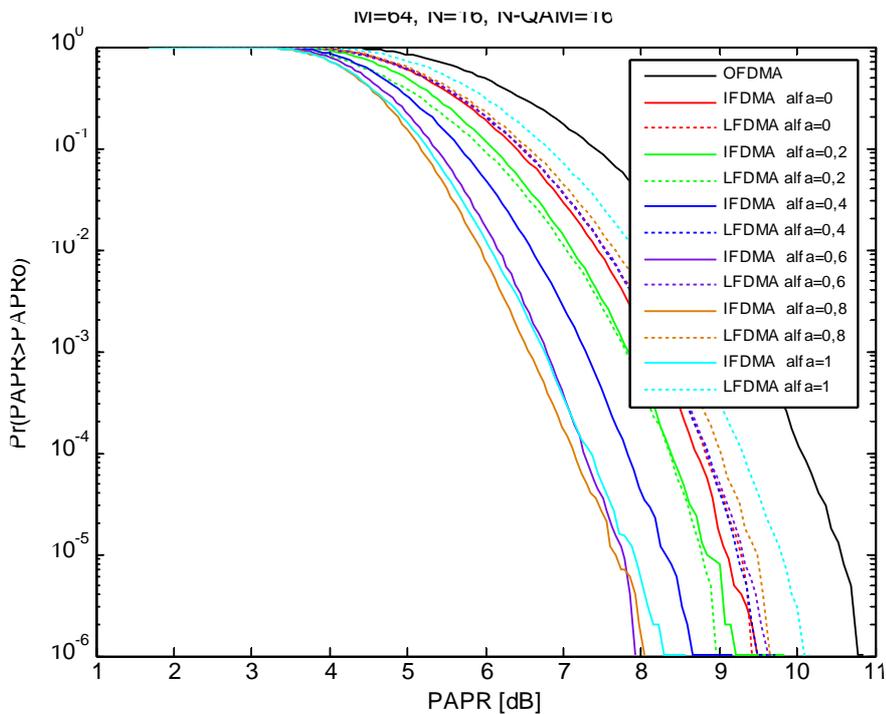


Figura 6.4 - Comparação da CCDF da PAPR com vários fatores de “roll-off” e modelagem de pulso do tipo RC para 16-QAM.

Em comparação com o OFDMA, ambos os tipos de mapeamento de subportadora do SC-FDMA apresentam maior probabilidade de se ter menores valores para a PAPR, ressaltando-se que o IFDMA apresenta PAPR mais baixa quando comparado com o LFDMA e uma diferença mais significativa em relação ao OFDMA. Sendo assim, caso a escolha de mapeamento de subportadora fosse baseada apenas na PAPR, o IFDMA deveria ser o escolhido. Outro fato explícito é que, quando se altera o valor do fator de “roll-off”, há um impacto maior sobre a PAPR do IFDMA. Por fim, é aconselhável utilizar o filtro de modelagem de pulso de forma cautelosa, a fim de se ter uma redução desejável da PAPR sem alterar no desempenho do amplificador de potência ou pode-se dizer também do sistema como um todo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MYUNG, H. G.; Lim, J.; GOODMAN, D. J. “Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping”. Disponível em: <<http://hgmyung.googlepages.com/>>. Acesso em: 3 de outubro de 2009.
- [2] Disponível em: <<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/20454-simple-single-carrier-fdma-sc-fdma-simulator>>. Acesso em: 12 de dezembro de 2009.
- [3] LITWIN, L. “Matched filtering and timing recovery in digital receivers”. Disponível em: <<http://images.industryclick.com/files/4/0901Litwin32.pdf>>. Acesso em: 23 de novembro de 2009.
- [4] OLIVEIRA, A. R. S.; LIMA, E. N.; SOARES, M. D. “EDGE, uma realidade que você precisa conhecer”. Disponível em: <<http://74.125.93.132/search?q=cache:flC1Y8EdyKUI:www.wirelessbrasil.org/wirelessbr/colaboradores/marilson/edge/edge03.html+roll-off+factor+LTE&cd=3&hl=pt-BR&ct=clnk&gl=br>>. Acesso em: 23 de novembro de 2009.
- [5] “Percentis”. Disponível em: <<http://www.estatistica.eng.br/Percentis.htm>>. Acesso em: 29 de novembro de 2009.

7 CONCLUSÕES

No Capítulo 1, apresentou-se a evolução dos sistemas de telefonia móvel pessoal. Neste sentido, o LTE desponta como o sucessor natural dos sistemas 3G difundidos atualmente em escala global. O Brasil acompanha esta tendência, uma vez que possui uma infra-estrutura considerável 3G, apta para a evolução para o LTE.

O Capítulo 2 versou sobre o sistema LTE em uma abordagem mais geral. Uma análise das metas deste sistema mostra que é um projeto ambicioso, que promete uma revolução em comparação com os sistemas atualmente operantes, principalmente no que diz respeito à qualidade de serviço. Uma das tecnologias chave para se alcançar tais metas é o MIMO. O uso de múltiplas antenas propicia multiplexação espacial, gerando um aumento nas taxas de transmissão, ou ganho de diversidade, o que aumenta a performance das transmissões. É uma tecnologia nova e bem fundamentada matematicamente, mas que na implementação ainda necessita de evolução, além de possuir um potencial vasto de aplicações.

No Capítulo 3, mencionou-se o amplificador de potência e a PAPR. Após uma análise do comportamento desse tipo de amplificador, viu-se que, para se ter uma bateria de longa duração em um UE, é preciso que se leve em conta, principalmente, a alta eficiência e, por isso, manter o funcionamento do PA o mais perto possível do topo da região de operação linear é primordial. Para o alcance dessa meta, o processo de redução de potência do PA vislumbrou ser a opção preferível. Isso permite que o UE cumpra os requisitos de emissão de OOB sem perda de eficiência, porém à custa de uma perda de cobertura devido à potência reduzida no canal desejado. Quanto à PAPR, mostrou-se a relação dessa importante métrica com o desempenho do amplificador de potência, chegando à conclusão que uma alta PAPR representa amplificadores de potências mais caros, com elevadas exigências na linearidade, o que aumenta o custo do terminal e acaba rapidamente com a bateria do UE.

No Capítulo 4, foi feita uma análise da técnica de múltiplo acesso OFDMA. Foi visto que são usadas múltiplas portadoras a fim de se melhor explorar um canal seletivo em frequência e é feito o uso do prefixo cíclico para evitar interferência interssimbólica. Mostrou-se que o OFDMA é sensível a problemas de sincronia de frequência, embora a sincronia de tempo não seja problemática devido ao uso do prefixo cíclico. Além disso, é sensível ao efeito Doppler e apresenta alta PAPR. Apesar destes problemas, é uma tecnologia bem consolidada que já vem sendo utilizada em sistemas de comunicação sem fio. Por fim, apresentou-se a parametrização do OFDMA para seu uso no LTE.

No Capítulo 5, detalharam-se as características do método de múltiplo acesso SC-FDMA. Por meio de uma análise comparativa entre o OFDMA e o SC-FDMA, foi observado que o SC-FDMA tornou-se uma alternativa atraente em relação ao OFDMA, especialmente para comunicações de uplink, onde um baixo valor de PAPR traz muitos benefícios ao terminal móvel em termos de eficiência espectral, o que pode resultar também num aumento satisfatório de cobertura do uplink. Além disso, mostrou-se como é gerado um sinal SC-FDMA e as particularidades desse processo. Por fim, ilustrou-se a parametrização do SC-FDMA para o LTE, sendo esta muito similar à do OFDMA, proporcionando assim uma máxima interligação entre uplink e downlink.

No Capítulo 6, foi feita uma análise quantitativa da PAPR, comparando o SC-FDMA e o OFDMA. Como era esperado, o SC-FDMA apresentou PAPR significativamente menores que o OFDMA. No SC-FDMA, a técnica de mapeamento de subportadora do tipo distribuída se mostrou mais atrativa que a do tipo localizada quanto à PAPR. Notou-se que a PAPR do LFDMA sem formatação de pulsos é a mesma do caso de uma transmissão de portadora única convencional. Usando formatação de pulsos, o IFDMA se mostrou relativamente mais insensível do que o LFDMA quanto às variações no fator de “roll-off”. Por isso, é aconselhável utilizar o filtro de modelagem de pulso de forma cautelosa, a fim de se ter uma redução desejável da PAPR sem alterar no desempenho do amplificador de potência.

A PAPR mais baixa apresentada no SC-FDMA pode fazer com que se tenha o ponto de operação do amplificador de potência mais próximo da região de não-linearidade, aumentando-se assim a eficiência do amplificador. Com isso, conclui-se que o esquema SC-FDMA propicia melhorias no que diz respeito ao uso eficiente do PA localizado no equipamento do usuário, alcançando-se assim o objetivo deste trabalho.

Como sugestão de trabalhos futuros, pode-se realizar uma análise dos efeitos da baixa PAPR do SC-FDMA em outros tipos de amplificadores e também uma comparação da PAPR no uplink entre os padrões LTE e WIMAX.

ANEXO I

Copyright (c) 2008, Hyung Myung
All rights reserved.

Redistribution and use in source and binary forms, with or without modification, are permitted provided that the following conditions are met:

* Redistributions of source code must retain the above copyright notice, this list of conditions and the following disclaimer.

* Redistributions in binary form must reproduce the above copyright notice, this list of conditions and the following disclaimer in the documentation and/or other materials provided with the distribution.

THIS SOFTWARE IS PROVIDED BY THE COPYRIGHT HOLDERS AND CONTRIBUTORS "AS IS" AND ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTIES, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE ARE DISCLAIMED. IN NO EVENT SHALL THE COPYRIGHT OWNER OR CONTRIBUTORS BE LIABLE FOR ANY DIRECT, INDIRECT, INCIDENTAL, SPECIAL, EXEMPLARY, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES (INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, PROCUREMENT OF SUBSTITUTE GOODS OR SERVICES; LOSS OF USE, DATA, OR PROFITS; OR BUSINESS INTERRUPTION) HOWEVER CAUSED AND ON ANY THEORY OF LIABILITY, WHETHER IN CONTRACT, STRICT LIABILITY, OR TORT (INCLUDING NEGLIGENCE OR OTHERWISE) ARISING IN ANY WAY OUT OF THE USE OF THIS SOFTWARE, EVEN IF ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGE.