



UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

# **Tecnologia Rádio sobre Fibra Aplicada à Extensão de Cobertura de Redes de Telefonia Móvel: Abordagem Experimental Baseada no Padrão LTE-A**

**Carlos Alberto Dalarmelina**

Orientador: Dr. Jair Adriano Lima Silva  
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Coorientador: Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto  
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

11 DE JUNHO DE 2018





Carlos Alberto Dalarmelina

**Tecnologia Rádio sobre Fibra Aplicada à Extensão de  
Cobertura de Redes de Telefonia Móvel: Abordagem  
Experimental Baseada no Padrão LTE-A**

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
11 DE JUNHO DE 2018



Carlos Alberto Dalarmelina

**Tecnologia Rádio sobre Fibra Aplicada à Extensão de  
Cobertura de Redes de Telefonia Móvel: Abordagem  
Experimental Baseada no Padrão LTE-A**

Aprovada em 11 de Junho de 2018, Vitória-ES.

---

**Dr. Jair Adriano Lima Silva**

Orientador

---

**Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto**

Coorientador

---

**Ph.D. Arismar Cerqueira Sodré  
Júnior**

Instituto Nacional de Telecomunicações  
Membro Externo

---

**Dra. Shirley Peroni Neves Cani**

Instituto Federal do Espírito Santo  
Membro Externo ao Programa

---

**Dr.-Ing. Jessé Gomes dos Santos**

Universidade Federal do Espírito Santo  
Membro Externo ao Programa

---

**Dra. Maria José Pontes**

Universidade Federal do Espírito Santo  
Membro Interno

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
11 DE JUNHO DE 2018



---

Carlos Alberto Dalarmelina    Tecnologia Rádio sobre Fibra Aplicada à Extensão de Cobertura de Redes de Telefonia Móvel: Abordagem Experimental Baseada no Padrão LTE-A/ Carlos Alberto Dalarmelina. – , 11 de Junho de 2018-    82 p. : il.(red); 30 cm.

Orientador:Dr. Jair Adriano Lima Silva

Tese de Doutorado – Universidade Federal do Espírito Santo - UFES, 11 de Junho de 2018.

1.LTE\_A. 2. RoF. 3. Ampliar Cobertura. I. Dr. Jair Adriano Lima Silva. II. Universidade Federal do Espírito Santo. III. LABTEL. IV. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

CDU 02:141:005.7

---

Este trabalho é dedicado a minha mãe, minha esposa Eliana, meus filhos Alice e Matheus, aos meus enteados, meus irmãos e todos os meus amigos, pelo incondicional apoio agora e sempre.

# Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus por ter me dado a vida e sabedoria. Agradecer às pessoas da minha família e convívio, em especial minha esposa Eliana, meus filhos Alice e Matheus que faltei como pai em muitos momentos importantes, mas sabiam que era por um bom motivo e aos meus enteados Anna e Arthur.

As pessoas que ajudaram a fazer do meu sonho uma realidade, meu orientador e professor Jair A. Lima Silva, aos meus professores Marcelo Segatto, Moisés Ribeiro, Maria José e Evandro Salles, meus colegas de doutorado Ezequiel e Reginaldo, aos meus amigos que torceram por mais essa vitória e a minha mãe que rezou do início ao fim para que eu alcançasse o sucesso;





*“Não importa onde você parou, em que momento da vida você cansou, o que importa é que sempre é possível e necessário, ”Recomeçar”.” (Carlos Drummond de Andrade)*

# Resumo

Apresenta-se nesta Tese uma proposta de ampliação da cobertura de redes de telefonia móvel baseadas no padrão LTE-A (*Long Term Evolution-Advanced*), através da tecnologia RoF (*Radio-over-Fiber*) em uma arquitetura simples e de baixo custo.

Resultados de simulação em configuração *back-to-back* e em enlaces de 20, 40 e 60 km de fibra monomodo padrão sem compensação de dispersão validaram os modelos numéricos dos sistemas RoF, com modulação de intensidade e detecção direta, implementados para as comunicações em *downlink* e *uplink* e parametrizados conforme recomendações do 3GPP.

Resultados experimentais da transmissão de sinais de acesso múltiplo OFDMA com agregação de portadoras em *downlink* e sinais de acesso múltiplo SC-FDMA em *uplink*, nos enlaces RoF acima referidos, mostraram a robustez da integração, mediante a medição de desempenho do vetor de erro EVM abaixo dos 17,5%, 12,5% e 8% para as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM nas subportadoras, respectivamente. Com os moduladores ópticos Mach-Zehnder devidamente polarizados conseguiu-se realizar com significativo êxito a transmissão de sinais LTE-A com agregação de cinco subbandas em um enlace RoF de 60 km de fibra SSMF, com as subportadoras dos sinais OFDMA de três das subbandas que os compõem mapeadas em 64-QAM, sucesso este comprovado mediante a medição de valores de EVM abaixo de 6%. Com potência de sinal de entrada na fibra igual a  $-2$  dBm foi possível transmitir pelo sistema RoF a 65 Mb/s e largura de banda de 20 MHz com subportadoras mapeadas em 64-QAM, sinais SC-FDMA de usuários distantes 60 km da eNB, com um desempenho EVM  $\approx 8$  %.

A contribuição científica desta Tese está na comprovação experimental da robustez de uma técnica de detecção de blocos baseada em máxima verossimilhança presente na unidade móvel de um usuário final, para recuperação de informação de controle. Após propagação em 40 km de fibra SSMF e potências de entrada na fibra maiores e iguais a  $-24$  dBm, a comunicação deu-se livre de erros de bloco.

**Palavras-chave:** Rádio sobre fibra RoF, padrão LTE-A, acesso múltiplo OFDMA, acesso múltiplo SC-FDMA e detecção por máxima verossimilhança.

# Abstract

A simple and low cost approach for coverage extension of telecommunication services based on the enhanced long-term evolution (LTE-A), through radio-over-fiber (RoF) technology, is proposed in this Thesis.

Simulation results in a back-to-back configuration and after propagation through 20, 40 and 60 km of standard single-mode fibers (SSMF), without chromatic dispersion compensation, validate the developed downlink and uplink RoF numerical models, parametrized according to the 3GPP releases.

Experimental results, of the OFDMA with carrier aggregation and SC-FDMA transmissions in downlink and uplink, respectively, show the robustness of the implemented RoF systems according to error vector magnitude (EVM) measurements of 17.5, 12.5 and 8% for QPSK, 16-QAM and 64-QAM subcarrier mapping, respectively. Three subbands, with subcarriers mapped in 64-QAM, were successfully detected (EVM = 6%) in the OFDMA system after propagation through 60 km of SSMF in a RoF link with external modulation provided by an optimized bias Mach-Zehnder optical modulator. The EVM performance of approximately 8% proved the robustness of the 65 Mb/s (20 MHz) SC-FDMA system in a 60 km optical link with  $-2$  dBm fiber input power.

Nevertheless, it should be stressed that, the main scientific contribution of this Thesis is related to the fact that, it was possible to recover the user control channel in the downlink RoF after propagation through 40 km of SSMF. The maximum likelihood based detection technique enables a block error-free reception with fiber input power  $-24$  dBm.

**Keywords:** Radio-over-fiber, long term evolution-advanced, orthogonal frequency division multiple access, single carrier-frequency division multiple access and maximum likelihood.



# Lista de Figuras

|  |    |
|--|----|
| Figura 1.1.1– Evolução do sistema móvel de comunicação sem fio [1]. . . . .  | 2  |
| Figura 1.2.1– Arquiteturas das rede do sistema móvel nos padrões GSM, WCDMA e LTE [2]. . . . .   | 3  |
| Figura 1.2.2– Arquitetura da Rede LTE, conforme recomendação oito do 3GPP. . . . .   | 6  |
| Figura 1.3.1– Evolução das recomendações do padrão 5G [3]. . . . .   | 9  |
| Figura 1.3.2– Arquiteturas sugeridas pelo 3GPP para a rede 5G [3]. . . . .   | 10 |
| Figura 1.3.3– Arquitetura básica de uma rede integrada com tecnologia RoF. . . . .   | 11 |
| Figura 1.4.1– Sistema RoF como solução da deficiência de cobertura <i>indoor</i> , em uma área urbana. . . . .   | 12 |
| Figura 1.4.2– Sistema RoF como solução da deficiência de cobertura em uma área rural. . . . .  | 13 |
| Figura 1.5.1– Rede típica de acesso a sinal de rádio LTE-A em uma área urbana. (a) Sistema convencional e (b) com a tecnologia RoF para ampliar cobertura. . . . . | 14 |
| Figura 2.1.1– Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora. . . . .   | 18 |
| Figura 2.1.2– Espectro de um sinal OFDM contendo apenas sete subportadoras [4]. . . . .  | 19 |
| Figura 2.1.3– Sistema OFDM básico. . . . .   | 21 |
| Figura 2.1.4– Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda. . . . .  | 22 |
| Figura 2.2.1– Transmissor multiportadora para multiacesso OFDMA. . . . .   | 24 |
| Figura 2.2.2– Alocação de recursos no esquema de multiacesso OFDMA [5]. . . . .  | 25 |
| Figura 2.2.3– Alocação de subportadoras em (a) OFDMA e em (b) SC-FDMA [5]. . . . .   | 27 |
| Figura 2.2.4– Diagrama de blocos básico de um transceptor SC-FDMA [5]. . . . .   | 28 |
| Figura 2.2.5– Alocação de recursos no esquema de multiacesso SC-FDMA [5]. . . . .  | 28 |
| Figura 2.3.1– Agregação de portadoras ou subbandas dentro da mesma faixa de frequências e entre subbandas diferentes [1]. . . . .                                  | 30 |
| Figura 2.3.2– Ilustração do MIMO $2 \times 2$ [6]. . . . .   | 30 |
| Figura 2.3.3– Disposição dos sinais de referência nos blocos de recursos de cada antena do MIMO $2 \times 2$ [5]. . . . .  | 31 |
| Figura 2.3.4– MIMO e diversidade de espaço implementados em função da SNR [5]. . . . .   | 32 |
| Figura 3.1.1– Diagrama em blocos de um sistema de comunicação com a tecnologia RoF. E-O: conversor eletro-óptico; O-E: conversor opto-elétrico. . . . .            | 35 |
| Figura 3.1.2– Diagrama em blocos do sistema RoF com DML. . . . .   | 36 |
| Figura 3.1.3– Diagrama de blocos do sistema RoF com modulação externa via MZM. . . . .   | 37 |
| Figura 3.1.4– Ruídos gerador na fotodetecção. . . . .  | 39 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 3.2.1–Arranjo básico para ampliar cobertura de uma eNB utilizando tecnologia RoF. . . . .  | 40 |
| Figura 3.2.2– Enlace RoF com uma fibra para <i>downlink</i> e outra para <i>uplink</i> . . . . .  | 41 |
| Figura 3.2.3– Enlace RoF com um comprimento de onda ( $\lambda_1$ ) para <i>downlink</i> e outro ( $\lambda_2$ ) para <i>uplink</i> , mas com uma única fibra como meio de comunicação. . . . . | 41 |
| Figura 4.1.1– Diagrama de blocos dos sistemas RoF simulados em <i>downlink</i> e <i>uplink</i> . . . . .  | 43 |
| Figura 4.3.1– BER versus $Eb/N_o$ dos sistemas OFDMA em B2B com uma CC. . . . .   | 47 |
| Figura 4.3.2– EVM versus $Eb/N_o$ dos sistemas OFDMA em B2B com uma CC. . . . .   | 48 |
| Figura 4.3.3– BER versus $Eb/N_o$ dos sistemas OFDMA em B2B com cinco CCs. . . . .  | 49 |
| Figura 4.3.4– EVM versus $Eb/N_o$ dos sistemas OFDMA em B2B com cinco CCs. . . . .  | 49 |
| Figura 4.3.5– EVM em função do comprimento do enlace de fibra SMF, para os sistemas OFDMA contendo cinco CCs. . . . .   | 50 |
| Figura 4.4.1– BER em função da $Eb/N_o$ para os sistemas RoF com sinais SC-FDMA de 20 MHz na configuração B2B. . . . .  | 51 |
| Figura 4.4.2– EVM versus $Eb/N_o$ dos sistemas com sinais SC-FDMA de 20 MHz em B2B. . . . .   | 52 |
| Figura 4.4.3– EVM versus distância para os sistemas com sinais SC-FDMA de 20 MHz. . . . .   | 52 |
| Figura 5.1.1– Caracterização do sistema em B2B elétrico. (a) Montagem experimental. (b) Resposta em frequência medida do sistema em B2B elétrico. . . . .                                       | 53 |
| Figura 5.2.1– (a) Configuração experimental usada na caracterização do MZM. (b) Potência óptica em função da tensão de polarização $V_{bias}$ do MZM. . . . .                                   | 54 |
| Figura 5.3.1– Configuração usada para caracterização do sistema em B2B óptico. . . . .  | 56 |
| Figura 5.3.2– Parâmetros (a) $S_{21}$ e (b) $S_{11}$ medidos com o sistema em B2B óptico, para diferentes tensões de polarização do MZM. . . . .  | 56 |
| Figura 5.4.1– Configuração experimental usada para caracterização do sistema RoF. . . . .   | 57 |
| Figura 5.4.2– Parâmetro $S_{21}$ medido com o sistema RoF, para diferentes tensões de polarização do MZM. (a) 20 km, (b) 40 km e (c) 60 km de SSMF. . . . .                                     | 58 |
| Figura 5.4.3– Aparato experimental usado nas comunicações com a tecnologia RoF com sinais multiportadoras conforme padrão LTE-A. . . . .  | 59 |
| Figura 6.1.1– Diagrama em blocos do aparato experimental preparado para avaliação de desempenhos dos sistemas RoF em <i>Downlink</i> . . . . .  | 61 |
| Figura 6.1.2– Diagrama de blocos do aparato experimental preparado para avaliação de desempenhos dos sistemas RoF em <i>Uplink</i> . . . . .  | 62 |
| Figura 6.2.1– Espectro dos sinais OFDMA com as cinco CC's medidas na saída do AWG. . . . .  | 63 |
| Figura 6.2.2– EVM em função da tensão de polarização $V_{bias}$ do MZM, para 16-QAM e após propagação em 40 km de fibra SSMF sem compensação de dispersão. . . . .                              | 63 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 6.2.3– EVM <i>versus</i> nível de modulação $M$ nas suportadoras, após propagação em 40 e 60 km de fibra. O desempenho é avaliado para as componentes (subbandas) CC1, CC3 e CC5 ilustradas na Figura 6.2.1. . . . . | 64 |
| Figura 6.3.1– Espectro da portadora SC-FDMA LTE-A no <i>upLink</i> . . . . .  | 65 |
| Figura 6.3.2– EVM em função de $V_{bias}$ para o sistema RoF em <i>uplink</i> para (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM. . . . .   | 65 |
| Figura 6.3.3– EVM em função da potência na entrada da fibra para enlaces de 40 e 60 km de SSMF para (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM. . . . .  | 66 |
| Figura 6.4.1– BLER em função da potência de entrada dos enlaces de (a) 20 km e (b) 40 km de SSMF. . . . .   | 68 |
| Figura 6.4.2– Diagrama de constelação obtido para potência de entrada na fibra igual a $-24$ dBm e após propagação em 40 km de SSMF. . . . .  | 68 |
| Figura A.0.1– Diagrama de constelação ilustrativo. . . . .  | 73 |





# Lista de Tabelas

|  |    |
|--|----|
| Tabela 1 – Alguns parâmetros importantes na evolução da telefonia móvel. ms: milisegundos. . . . . | 3  |
| Tabela 2 – Blocos de Recursos em função da largura das subbandas . . . . .                         | 24 |
| Tabela 3 – Parâmetros OFDMA conforme padrão LTE . . . . .  | 25 |
| Tabela 4 – Parâmetros designados pelo padrão LTE-A para <i>downlink</i> [5], [1]. . . . .          | 44 |
| Tabela 5 – Principais parâmetros designados pelo padrão LTE-A para <i>Uplink</i> . . . . .         | 45 |
| Tabela 6 – Taxas de transmissão máxima nos padrões LTE-A. . . . .                                  | 47 |
| Tabela 7 – $E_b/N_o$ @ EVM de referência de cada mapeamento ( $B_W = 20$ MHz). . . . .             | 48 |
| Tabela 8 – $E_b/N_o$ @ EVM de referência de cada mapeamento ( $B_W = 70$ MHz). . . . .             | 50 |
| Tabela 9 – $E_b/N_o$ @ EVM de referência para cada mapeamento no <i>uplink</i> . . . . .           | 52 |
| Tabela 10 – Principais parâmetros do Laser. . . . .  | 55 |
| Tabela 11 – Principais parâmetros do fotodetetor. . . . .  | 55 |
| Tabela 12 – Parâmetros adicionais usados no experimento com ML. . . . .                            | 67 |



# Lista de Abreviaturas e Siglas

|         |  |
|---------|--|
| AWGN    | Additive White Gaussian Noise                      |
| BBU     | Base Band Unit                                     |
| CA      | Carrier Aggregation                                |
| CC      | Component Carrier                                  |
| CRS     | Cell-specific Reference Signal                     |
| CW      | Continuous Wave                                    |
| DPO     | Digital Phosphor Oscilloscope                      |
| E-UTRAN | Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network |
| eMBB    | Enhanced Mobile Broadband                          |
| eMTC    | Massive Machine Type Communication                 |
| eNB     | Evolved Node Base Station                          |
| EPC     | Evolved Packet Core Network                        |
| eUTRAN  | Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network |
| EVM     | Error Vector Magnitude                             |
| FDD     | Frequency Division Duplex                          |
| GERAN   | GSM EDGE Radio Access Network                      |
| GGSN    | Gateway GPRS Support Node                          |
| GPRS    | General Packet Radio Service                       |
| GSM     | Global System for Mobile Communications            |
| HLR     | Home Location Register                             |
| HSDPA   | High Speed Downlink Packet Access                  |
| HSPA    | High Speed Packet Access                           |
| HSS     | Home Subscriber Server                             |
| HSUPA   | High Speed Uplink Packet Access                    |

ICI Inter Channel Interference

IM-DD Intensity Modulation with Direct Detection

IMS IP Multimedia Subsystem

IoE Internet of Everything

IoT Internet of Things

ISI Intersymbol-Interference

ITLA Integrable Tunable Laser Assembly

LED Light-Emitting Diodes

LTE-A Long Term Evolution-Advanced

M2M Machine to Machine

MBMS Multimedia Broadcast Multicast Service

ME Mobile Equipment

MIMO Multiple Input and Multiple Output

ML Maximum Likelihood

MME Mobility Management Entity

MN Master Node

NB Node-B

NSA Non-Standalone

OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access

OLT Optical Line Terminator

OSNR Optical Signal to Noise Ratio

PAPR Peak to Average Power Ratio

PSGW Packet Data Network Gateway

QoS Quality of Service

RAN Radio Access Network

RN Relay Node

RoF Radio over Fiber

RRH Remote Radio Heads

RRU Remote Radio Unit

RS Referense Signal

RTT Round Trip Time

SA Stand-Alone

SAE System Architecture Evolution

SC-FDMA Single Carrier - Frequency Division Multiple Access

SCI Selective Control Information

SDN Software Defined Networking

SGSN Serving GPRS Support Node

SGW Serving Gateway

SNR Signal Noise Ratio

SRS Sounding Referense Signal

SSMF Standard Single-Mode Fiber

TM Transmission Mode

TTI Transmission Time Interval

UE User Equipment

UMTS Universal Mobile Telecommunication System

URLLC Ultra-Reliable Low Latency Communication

UTRAN Universal Terrestrial Access Network

VLR Virtual Location Register

VOA Variable Optical Amplifier

WCDMA Wide-Band Code Division Multiple Access

WTS Wireless Telecommunication Symposium



# Sumário

|   |           |
|---|-----------|
| <b>1 – Introdução</b>   | <b>1</b>  |
| 1.1 Breve Histórico dos Sistemas Móveis de Comunicação                | 1         |
| 1.2 Arquiteturas de Rede dos Sistemas Móveis                          | 3         |
| 1.2.1 Arquitetura da 2ª Geração (2G)                                  | 4         |
| 1.2.2 Arquitetura da 3ª Geração (3G)                                  | 4         |
| 1.2.3 Arquitetura da 4ª Geração (4G)                                  | 5         |
| 1.3 Revisão do Estado da Arte   | 8         |
| 1.3.1 Padrão LTE-A  | 8         |
| 1.3.2 Interoperabilidade com as Tecnologias de 5ª Geração (5G)        | 8         |
| 1.3.3 Rádio sobre Fibra   | 10        |
| 1.4 Motivação e Justificativa   | 12        |
| 1.5 Objetivos Gerais e Específicos                                    | 14        |
| 1.6 Principais Contribuições  | 15        |
| 1.7 Estrutura do Texto  | 16        |
| <b>2 – Revisão Teórica</b>  | <b>17</b> |
| 2.1 Multiplexação OFDM  | 17        |
| 2.1.1 Concepção Básica  | 17        |
| 2.1.2 Descrição Matemática  | 18        |
| 2.1.3 Multiplexação/Demultiplexação OFDM via IFFT/FFT                 | 19        |
| 2.1.4 A Importância da Extensão Cíclica                               | 22        |
| 2.2 As Técnicas de Acesso Múltiplo definidas no Padrão LTE            | 23        |
| 2.2.1 Acesso Múltiplo via OFDMA                                       | 23        |
| 2.2.2 Acesso Múltiplo via SC-FDMA                                     | 26        |
| 2.3 Agregação de Portadoras e MIMO                                    | 29        |
| 2.3.1 Agregação de Portadoras CA                                      | 29        |
| 2.3.2 Aumento da Capacidade com MIMO                                  | 30        |
| 2.4 Método Máxima Verossimilhança para Detecção de Canais de Controle | 31        |
| <b>3 – Tecnologia Rádio sobre Fibra</b>                               | <b>35</b> |
| 3.1 Concepção Básica  | 35        |
| 3.1.1 Sistema com Laser Modulado Diretamente                          | 36        |
| 3.1.2 Sistema com Modulação Externa via Mach-Zehnder                  | 37        |
| 3.1.3 Propagação na Fibra Óptica                                      | 37        |
| 3.1.4 Fotodetecção Direta   | 38        |
| 3.1.5 Ruído Gerado na Fotodetecção                                    | 38        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| 3.2      | Aplicação da Tecnologia RoF para Ampliar Cobertura de Redes de Telefonia Móvel . . . . .       | 39        |
| <b>4</b> | <b>Análise de Desempenho dos Sistemas RoF . . . . .</b>  | <b>43</b> |
| 4.1      | Descrição dos Sistemas OFDMA e SC-FDMA Implementados . . . . .                                 | 43        |
| 4.1.1    | Comunicação OFDMA em <i>Downlink</i> . . . . .   | 44        |
| 4.1.2    | Comunicação SC-FDMA em <i>Uplink</i> . . . . .   | 45        |
| 4.2      | Cálculo dos Demais Parâmetros dos Sistemas RoF Simulados . . . . .                             | 45        |
| 4.3      | Análise do Desempenho da Comunicação em <i>Downlink</i> . . . . .                              | 46        |
| 4.3.1    | Sistemas com uma <i>Component Carrier</i> de 20 MHz em B2B . . . . .                           | 47        |
| 4.3.2    | Sistemas com Cinco Componentes/Subbandas em B2B . . . . .                                      | 49        |
| 4.3.3    | Sistemas com Cinco Subbandas em Enlaces com Fibra SSMF . . . . .                               | 50        |
| 4.4      | Análise do Desempenho da Comunicação em <i>Uplink</i> . . . . .                                | 51        |
| <b>5</b> | <b>Caracterização do Sistema RoF . . . . .</b>   | <b>53</b> |
| 5.1      | Resposta em Frequência do Sistema <i>back-to-back</i> Elétrico . . . . .                       | 53        |
| 5.2      | Caracterização do Conversor Eletro-Óptico . . . . .  | 54        |
| 5.3      | Resposta em Frequência do Sistema em <i>back-to-back</i> Óptico . . . . .                      | 55        |
| 5.4      | Caracterização do Sistema RoF com 20, 40 e 60 km de Fibra . . . . .                            | 57        |
| <b>6</b> | <b>Validação Experimental do Aumento de Cobertura via RoF . . . . .</b>                        | <b>61</b> |
| 6.1      | Descrição do Aparato Experimental . . . . .  | 61        |
| 6.2      | Avaliação do Desempenho da Comunicação em <i>Downlink</i> . . . . .                            | 62        |
| 6.3      | Avaliação do Desempenho da Comunicação em <i>Uplink</i> . . . . .                              | 64        |
| 6.4      | Análise Experimental da Detecção de Sinais OFDMA com o Método Máxima Verossimilhança . . . . . | 67        |
| <b>7</b> | <b>Conclusão . . . . .</b>   | <b>69</b> |
|          | <b>Anexos . . . . .</b>  | <b>71</b> |
| ANEXO A  | A–A Métrica Vetor de Erro de Magnitude (EVM) . . . . .   | 73        |
| ANEXO B  | B–Relações Matemáticas entre SNR, EVM e BER . . . . .  | 75        |
|          | <b>Referências . . . . .</b>   | <b>77</b> |



# 1 Introdução

Devido à necessidade do fácil acesso às informações de forma rápida e instantânea, o sistema celular aproveita-se do desenvolvimento dos terminais móveis e das redes para prover serviços de voz, dados e vídeo, acesso à redes sociais, acesso à nuvem para armazenamento, entre outros. É nesta sinergia que a inclusão digital apresenta-se como importante movimento da sociedade moderna para, também via redes de comunicação sem fio, levar o acesso à Internet em lugares distantes e para pessoas de baixa renda.

A história relativamente recente da telefonia celular contrasta-se com a velocidade de sua evolução. Utilizando-se de tecnologias modernas as operadoras de telecomunicações aprimoram a cada dia os serviços demandados por usuários cada vez mais exigentes. A integração de serviços de sistemas de comunicação sem fio em sistemas de comunicação via fibra óptica é devidamente atendida pela tecnologia rádio sobre fibra do termo em inglês RoF (*Radio-over-Fiber*) [7], [8].

Prestadoras de serviços que tradicionalmente usavam a rede fixa têm migrado para as redes de comunicação sem fio, sem deixar de agregar as facilidades/vantagens advindas da conectividade via tecnologias de transmissão via fibra óptica. Neste contexto, muitas operadoras visam direcionar o uso da fibra óptica para localidades mais estratégicas para permitir a designação de arquiteturas RAN (*Radio Access Network*) centralizadas na nuvem, bem como para massificar a implantação de microcélulas de cobertura com o intuito de aumentar áreas de acesso aos serviços prestados. É certo que esta arquitetura irá facilitar o acesso aos atuais serviços, bem como os provenientes de novas e promissoras tecnologias tais como a Internet das coisas do termo em inglês IoT (*Internet of Things*), quinta geração (5G) de telefonia móvel, indústria 4.0, entre outras [9].

## 1.1 Breve Histórico dos Sistemas Móveis de Comunicação

Na primeira geração (1G) da telefonia celular, ainda na década de 1990, o sinal utilizado nas transmissões sem fio era analógico e empregava a tecnologia AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) para transmissão de sinal de voz. Na mesma década houve a evolução para segunda geração (2G), a qual utiliza sinais digitais em padrões que posteriormente convergiram para o padrão GSM (*Global System for Mobile Communications*) [10].

Com adição do GPRS (*General Packet Radio Service*) a geração evoluiu para 2.5G, conforme as recomendações 96 e 97 presentes em [11], foi possível a transmissão de voz e dados a taxas que variam entre 9,6 Kb/s e 171 Kb/s. Com a recomendação 98 do 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*), as taxas de transmissão de dados alcançaram os

473 Kb/s mediante a introdução do EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM Evolution*) em uma geração denominada na literatura de 2.75G [11]. A Figura 1.1.1 ilustra esta evolução.

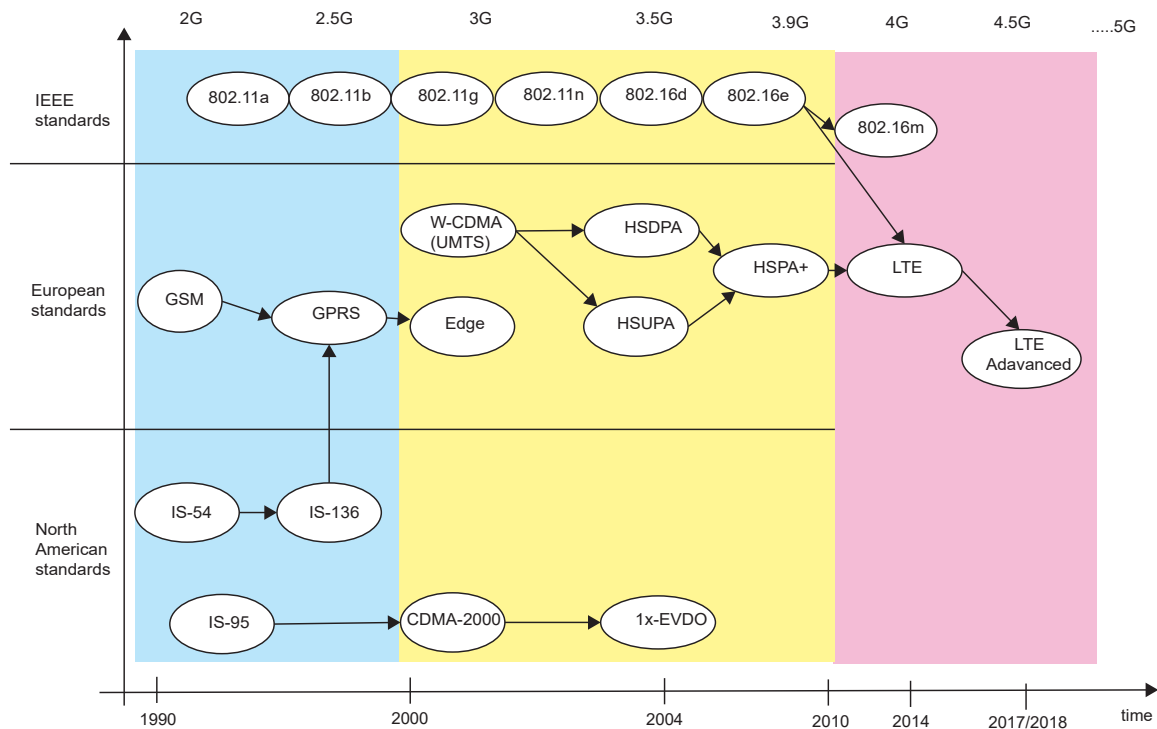


Figura 1.1.1 – Evolução do sistema móvel de comunicação sem fio [1].

O padrão da terceira geração (3G) conhecido como WCDMA (*Wide-Band Code-Division Multiple Access*) atendeu a recomendação 99 do 3GPP, preparado para suportar voz, videoconferência, multimídia e acesso à Internet a uma taxa de 384 Kb/s em mobilidade podendo alcançar uma taxa teórica de 2 Mb/s.

Com uma largura de banda de 5 MHz e com a evolução para as recomendações 4 a 7, o padrão WCDMA evoluiu de UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*), para HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) e HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*), e posteriormente para HSPA+, provendo taxas de pico que, em *downlink*, alcançaram os 42 Mb/s.

O padrão LTE (*Long Term Evolution*) designado para a quarta geração (4G) na recomendação 8 do 3GPP, começou a ser implantado em 2008 para oferecer estabilidade em desempenho, velocidade na prestação de serviços, totalmente baseado em comutação de pacotes com suporte a IPv6 (*Internet Protocol version 6*), FDD (*Frequency Division Duplex*) e TDD (*Time Division Duplex*). Apesar das recomendadas larguras de banda de 1,4, 3, 5, 10, 15 MHz, apenas com 20 MHz conseguiu-se alcançar taxas teóricas iguais a 100 Mb/s e 50 Mb/s em (*downlink*) e (*uplink*), respectivamente [12]. Essas taxas podem se aproximar de 1 Gb/s e 500 Mb/s mediante a aplicação de melhorias no LTE, em um padrão chamado na literatura de LTE-A (*LTE-Advanced*) [11].

Além da evolução na velocidade de transmissão de dados no sistema sem fio, o LTE-A atende a necessidade de diminuição da latência do sistema, termo utilizado para mensurar o atraso de propagação de um pacote de dados de uma fonte até um destino pré-definido na rede. A Tabela 1 apresenta alguns dos principais parâmetros da evolução da telefonia móvel, a partir da 2G.

Tabela 1 – Taxa de pico de dados de vários sistemas sem fio [13], [1].

| Padrão | Tecnologia | Taxa de Pico DL | Largura de Banda | Latência |
|--------|------------|-----------------|------------------|----------|
| 2G     | GSM        | 9.6 Kb/s        | 200 KHz          | < 700 ms |
| 2.75G  | EDGE       | 473 Kb/s        | 200 KHz          | < 500 ms |
| 3G     | WCDMA      | 384 Kb/s        | 5 MHz            | < 250 ms |
| 3G+    | HSPA+      | 42 Mb/s         | 5 MHz            | < 80 ms  |
| 4G     | LTE        | 326 Mb/s        | 20 MHz           | < 10 ms  |
| 4.5G   | LTE-A      | 1 Gb/s          | 100 MHz          | < 5 ms   |

## 1.2 Arquiteturas de Rede dos Sistemas Móveis

A ideia básica de um sistema celular consiste na divisão de uma área de cobertura em áreas menores, chamadas células [5]. Cada célula é atendida por uma Estação Rádio Base (ERB) do termo em inglês BS (*Base Station*), que utilizando transceptores elétricos, transmite para uma antena ou um conjunto de antenas, sinais com frequência central, largura de banda, potência de irradiação e tecnologia pré-definidas. A Figura 1.2.1 ilustra as arquiteturas dos sistemas móveis celulares nos padrões GSM, WCDMA e LTE.

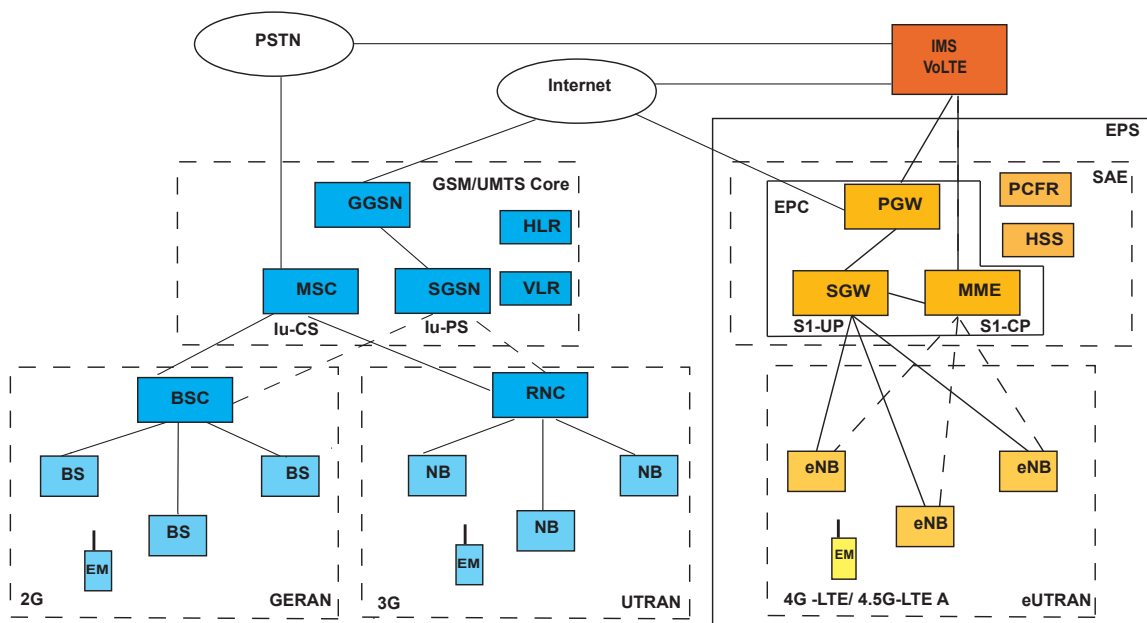


Figura 1.2.1 – Arquiteturas das rede do sistema móvel nos padrões GSM, WCDMA e LTE [2].

### 1.2.1 Arquitetura da 2ª Geração (2G)

A Figura 1.2.1 ilustra a arquitetura de rede 2G contendo o bloco GERAN (*GSM EDGE Radio Access Network*) e o núcleo da rede GSM/UMTS. O sistema de acesso via rádio é realizado pelo bloco GERAN, que pode operar nas faixas de frequências compreendidas entre 890 e 960 MHz, 1710 e 1880 MHz e entre 1850 e 1990 MHz.

Um canal físico do sistema GSM utiliza uma largura de banda de 200 KHz com oito intervalos de tempo TS (*Time Slot*) para originar ou receber chamadas de voz. Com origem no equipamento móvel ME (*Mobile Equipment*), as chamadas seguem um percurso que engloba a estação base BTS (*Base Station*), a controladora de estação base BSC (*Base Station Controller*), a qual conecta-se à central de comutação móvel MSC (*Mobile Switching Center*) pela interface CS (*Circuit Switched*), e que por sua vez conecta-se com a rede de telefonia de comutação pública PSTN (*Public Switch Telephone Network*) [14].

Tanto para originar quanto para receber chamadas, o perfil do usuário é verificado para completar a chamada, sendo que se o usuário for da rede local isto ocorre no registrador de localização de origem HLR (*Home Location Register*), e se visitante isto ocorre no registrador de localização de visitante VLR (*Virtual Location Register*). Na rede de acesso, voz e dados compartilham o mesmo percurso, porém no núcleo da rede cada serviço é separado mediante seu respectivo serviço.

Utilizada pelos serviços no GPRS e EDGE, a interface PS (*Packet Switched*) acessa uma central de pacotes composta por um nó de suporte de serviços SGSN (*Serving GPRS Support Node*), que se conecta com a Internet via equipamento GGSN (*Gateway GPRS Support Node*).

### 1.2.2 Arquitetura da 3ª Geração (3G)

A Figura 1.2.1 ilustra a arquitetura de rede 3G, com os blocos UTRAN (*Universal Terrestrial Access Network*) e o núcleo da rede GSM/UMTS. A estação rádio base e a sua controladora foram denominadas nó de estação rádio base NB (*Node-B*) e estação rádio base RNC (*Radio Network Controller*), respectivamente.

Além de maiores taxas de transferência em uma largura de banda de 5 MHz, o padrão WCDMA permite o reuso de frequência. A faixa de frequências entre 1920 e 1980 MHz é utilizada para *uplink* e a entre 2110 e 2170 MHz para *downlink*. Os recursos atribuídos aos usuários são identificados e diferenciados por códigos, podendo chegar a 256 em *uplink* e a 512 em *downlink*.

Assim como na geração 2G, a geração 3G designa um núcleo para comutação por circuito, responsável por estabelecer a conexão entre a MSC e a PSTN para comunicação de voz, e outro núcleo de comutação por pacotes responsável pelo processamento de dados necessário para a conexão com a Internet [15].

Além de permitir aumentar as taxas de pico, o advento da transmissão com múltiplas antenas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) concebeu a transmissão com diversidade via multiplexação espacial para atender requisitos de confiabilidade [11], [15]. A necessidade de se implementar o *beamforming*, que é a formação de um feixe direcional de irradiação entre um dos diversos transmissores com um diversos receptores, tornou-se realidade. Esta técnica pressupõe conhecimento do canal por meio de informação de canal de controle, para facilitar a pré-codificação dos dados, ajustando a fase e o ganho em cada antena e conseqüentemente provendo maior alcance e redução de interferência [6].

A mobilidade é um conceito chave dos sistemas de comunicação sem fio concebido pelo recurso denominado *Handover*, o qual permite a continuidade no fornecimento dos serviços quando o terminal móvel muda de célula na rede. Quando um terminal móvel desloca-se para uma região em que não possui registro na rede, seu registro é efetuado virtualmente, processo este denominado *Roaming*.

### 1.2.3 Arquitetura da 4<sup>a</sup> Geração (4G)

Por ser baseado no revolucionário o padrão LTE, a 4<sup>a</sup> geração apresentou modificações consideráveis na arquitetura, quando comparada com as gerações anteriores. Na formação de uma rede eUTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Access Network*) a estação radio base teve sua sigla modificada para eNB (*Evolved Node Base Station*).

A tecnologia LTE teve como principais atribuições ampliar e melhorar a qualidade dos serviços disponíveis. Para melhorar o desempenho das redes, as recomendações do 3GPP propõem uma ampliação significativa nas larguras de banda e conseqüentemente nas taxas de transmissão, ao mesmo tempo em que exigem reduções drásticas na latência RTT (*Round Trip Time*). Para atender estes requisitos, na 4<sup>a</sup> geração implementa-se as multiplexações OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) no *downlink* e SC-FDMA (*Single Carrier - Frequency Division Multiple Access*) no *uplink*. Além disso, técnicas para agregação/aumento de taxa e/ou aumento de diversidade espacial baseadas em MIMO (*Multiple Input and Multiple Output*), bem como para coordenação multiponto CoMP (*Coordinated Multipoint*) foram essenciais para aumento da robustez da rede.

Inicialmente, a rede LTE não realizava a comunicação de voz uma vez que, sempre que a estação móvel recebia ou originava uma chamada, a EM era encaminhada para o sistema 2G ou 3G via chaveamento de circuito CSFB (*Circuit Switch Fallback*). Após a instalação da plataforma IMS (*IP Multimedia Subsystem*) o sistema completo de comunicação de voz sem fio se fez presente mediante conexão com a rede pública PSTN. Portanto, pode-se afirmar que a rede 4G realiza uma prestação de serviços totalmente baseada em rede IP, além de preservar a interoperabilidade com as rede 2G e da 3G.

A Figura 1.2.2 ilustra a arquitetura de rede LTE, denominada SAE (*System*

*Architecture Evolution*) conforme especificada pelo 3GPP na recomendação 8. Observa-se pela Figura 1.2.2 que esta nova arquitetura é composta de quatro grandes domínios: o terminal móvel EM; a rede de acesso terrestre E-UTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network*); a rede núcleo de pacotes EPC (*Evolved Packet Core Network*); e a rede de serviços.

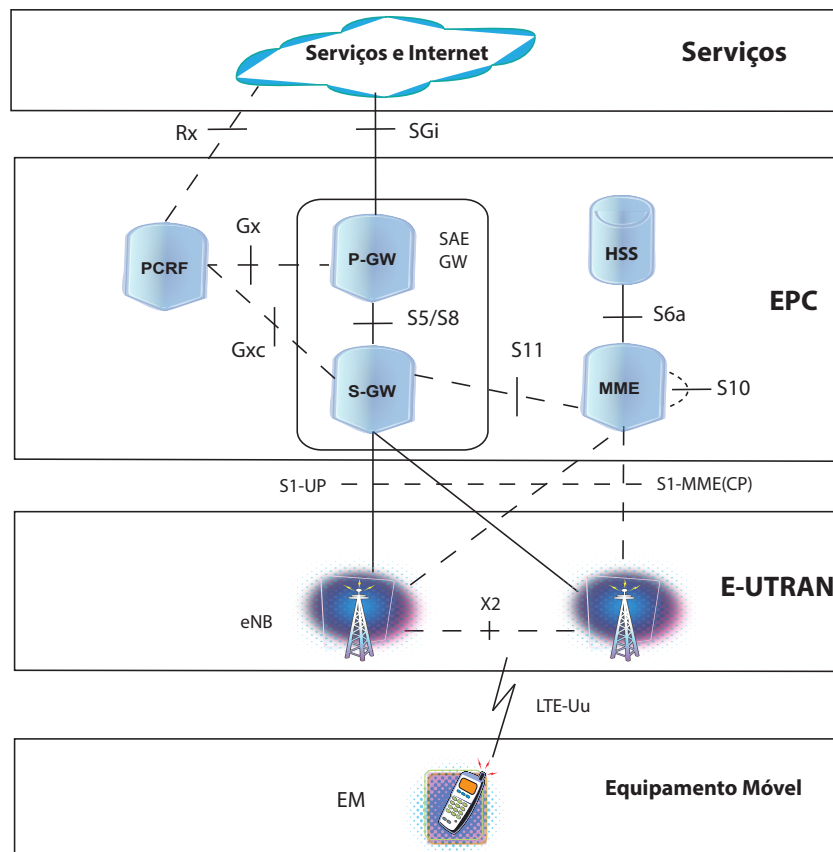


Figura 1.2.2 – Arquitetura da Rede LTE, conforme recomendação oito do 3GPP.

Ao contrário da UMTS onde existe a antiga central RNC, na E-UTRAN encontra-se uma rede de eNBs que se comunicam através da interface X2. Este protocolo facilita a troca de informações de controle como existe no *handover*, reduzindo assim a interação com a rede núcleo.

Nesta arquitetura, a interface entre o *gateway* SAE da EPC e a E-UTRAN é estabelecida pelo protocolo S1. O protocolo de comunicação entre o PGW (*Packet Data Network Gateway*) e o SGW (*Serving Gateway*) com a eNB e a estação móvel, denominado S1-UP (*User Plane*), é baseado no tunelamento dos dados do usuário, via configuração de conectividade IP. Já a comunicação entre a MME e a eNB é baseada no protocolo de controle de transmissão do fluxo de dados SCTP (*Streaming Control Transmission Protocol*). Chamado de S1-CP (*Control Plane*), este é utilizado para registro do móvel na

rede, para estabelecer a comunicação entre o móvel e a eNB, para localização do móvel na rede, bem como para mudança de modo livre para modo ativo.

Pode-se considerar o EPC o componente principal da arquitetura SAE devido ao fato deste gerenciar os canais de controle e de tráfego para as eNBs e as estações móveis. Além disso, gerencia o acesso aos pacotes de alta velocidade HSPA (*High Speed Packet Access*) demandados por serviços de banda larga móvel entre os nós eNB e SAE-GW, no plano de usuário. Convém mencionar que cada elemento do EPC executa uma grande variedade de funções que não estão explicitadas no diagrama básico da Figura 1.2.2. Funções como as da PCRF (*Policy and Charging Resource Function*) e da HSS (*Home Subscriber Server*) são de extrema valia para a robustez da rede LTE. Responsável pelas políticas de controle e tarifação PCC (*Policy and Charging Control*), o PCRF decide quando e como se deve gerir os serviços baseados em determinados requisitos de QoS. O HSS, elemento da base de dados dos usuários, executa funções de segurança, autenticação, implementando-se as restrições de *roaming*. O controle de recursos de rádio RRM (*Radio Resource Management*), o controle de admissão AC (*Admission Control*), o equilíbrio da carga LB (*load balancing*), o controle de mobilidade e as decisões de *handover* para os equipamentos móveis são outras funções dignas de nota.

Devido aos níveis adicionais de flexibilidade às funcionalidades dadas aos novos eNBs, estes tornaram-se mais complexos, sem perder a interoperabilidade, incluindo a transição para o LTE-Advanced (LTE-A). Não obstante a preocupação em prover 100 Mbps na comunicação *downlink* e latência em torno dos 10 ms, a redução das despesas de operação (OPEX) e os custos de capital (CAPEX) nortearam a padronização [16], [17]. O simples fato de não existir a central RNC já corrobora com esta importante premissa, apesar dos custos adicionais a serem exigidos mediante o uso de fibra óptica em substituição a transmissão via rádio em enlaces que demandam mais capacidade de transmissão.

Devido aos níveis adicionais de exibibilidade e às funcionalidades dadas aos novos eNBs, estes tornaram-se mais complexos, sem perder a capacidade de lidar com atualizações, incluindo a transição para o LTE-A (*LTE-Advanced*). Não obstante a preocupação em prover 100 Mbps na comunicação *downlink* e latência em torno dos 10 ms, a redução das despesas de operação (OPEX) e os custos de capital (CAPEX) nortearam a padronização. O simples fato de não existir a central RNC já corrobora com esta importante premissa, apesar dos custos adicionais a serem exigidos mediante o uso de fibra óptica em substituição a transmissão via rádio em enlaces que demandam mais capacidade de transmissão.



## 1.3 Revisão do Estado da Arte

### 1.3.1 Padrão LTE-A

O padrão da telefonia móvel de quarta geração LTE evoluiu para o LTE-A perante as especificações recomendadas no *Release 10* do 3GPP. A principal novidade advém da necessidade de aumento de largura de banda para 100 MHz através da aplicação da técnica de agregação de banda CA (*Carrier Aggregation*). A arquitetura SAE é a mesma, assim como as tecnologias de acesso OFDMA e SC-FDMA. A implementação de MIMO, de elevados níveis de modulação nas suportes tais como 256-QAM e coordenação de multiponto CoMP, é mandatória para o alcance de tráfego de dados que alcançam 1 Gbps no *downlink* e 500 Mbps no *uplink*. Em resumo, pode-se considerar como importantes especificações do padrão LTE-A:

- Rede IP com comutação de pacotes no tráfego de voz e dados;
- Largura de banda de até 100 MHz com CA;
- Até 1 Gbps na comunicação no sentido *downlink*;
- Até 500 Mbps na comunicação no sentido *uplink*;
- Latência abaixo dos 5 ms;
- Possibilidade de mudança (*handover*) de células/setores;
- Compatibilidade com GSM, UMTS e HSPA;

### 1.3.2 Interoperabilidade com as Tecnologias de 5<sup>a</sup> Geração (5G)

Em Dezembro de 2017 o 3GPP anunciou a conclusão da especificação do 5G NR (*New Radio*) para atender a serviços demandados por aplicações responsáveis por internet das coisas IoT (*Internet of Things*) [18], por massificação da comunicação entre máquinas M2M (*Machine to Machine*) [19], por controle remoto de robôs cirúrgicos e veículos aéreos não tripulados, por jogos *online*, computação na nuvem e por cidades inteligentes, entre outros. O cronograma mostrado na Figura 1.3.1 ilustra a evolução do padrão 5G em versões não autônoma NSA (*Non-standalone*) e autônoma SA (*Standalone*) segundo as recomendações 14, 15 e 16 do 3GPP [3], [20], [21].

Para aumentar e reduzir em mil vezes as taxas de transferências e a latência, respectivamente, no 5G NR incorpora-se o eMBB (*Enhanced Mobile Broadband*) na faixa das ondas milimétricas com subbandas de 100 a até 500 MHz, com *beamforming* no MIMO para também atender o mMTC (*massive Machine Type Communication*) [22]. Para aumentar a confiabilidade na comunicação URLLC (*Ultra-Reliable Low Latency*



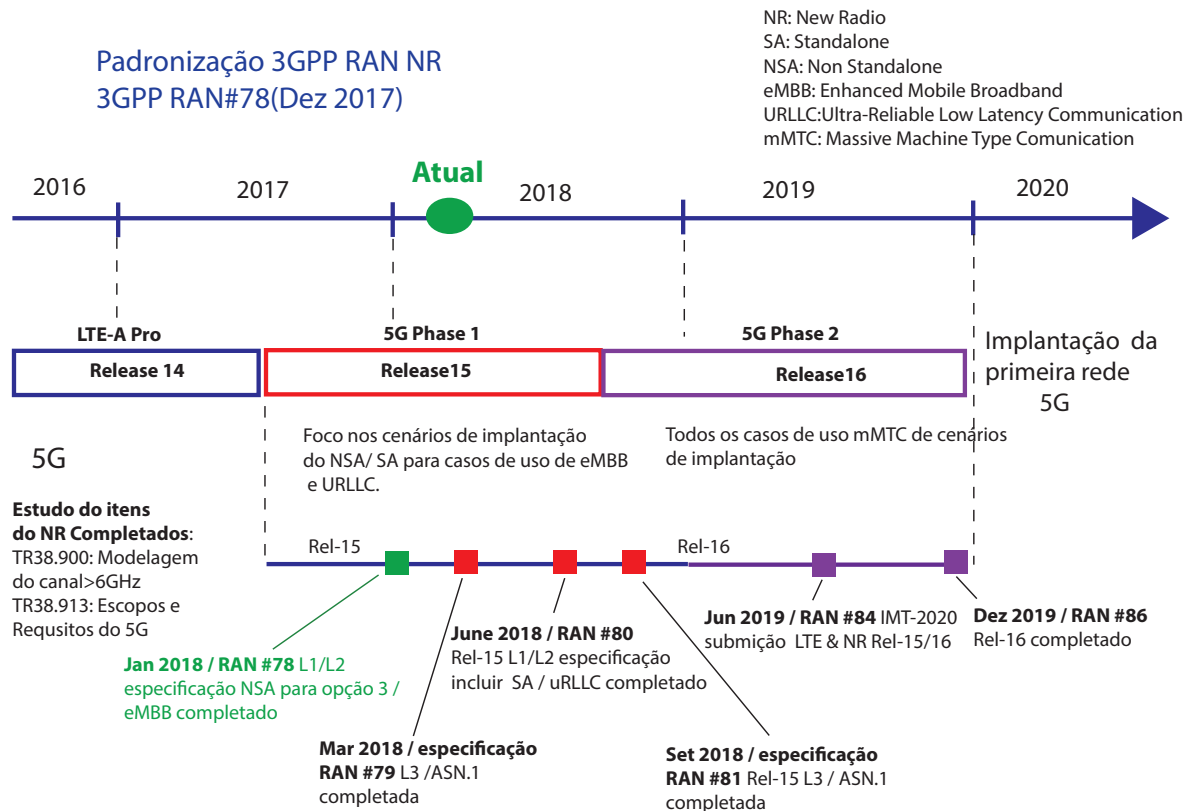


Figura 1.3.1 – Evolução das recomendações do padrão 5G [3].

*Communication*) deve-se atingir uma latência abaixo de 1 ms para cumprir com os requisitos solicitados por virtualização de função de rede NFV (*Network Function Virtualization*), por rede definida por software SDN (*Software Defined Networking*) [23], [24].

Para acelerar a padronização do 5G, a indústria concordou em dividir o cronograma da Recomendação 15 em duas fases, sendo uma não-autônomo com conexão via 4G e outra em *Standalone* para designar autonomia do usuário com o plano de controle usando a rede central de próxima geração 5G NGC (*Next-Generation Core*). As duas versões compartilham as mesmas especificações de camada física e, portanto, espera-se que o *hardware* NSA seja compatível com o SA [25].

A Figura 1.3.2 ilustra duas sugestões de arquitetura de rede para o padrão 5G, observa-se que em ambas a eNB é de extrema valia para o funcionamento da tecnologia, por ser considerada a estação base principal MN (*Master Node*), enquanto que a gNB, que é a estação base do padrão 5G é designada estação base secundária SN (*Secondary Node*). Constata-se nas duas opções, aqui chamadas de opção 3(NSA) e opção 3A(NSA), que para a comunicação de dados de informação e principalmente de controle com o núcleo EPC, a gNB necessitará de eNB [3].

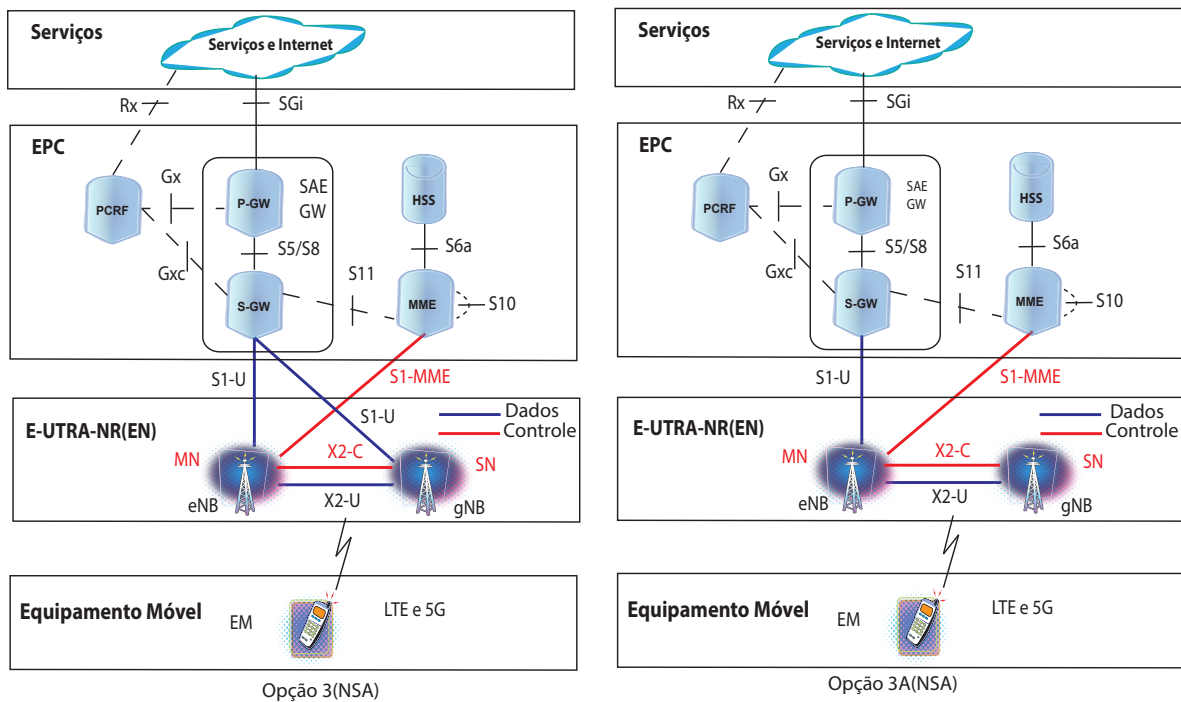


Figura 1.3.2 – Arquiteturas sugeridas pelo 3GPP para a rede 5G [3].

### 1.3.3 Rádio sobre Fibra

A fibra óptica é, como meio de comunicação, a solução ideal para a convergência de serviços prestados desde as redes de transmissões intercontinentais até as de acesso denominadas de FTTH (*Fiber-to-the-Home*). A tecnologia de rádio sobre fibra RoF (*Radio-over-Fiber*) é uma das mais efetivas para fornecer acesso de de sinal de rádio de banda larga [26]. As soluções RoF pertencem à família de técnicas híbridas, pois conta com comunicação óptica e sem fio, cuja vantagem é a sua capacidade de combinar os benefícios dessas duas técnicas de comunicações [27], [28].

O conceito RoF começou a ser explorado em 1990 aquando da necessidade de fornecimento de acesso sem fio em estações de metrô [26]. Isto é, a tecnologia teve sua primeira aplicação em redes subterrâneas onde não se conseguia comunicação sem fio, tais como túneis, estações de metrô e minas. Apenas no ano 2000 que um sistema RoF foi demonstrado em maior escala, na ocasião da realização das olimpíadas em Sydney, onde conseguiu-se alocar de forma dinâmica o tráfego conforme a demanda e utilizando centenas de microcélulas com cobertura aproximada de  $2 \text{ km}^2$  cada [26]. A robustez fez da tecnologia uma solução viável para, nos dias de hoje, fornecer cobertura sem fio em áreas urbanas ou rurais, como, estadios de futebol, edifícios comerciais, aeroportos e serviços da nova geração de redes 5G [três referencias novas do IEEE].

A arquitetura geral de um sistema RoF é mostrada na Figura 1.3.3 em um cenário de convergência de serviços. Na comunicação no sentido *downlink*, os sinais gerados

em uma unidade central são transmitidos via fibra óptica, enquanto que no sentido contrário (*uplink*), os sinais são, também via fibra, transmitidos até a central para o devido processamento. A unidade de rádio remota é responsável pela transmissão de sinais em rádio frequência, sendo todo processamento efetuado em unidades localizadas na unidade central [16], [17], [29], [30].

A tecnologia RoF pode ser integrada a outros tipos de sistemas, como por exemplo redes de acesso local baseadas em fibra, como demonstrado em [31]. Nesta arquitetura, sinais sem fio são digitalizados desde as unidades remotas para entre outros compartilhar recursos com outros serviços em redes ópticas passivas PON (*Passive Optical Network*), e assim serem transmitidos em uma única fibra. Neste tipo de convergência tem-se uma rede de transporte óptica unificada, como a mostrada na Figura 1.3.3, capaz de carregar sinais analógicos e digitais e possibilitar a coexistência de RoF e FTTH [17].

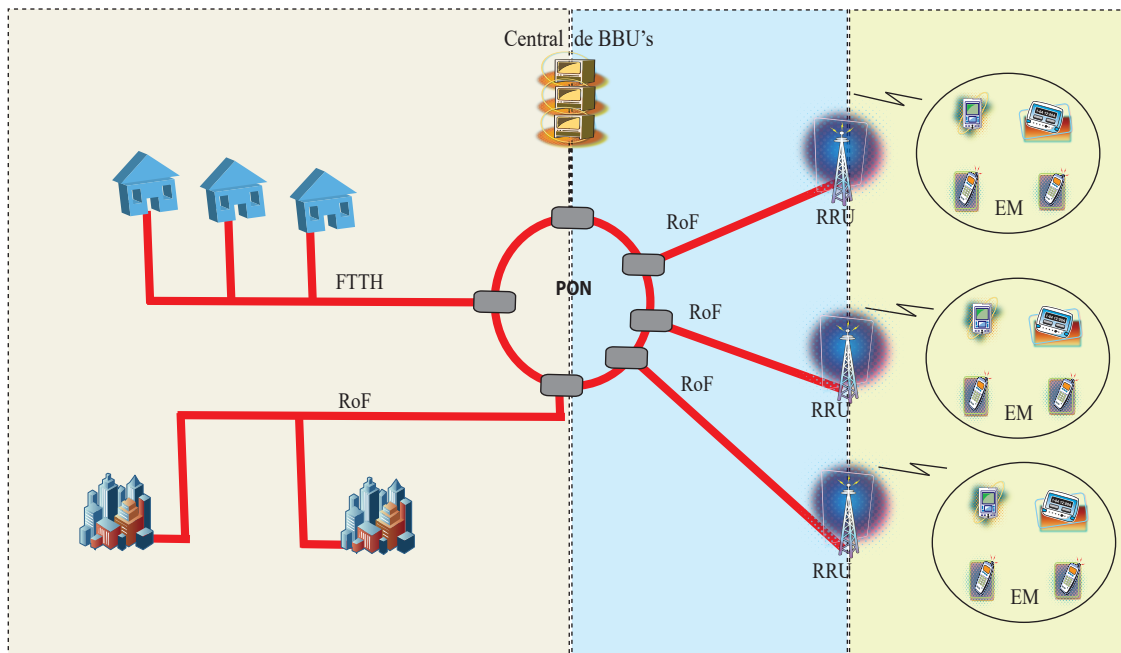


Figura 1.3.3 – Arquitetura básica de uma rede integrada com tecnologia RoF.

Uma vantagem da comunicação via fibra no *backhaul* que é a parte da rede que interliga o escritório central a rede do sistema sem fio, não requer linha de visada para comunicação, não é influenciado pelas condições climáticas e não requer espectro do sistema sem fio [32].

A viabilidade na implementação de pequenas células devido ao RoF abriu caminho para novas tecnologias. Sinais em faixas de frequências milimétricas podem ser utilizados para além de dispor de larguras de banda maiores, minimizar a interferência entre canais [17], [Ref 4 Thomas 2013]. A ITU demonstrou o interesse internacional na utilização nas faixas de frequências 60 a 61 GHz, 64 a 66 GHz, 71 a 76 GHz e 81 a 86 GHz [26]. Vários estudos

vêm sendo desenvolvidos utilizando de forma efetiva faixas em torno de 60 GHz, mantendo compatibilidade com os sistemas anteriores [17].

## 1.4 Motivação e Justificativa

A implementação de redes de banda larga, que envolvem a transmissão de sinal de telefonia celular de quarta e quinta gerações de uma estação radio base até uma antena receptora ou um sistema de distribuição de antenas, pode beneficiar-se de sistemas de comunicação via fibras ópticas devido à sua elevada capacidade de transmissão [8]. É neste contexto que o presente trabalho tem como principal motivação a aplicação da tecnologia RoF para ampliar a cobertura de sistemas de telefonia móvel, com economia de infra-estrutura.

A Figura 1.4.1 ilustra bem uma deficiência de cobertura *indoor* comumente encontrada por empresas de prestação de serviços de telefonia móvel. Observa-se que neste caso prático, o edifício que detém esta deficiência, denominado de edifício alvo, encontra-se a apenas 300 m de uma eNB provedora de cobertura. A adoção da tecnologia RoF na arquitetura também ilustrada na Figura 1.4.1 apresenta-se como uma solução tecnicamente e economicamente viável. O sistema RoF poderá ser implantado mediante o uso de conversores eletro-ópticos e óptico-elétricos e de uma única fibra monomodo padrão. Os sinais RF gerados na eNB servirão, com o auxílio de divisores de potência, de sinais modulantes nos sistemas RoF, objetos de estudo desta Tese.

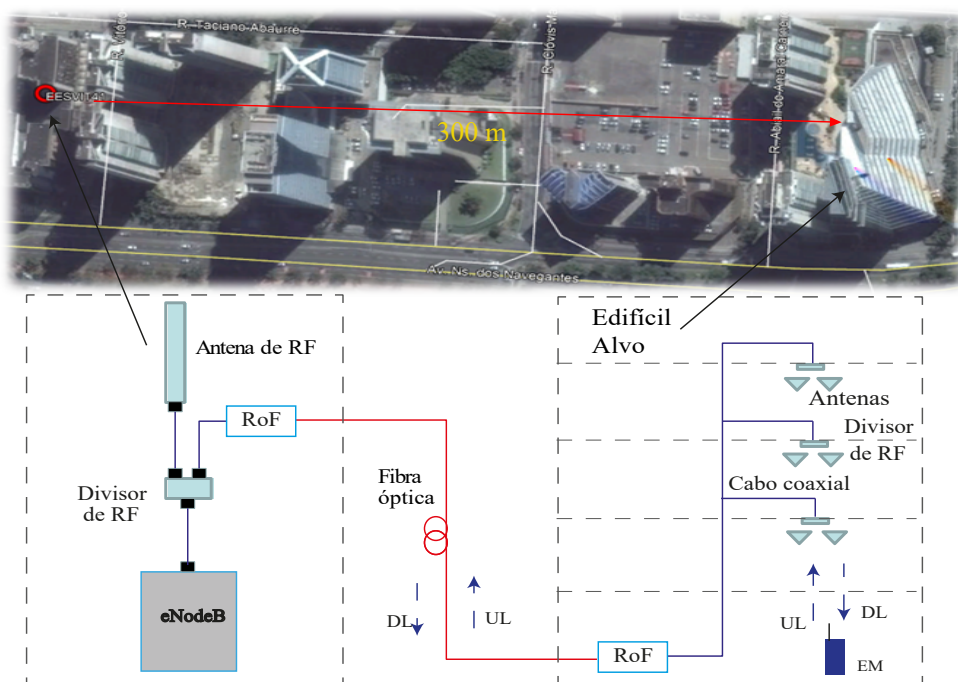


Figura 1.4.1 – Sistema RoF como solução da deficiência de cobertura *indoor*, em uma área urbana.

Combater as distorções introduzidas pelas não-linearidades de dispositivos optoeletrônicos, bem como a atenuação devido à propagação de sinal em fibras é um desafio advinda desta aplicação. No entanto, a facilidade da tecnologia em disponibilizar o sinal de rádio frequência analógico através de um divisor de potência a ser instalado na saída RF de um setor de uma estação rádio-base avançada, já compensa o custo de implantação de uma solução que carrega consigo a disponibilidade de banda larga e a disposição do sinal de RF em locais distantes e sem atrativos econômicos de cobertura por parte das operadoras de sistema celular [7], [10].

A Figura 1.4.2 ilustra uma conjuntura real encontrada pelas empresas de telefonia móvel em áreas rurais. É natural pensar que a tecnologia RoF detém capacidade para resolver o problema de cobertura, devido principalmente aos  $\approx 20$  km que separam a eNB do galpão alvo. O divisor de potência do setor 2 (*splitter*) ilustrado na Figura desempenhará o papel de disponibilizar os sinais RF para o sistema RoF a ser implantado para resolver o problema de cobertura.



Figura 1.4.2 – Sistema RoF como solução da deficiência de cobertura em uma área rural.

A designação de um modelo de camada física que melhor se aproveita da agregação de banda CA, mas que também se preocupa com eficiência na ocupação de espectro, apresenta-se como motivação extra para o desenvolvimento desta proposta. Avaliar a robustez de uma técnica de detecção de blocos baseada em máxima verossimilhança para decodificação de informação de canais de controle é de vital importância para o estabelecimento dos enlaces ópticos para a propagação de sinais designados pela padrão LTE-A.

## 1.5 Objetivos Gerais e Específicos

Este trabalho teve como objetivo geral a aplicação da tecnologia de radio sobre fibra para ampliar a cobertura de sistemas celulares baseados no padrão LTE-A com agregação de banda CA espectralmente eficiente.

A Figura 1.5.1.(a) mostra uma rede típica de acesso ao sistema LTE-A em uma área urbana, com células de raio em torno de 500 m e todo o acesso via rádio. A proposta aqui desenvolvida e ilustrada na Figura 1.5.1.(b) consiste na instalação de nós de repetição de sinal RN (*Relay Node*) em células denominadas de células adjacentes, interligadas via fibra à célula primária contendo a eNB. O principal objetivo desta proposta é o de prover cobertura em locais de difícil acesso, distantes 20, 40 e até 60 Km da referida área urbana, utilizando uma arquitetura RoF eficiente e de baixo custo.

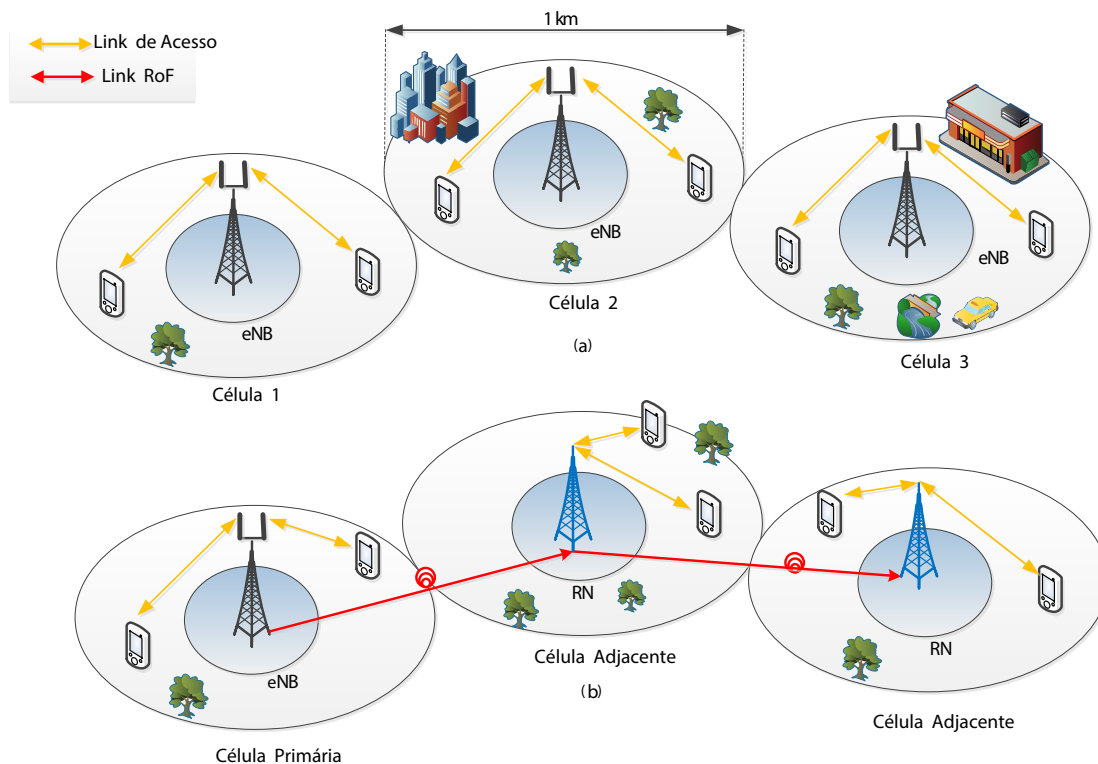


Figura 1.5.1 – Rede típica de acesso a sinal de rádio LTE-A em uma área urbana. (a) Sistema convencional e (b) com a tecnologia RoF para ampliar cobertura.

De forma mais específica destacam-se como objetivos:

- O desenvolvimento de um modelo numérico em software de computação Matlab para simular o sistema RoF para comunicação de sinais LTE-A com CA;
- A avaliação dos efeitos não-lineares oriundos da polarização de dispositivos eletro-ópticos, tais como os moduladores do tipo Mach-Zenhder;

- A proposta de um esquema robusto de detecção de sinais de controle do padrão LTE-A em enlaces RoF com baixas de potências de inserção na fibra;
- A substituição da equalização das subportadoras pelo esquema de detecção acima, visando reduzir complexidade e melhorar desempenho do sistema como um todo;
- A comprovação dos princípios desenvolvidos por meio de experimentos.

## 1.6 Principais Contribuições

Como contribuição técnica desta Tese, a comprovação experimental dos conceitos envolvidos na proposta de ampliação de cobertura via tecnologia RoF, com transmissão de sinais multiportadoras conforme padrão LTE-A, com recurso de CA. Além disso, modelos de simulação numérica das comunicações no *downlink* e *uplink* implementados e devidamente analisados, estão no LabTel (Laboratório de Telecomunicações da UFES). Os principais resultados obtidos ao longo do desenvolvimento deste trabalho podem ser encontrados na seguinte publicação:

- Carlos A. Dalarmelina, Esequiel da V. Pereira, Reginaldo B. Nunes, Marcelo E. V. Segatto, Jair A. L. Silva, “***Experimental Performance Analysis of LTE-A Downlink Inband Carrier Aggregation in a RoF System***”, 14th ANNUAL WIRELESS TELECOMMUNICATIONS SYMPOSIUM (WTS 2015) April 15-17, 2015, New York City, NY, USA Technical Co-Sponsor: IEEE Communications Society

Como contribuição científica, no intuito avaliar os efeitos da atenuação e da intensidade do ruído em um enlace sem fio que sucede a transmissão no sistema RoF, averiguou-se a robustez de uma técnica de detecção de blocos baseada em máxima verossimilhança, presente na unidade móvel para decodificação de informação de indicador de formato em sistemas LTE-A. Os principais resultados experimentais desta proposta podem ser encontrados na seguinte publicação:

- Carlos A. Dalarmelina, Saheed A. Adegbite, Esequiel da V. Pereira, Reginaldo B. Nunes, Helder R. O. Rocha, Marcelo E. V. Segatto, Jair A. L. Silva, “***Evaluation of selective control information detection scheme in orthogonal frequency division multiplexing-based radio-over-fiber and visible light communication links***”, Opt. Eng. 56(5), 056108 (2017), doi: 10.1117/1.OE.56.5.056108.



## 1.7 Estrutura do Texto

O restante deste texto está organizado da seguinte maneira. O Capítulo 2 contém uma descrição das técnicas de acesso múltiplo OFDMA e SC-FDMA recomendadas pelo 3GPP para o modelo de camada física dos padrões LTE e LTE-A, com especial ênfase para a advento da agregação de portadoras (subbandas) CA. Uma breve introdução à teoria envolvida em enlaces de RoF é apresentada no Capítulo 3, enquanto que os resultados de simulação numérica, dos sistemas RoF com sinais LTE-A propostos para aumento de cobertura de redes de telefonia móveis, são analisados no Capítulo 4. Após a caracterização dos dispositivos/sistema preparada para experimentações descrita no Capítulo 5, apresenta-se no Capítulo 6 a validação experimental da proposta, aliada à sugestão de um esquema de detecção de bloco para sinais multibandas, baseado em uma técnica de máxima verossimilhança ML, aplicável em cenários com ruídos. As conclusões pertinentes estão no Capítulo 7.



## 2 Revisão Teórica

Realiza-se neste Capítulo uma revisão teórica sobre a multiplexação OFDM, sobre a técnica de acesso múltiplo OFDMA com as funcionalidades de agregação de banda CA e do MIMO conforme sugestão do 3GPP no padrão LTE-A para comunicação no sentido *downlink*, bem como sobre o acesso múltiplo SC-FDMA recomendada para *uplink*.

### 2.1 Multiplexação OFDM

A recepção de diversas réplicas de um sinal de banda larga com amplitudes e atrasos diferentes caracteriza o fenômeno denominado multipercurso, precursor de interferência intersimbólica, ISI (*Intersymbol-Interference*). O espalhamento multipercurso do canal excede o período do símbolo transmitido quando a comunicação se realiza a taxas superiores à aquelas relacionadas aos diferentes atrasos introduzidos pelo canal, o que significa que mecanismos que amenizam a distorção de sinal decorrente da ISI devem ser usados.

Técnicas de equalização são utilizadas em sistemas de transmissão com uma portadora visando a redução dos efeitos degradantes que a seletividade em frequência do canal provoca no sinal transmitido. Ao dividir o espectro disponível em vários sub-canais ortogonais, a transmissão com múltiplas portadoras torna-se uma alternativa mais atraente, uma vez que reduz drasticamente a complexidade da equalização em portadora única, haja vista a consequente resposta em frequência quase plana de cada subcanal.

#### 2.1.1 Conceção Básica

Basicamente, a modulação multiportadora divide a sequência de dados a serem transmitidos em várias subseqüências, que paralelamente moduladas em igual número de subportadoras são transmitidas simultaneamente em subcanais idealmente ortogonais [33]. A quantidade  $N$  de subcanais ou de subseqüências é escolhida de tal forma que o tempo do símbolo em cada subseqüência,  $N \times T_s$ , seja maior que o espalhamento multipercurso,  $\tau_{max}$ , do canal  $h(t)$ , isto é, de forma que a largura de banda de cada subcanal seja menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação [34], conforme ilustra a [Figura 2.1.1](#). Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é  $T_s$  - já que com resposta em frequência quase plana, os subcanais não sofrem influências de desvanecimento de pequena escala. Portanto, a taxa de transmissão em cada subseqüência  $R_N = \frac{R_b}{N}$  é inversamente proporcional ao número de subportadoras empregadas, a duração de cada subsímbolo é  $T_N = N \times T_s$  e a largura de banda de cada subcanal é  $B_N = \frac{B}{N}$ , para  $B$  a largura de banda total do sistema.

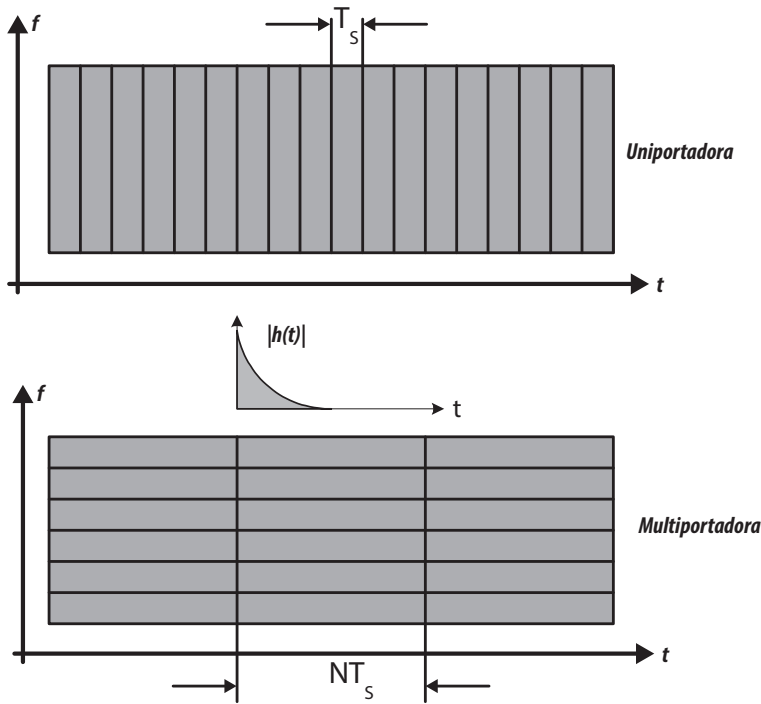


Figura 2.1.1 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora.

Entretanto, um sério compromisso deve ser considerado quando o assunto é o número de subportadoras, já que aumentá-las significa aumentar a interferência entre subcanais adjacentes, a ICI (*Interchannel Interference*) e a complexidade do sistema [35].

### 2.1.2 Descrição Matemática

Matematicamente, um sinal OFDM pode ser descrito no domínio do tempo como

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{T_x}(t) \cdot e^{j2\pi f_i t}, \quad (1)$$

onde  $s_i$  é o símbolo associado à subportadora  $i$  do subcanal centrado na frequência  $f_i = f_0 + i(B - N)$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, N - 1$ ,  $f_i = \frac{W_i}{2\pi}$  e  $j = \sqrt{-1}$ . A ortogonalidade entre as subportadoras de dados é garantida espaçando-as em  $\frac{1}{T_N}$  na frequência de maneira a centralizar a subportadora  $i$  na frequência  $f_i = f_0 + \frac{i}{T_N}$ , conforme ilustra a Figura 2.1.2.

Observe-se pela Figura 2.1.2 que os zeros da função  $\text{sinc}(f)$  são posicionados nas frequências  $f_i = \frac{i}{T_N}$  com  $i = 1, 2, \dots, N - 1$ , e que para a transmissão sem ICI, ou seja, para a preservação da ortogonalidade entre as subportadoras, o máximo de cada subcanal é localizado nos zeros dos vizinhos, escolhendo-se como distâncias entre subcanais  $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$  de maneira a que ao canal  $i$  é associado a frequência  $f_i = i \cdot \Delta_f$ . Desprezando-se os efeitos do canal  $h(t)$  e também de ruídos  $n(t)$ , e considerando como filtro de recepção

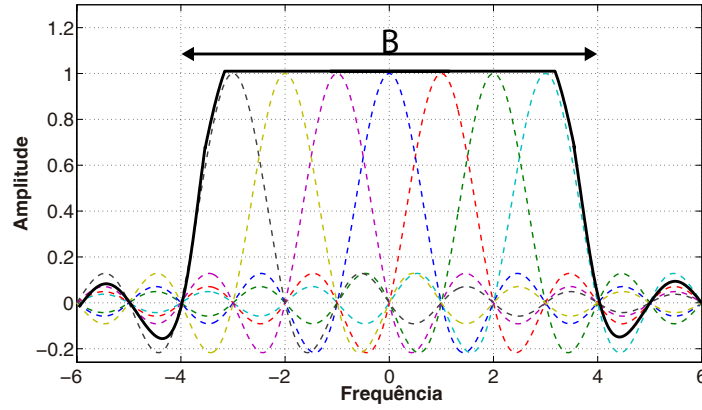


Figura 2.1.2 – Espectro de um sinal OFDM contendo apenas sete subportadoras [4].

$g_{Rx}(t) = g_{Tx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right)$ , um pulso ideal no intervalo  $[0, T_N]$ , cada subportadora pode ser recuperada fazendo

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_i &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times s_j(t) \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times \left( \sum_{j=0}^{N-1} s_j \cdot e^{j2\pi f_j t} \right) \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times e^{j2\pi f_j t} \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi(f_i - f_j)t} \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \int_0^{T_N} 1 \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \cdot T_N \\
 &= s_i.
 \end{aligned} \tag{2}$$

Embora sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção utilizam  $N$  moduladores e demoduladores respectivamente. Isso torna a implementação de um sistema multiportadora OFDM convencional completamente inviável em termos de custo e consumo de potência [36, 37].

### 2.1.3 Multiplexação/Demultiplexação OFDM via IFFT/FFT

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores de um transmissor OFDM por uma IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*), considere a equação (1). Substituindo  $g_{Tx}(t)$  pelo pulso retangular acima referido, tem-se que [37],

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi f_i t}. \tag{3}$$

Com um símbolo de duração  $T_N$ , amostrado  $N$  vezes,  $t = \frac{nT_N}{N}$  ( $0 < t < T_N$ ) e sabendo que  $f_i = i \cdot \Delta f = \frac{i}{T_N}$  e  $\text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) = 1$  (caso ideal), o símbolo de tempo discreto na saída do transmissor é dado por

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{1}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi \frac{i}{T_N} \frac{nT_N}{N}} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{-j2\pi \frac{ni}{N}} \end{aligned} \quad (4)$$

para ( $0 \leq n < N$ ). Observa-se que a equação 4 nada mais é que a equação da transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). Empregando o algoritmo rápido IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), pode-se portanto obter o sinal OFDM de tempo discreto fazendo

$$s[n] = \text{IFFT} \{s_i\}. \quad (5)$$

Observando a equação (2) pode-se concluir que o sinal  $\hat{s}_i(t)$  à saída de um receptor OFDM pode ser descrito por [38]

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\omega_i t}] * g_{Rx}(t), \quad (6)$$

onde  $\omega_i = 2\pi f_i$  e  $*$  representa a convolução linear. Sabendo que  $f_i = i \cdot \Delta f = \frac{i}{T_N}$  e que  $g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right)$ , tem-se que

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}}] * \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right).$$

Com o auxílio da propriedade da integral da convolução <sup>1</sup> obtém-se

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \int_{-\infty}^{+\infty} [r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}}] \cdot \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_N}\right) d\tau,$$

que amostrado em  $t = 0$ , resulta em

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} [r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}}] d\tau. \quad (7)$$

A equação (7) representa uma série de Fourier, uma vez que o espectro de  $r(t)$  é amostrado em frequências  $f_n = \frac{n}{T_a}$ . Aproximando a mesma equação por um somatório, e fazendo a substituição de variáveis,  $\tau = nT_a$ ,  $d\tau = dn \cdot T_a$  a equação (7) transforma-se em

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} \approx \frac{1}{T_N} \sum_{n=0}^{N-1} r[nT_a] \cdot e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}} \quad (8)$$

Com o período de amostragem dado por  $T_a = \frac{T_N}{N}$ , o sinal recebido  $r(t)$  é amostrado como  $r[i] = r(iT_a)$ . Ou seja, com o sinal recebido periódico em  $T_N$ , pode-se reescrever a equação (8) como

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi i \frac{n}{N}}, \quad (9)$$

<sup>1</sup>  $g(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)h(t-\tau)d\tau$

obtendo-se assim a equação da transformada discreta de Fourier, a DFT, onde  $0 \leq i \leq N-1$ . Conclui-se, de forma similar à transmissão que

$$s[n] = FFT \{r[n]\}. \quad (10)$$

Sob a denominação multiplexação por divisão de frequências ortogonais, sugere-se então um sistema básico de comunicação OFDM conforme mostrado na [Figura 2.1.3](#) [36,39].

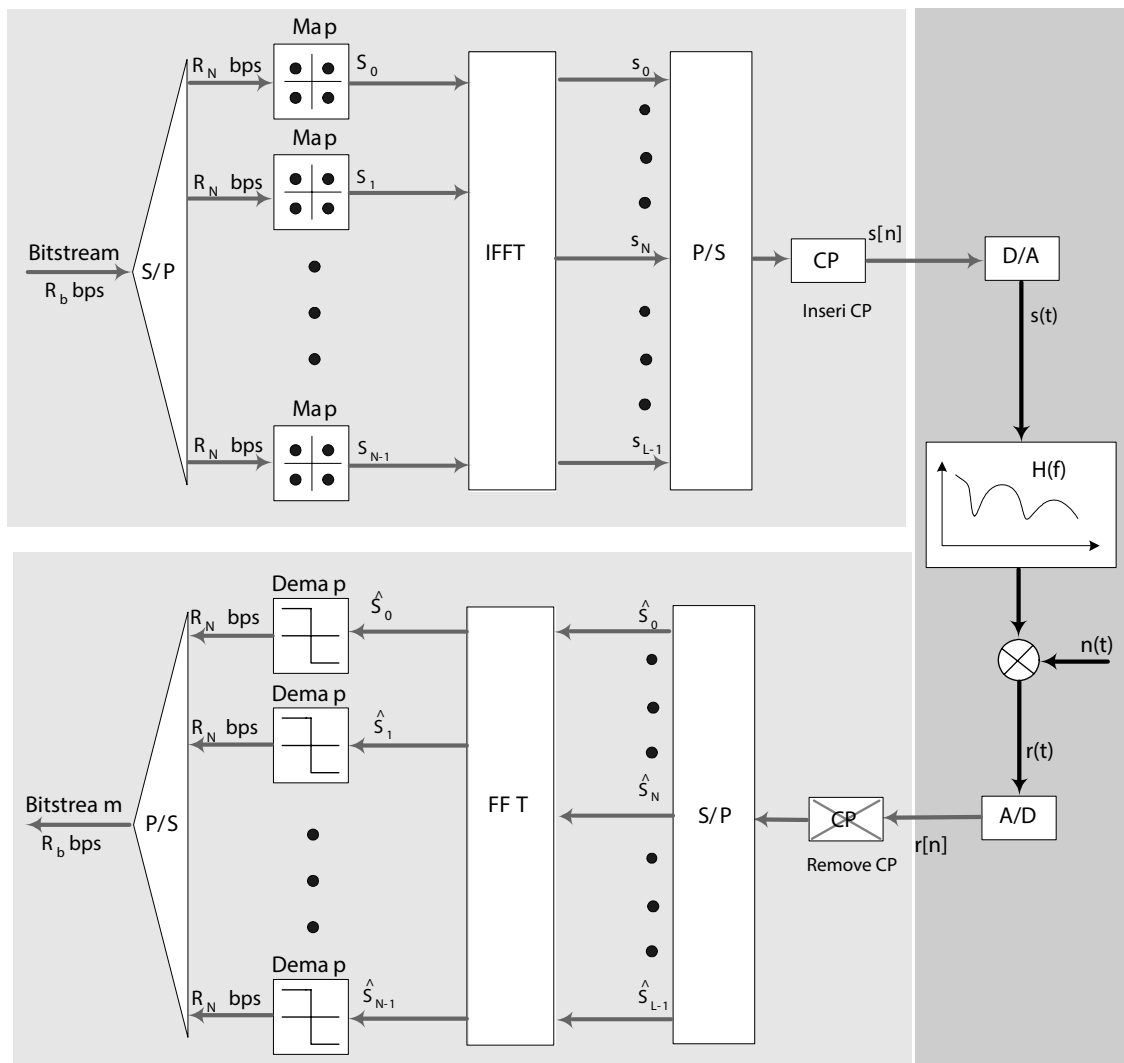


Figura 2.1.3 – Sistema OFDM básico.

Observa-se pela [Figura 2.1.3](#) que, nesta implementação de um transceptor OFDM básico, elimina-se a necessidade dos  $N$  osciladores, moduladores e demoduladores inerentes ao sistema OFDM nos moldes de sua concepção. A importância da inserção da extensão cíclica ilustrada no transmissor da [Figura 2.1.3](#) é descrita a seguir. Convém ressaltar que esta redundância é retirada no receptor, conforme ilustra a [Figura 2.1.3](#).

### 2.1.4 A Importância da Extensão Cíclica

A interferência intersimbólica oriunda do espalhamento multipercurso, por sua vez provocado por transmissões em canais seletivos em frequência, é totalmente eliminada em um sistema de comunicação multiportadora se um intervalo de guarda entre símbolos subsequentes for usado. Comprova-se que se tal intervalo de guarda for ciclicamente estendido, ao invés de ausência de sinal (silêncio na transmissão) no intervalo, o desempenho do sistema melhora consideravelmente, pois elimina-se também a ICI mantendo a ortogonalidade das subportadoras [37, 39]. A Figura 2.1.4 ilustra a utilidade da extensão, também denominada prefixo cíclico CP (*Cyclic Prefix*).

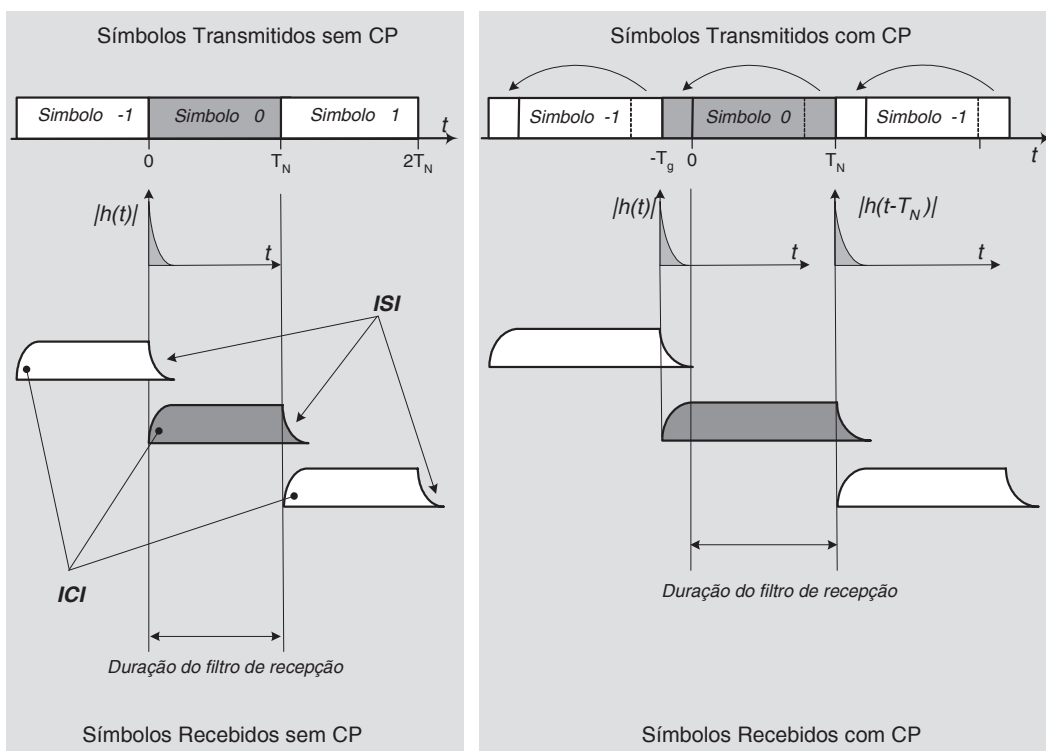


Figura 2.1.4 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda.

Note-se na Figura 2.1.4 que a duração do intervalo de guarda  $T_g$  tem que ser no mínimo igual ao máximo atraso do canal  $\tau_{max}$ . Isso impede que parte da energia de um símbolo OFDM precedente seja “captada” pelo símbolo OFDM corrente. Observa-se também que a inserção do CP aumenta o tempo do símbolo para  $T = T_N + T_g$  e altera a resposta impulsiva do filtro de transmissão usado em cada subportadora do transmissor multiportadora para  $g_{Tx} = \text{rect}(\frac{t}{T_N + T_g})$ . O ultimo efeito tem como consequência perda na SNR pelo descasamento dos filtros de transmissão e recepção, enquanto que o primeiro reduz a eficiência espectral para

$$\eta = \frac{T_N}{T_N + T_g} = \frac{T_N}{T_N + T_g} \log_2(M) \text{ bits/s/Hz},$$

uma vez que o conteúdo do CP é uma repetição do final do símbolo OFDM para o início do mesmo, e por isso não contém informação útil, sendo removido logo passar pelo conversor A/D na recepção.

Convém ressaltar que a inserção do intervalo de guarda transforma a convolução linear do sinal de saída do transmissor  $s[n]$  com a resposta impulsiva do canal  $h[n]$  em uma convolução circular [39, 40], ou seja,

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k]s[n - k]_N \quad (11)$$

onde  $[n - k]_N$  significa  $[n - k]$  modulo  $N$ ,  $s[n - k]_N$  é uma versão periódica de  $s[n - k]$  com período  $N$  e o operador  $\otimes$  designa a operação convolução circular. Conhecendo-se  $h[n]$  no receptor, o sinal  $s[n]$  pode ser recuperado fazendo

$$\hat{s}[n] = IDFT \{S[i]\} = IDFT \left\{ \frac{R[i]}{H[i]} \right\}, \quad (12)$$

já que pela definição de DFT, a convolução circular no tempo corresponde à multiplicação em frequência dada por

$$DFT\{r[n]\} = DFT\{s[n] \otimes h[n]\} \Rightarrow R[i] = S[i] \cdot H[i], \quad (13)$$

para  $0 \leq i \leq N - 1$ .

## 2.2 As Técnicas de Acesso Múltiplo definidas no Padrão LTE

As técnicas de acesso múltiplo OFDMA e SC-FDMA foram designadas pelo 3GPP para a comunicação em *downlink* e *uplink*, respectivamente, no padrão LTE. Estas técnicas foram escolhidas para aumentar taxa de transmissão, combater desvanecimento por multipercurso e aumentar a eficiência espectral.

### 2.2.1 Acesso Múltiplo via OFDMA

O acesso múltiplo OFDMA tem seu funcionamento baseado na implementação da modulação/multiplexação OFDM, em que as diferentes subportadoras são subdivididas em subbandas, tendo cada subbanda uma quantidade proporcional à demanda do usuário a ela referido. Mesmo assim, para fins de melhor entendimento do conceito e comparação com as técnicas antecessoras, considere o diagrama ilustrado na Figura 2.2.1 [6], [5], [41].

Observa-se pelos espectros ilustrativos da Figura 2.2.1 que a ortogonalidade que caracteriza sistemas multiportadoras OFDM é aproveitada por este método de acesso múltiplo na separação entre as subbandas, separação esta padronizada em 15 kHz pelo 3GPP para o padrão LTE, sendo 7,5 kHz uma alternativa prevista para versões que suportam aplicações como a TV móvel [5], [11].

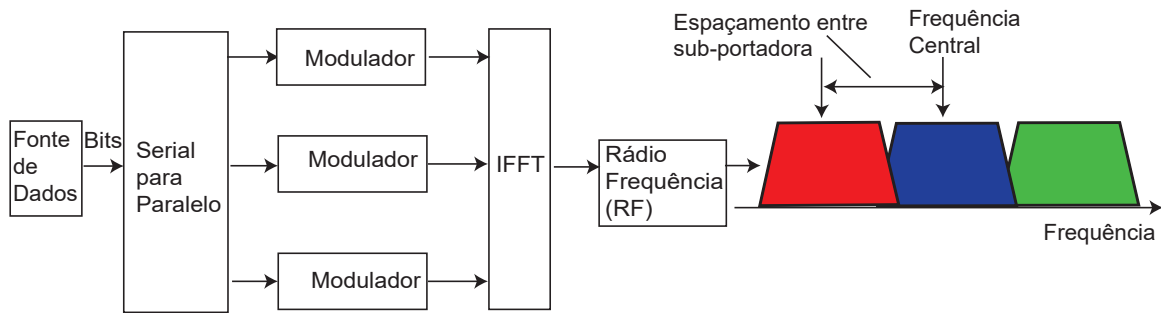


Figura 2.2.1 – Transmissor multiportadora para multiacesso OFDMA.

Para o compartilhamento dos recursos do espectro por múltiplos usuários, a técnica OFDMA aloca elementos de recurso RE (*Resource Elements*), conforme mostrado na Figura 2.2.2. Para formar um bloco de recursos RB (*Resource Block*), 7 símbolos OFDM com 12 subportadoras cada são agrupados. Portanto, com 84 RE's, cada RB ocupa uma banda de 180 kHz e um *slot* de tempo de 0.5 ms. Dois *slots* são agrupados em um *subframe* referente a um TTI (*Transmit Time Interval*). Dez *subframes* são agrupados para formar um *frame* de rádio único, com duração de 10 ms, conforme ilustra a Figura 2.2.2 [41].

A quantidade máxima de RB's disponível a um usuário está associada à banda disponível, conforme apresentado na Tabela 2. A um usuário pode ser alocado um RB inteiro, sendo que cabe à eNB a modificação da quantidade de RB's alocados a um determinado usuário, a cada intervalo de 1 ms.

Tabela 2 – Atribuição de RB's em função da largura das subbandas [5].

| Largura de uma Subbanda (MHz) | 1.4 | 3   | 5   | 10  | 15  | 20   |
|-------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|------|
| Quantidade de RB's            | 6   | 15  | 25  | 50  | 75  | 100  |
| Quantidade de Subportadoras   | 72  | 180 | 300 | 600 | 900 | 1200 |

A duração útil de um símbolo OFDM é de  $66,667 \mu\text{s}$  e o prefixo cíclico padrão é de  $4,7 \mu\text{s}$  (normal), sendo que nas aplicações onde a degradação por multipercurso é intensa, este pode ser de  $16,67 \mu\text{s}$  (estendido) [41]. O mapeamento nas subportadoras pode ser QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ou 64-QAM no *uplink*, podendo alcançar os 256-QAM *downlink* recomendados no décimo *release* do padrão [11], [5].

É importante ressaltar que nem todos os RE's de um RB são alocados para a transmissão de dados, podendo ser utilizados também como "portadoras piloto" enquanto outros estão exclusivamente associados a atividades de controle e sinalização e informações adicionais para reconhecimento do canal de *downlink*. Além disso, a quantidade de subportadoras e de símbolos OFDM podem variar conforme exposto na Tabela 3 [5], [11].

Para que a informação seja transportada de forma ordenada através da interface



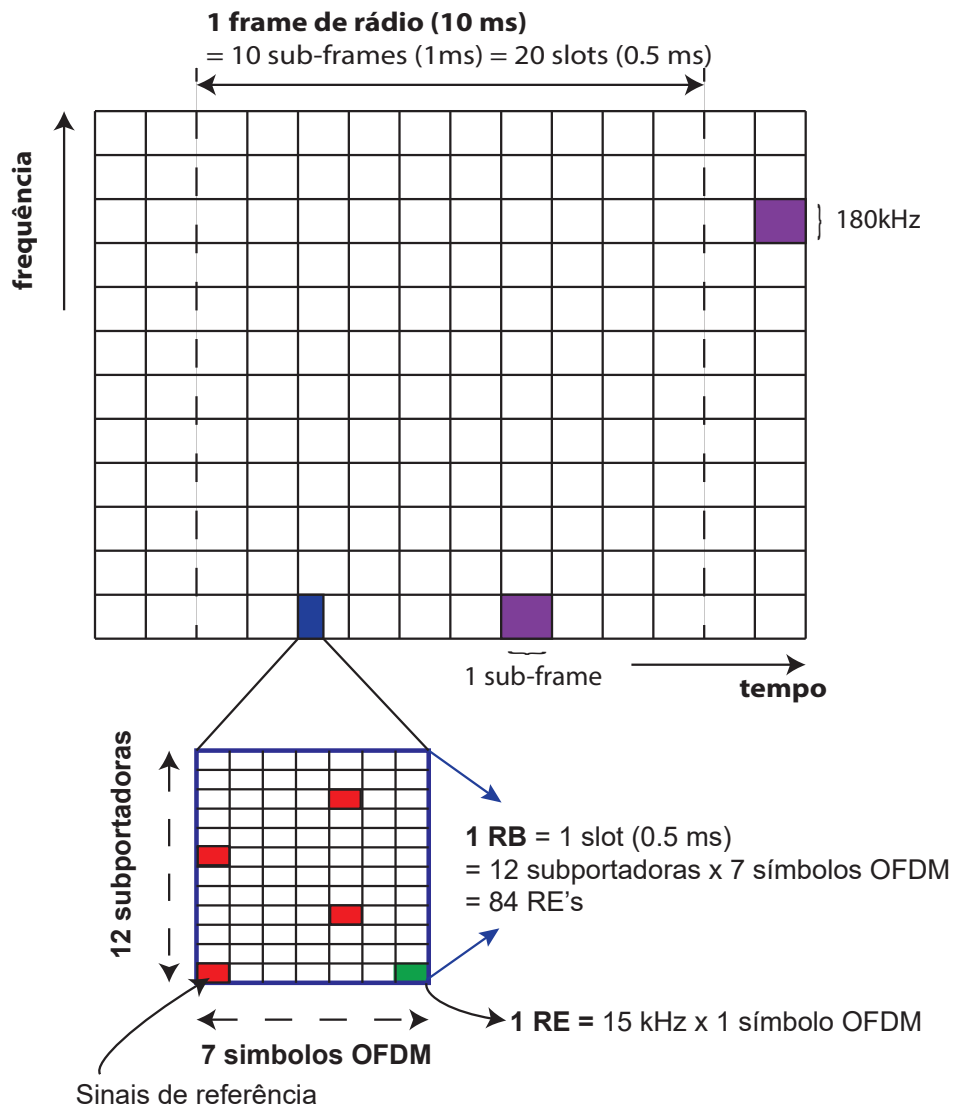


Figura 2.2.2 – Alocação de recursos no esquema de multiacesso OFDMA [5].

Tabela 3 – Variação de parâmetros OFDMA conforme padrão LTE [5].

| CP        | Largura de banda | Subportadoras | Símbolos OFDM |
|-----------|------------------|---------------|---------------|
| Normal    | 15 kHz           | 12            | 7             |
| Estendido | 15 kHz           | 12            | 6             |
| Estendido | 7,5 kHz          | 24            | 3             |

de rádio LTE são utilizados diversos canais físicos para discriminar os tipos de dados de comunicação. O enlace direto o LTE usa o canal físico PDSCH (*Physical Downlink Shared Channel*) para alocação dinâmica de espectro, o canal PDCCH (*Physical Downlink Control Channel*) para comunicação de informações de controle até o equipamento do usuário e o PHICH (*Physical HARQ Indicator Channel*) para sinalização de reconhecimento no *uplink*. Para acesso aos serviços das camadas mais altas utiliza-se o canal PBCH (*Physical Broadcast Channel*) para transporte de informações de acesso à rede pelo equipamento do

usuário, o PMCH (*Physical Multicast Channel*) para possibilitar a transmissão *multicast* e o canal PCFICH (*Physical Control Format Indicator Channel*) para informar ao usuário o formato do sinal recebido, indicando a quantidade de símbolos OFDM usados nos PDCCHs [5], [11].

Os sinais físicos no enlace direto usam *resource elements* e, diferentemente dos canais físicos, não transportam informações de ou para camadas mais altas pois atuam somente na camada física. O sinal de sincronização definido na arquitetura do LTE utiliza um canal de sincronização primário PSCH (*Primary Synchronization Channel*) e um secundário SSCH (*Secondary Synchronization Channel*) para auxiliar o usuário na identificação de informações tais como duração de um quadro, frequência de operação, identificação da célula, configuração das antenas e o tamanho do prefixo cíclico. Ambos possuem uma estrutura pré-definida e são, independente da largura de banda utilizada, transmitidos no primeiro e no décimo primeiro *slots*, respectivamente. O PSCH é colocado no penúltimo símbolo OFDM e o SSCH no antepenúltimo [5], [11].

Utilizam-se também sinais de referência para estimação da resposta em frequência do canal. Estes são distribuídos no primeiro e no quinto símbolos de cada *slot* para o caso em que uma ou duas antenas são usadas na transmissão. No caso de transmissão com duas antenas, quando uma transmite um símbolo de referência, a outra não transmite nada naquele instante para eliminar a interferência entre antenas e fazer com que a estimação do canal seja feita de maneira mais eficiente.

### 2.2.2 Acesso Múltiplo via SC-FDMA

A grande desvantagem de se usar OFDMA reside no fato desta técnica de acesso múltiplo ter herdado os altos valores da razão entre a potência de pico e a potência média PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) de sinais OFDM [38]. De fato, para reduzir consumo de energia e consequentemente aumentar a vida útil de baterias, bem como para evitar efeitos não-lineares como distorções de amplitude, desvios de fase, irradiação fora da banda, entre outros, a vasta flutuação destes sinais multiportadoras requer conversores analógico-digitais e amplificadores com larga faixa de variação linear, o que aumenta a complexidade e consequentemente o de fabricação dos mesmos. Para combater este problema, o 3GPP recomendou a técnica SC-FDMA para acesso múltiplo na comunicação no sentido de *uplink* [11], [5].

Apesar de reduzir o PAPR a níveis de sistemas uniportadoras, o SC-FDMA também transmite dados na interface aérea utilizando-se múltiplas subportadoras conforme ilustrado na Figura 2.2.3. Enquanto que no OFDMA, cada subportadora carrega somente informações de um subsímbolo específico, no SC-FDMA, cada subportadora contém informações de todos os subsímbolos previamente mapeados em uma determinada constelação. Com isso a duração de cada sinal multiportadora é reduzida, o que aumenta a sensibilidade a ISI

deste novo formato de símbolos. Para combater este inconveniente, a extensão cíclica é introduzida nos mesmos moldes do OFDMA [11], [5].

Para tanto, novos blocos de processamento de sinal são introduzidos no transceptor, conforme mostrado na Figura 2.2.4. Observa-se na Figura 2.2.4 que os subsímbolos provenientes do mapeamento em um determinado nível de modulação sofrem o espalhamento pela transformada discreta IDFT.

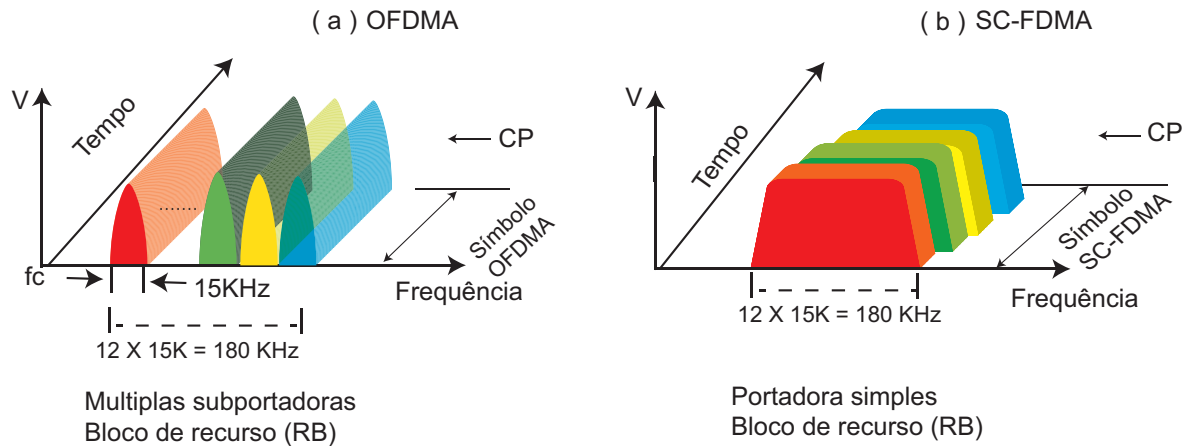


Figura 2.2.3 – Alocação de subportadoras em (a) OFDMA e em (b) SC-FDMA [5].

Após um mapeamento de símbolos em subportadoras, executa-se a multiplexação de subportadoras com a IFFT assim como é no OFDMA. Para minimizar as distorções de amplitude e de fase que ocorrem durante a transmissão, a equalização ocorre no domínio da frequência, após a FFT e antes da DFT, conforme ilustrado na Figura 2.2.4.

A técnica que utiliza-se DFT junto com mapeamento e IFFT, tem como resultado, o espalhamento da informação contida nos símbolos em subportadoras contíguas, ou seja em subportadoras bem localizadas (*localized SC-FDMA*) de forma a facilitar a alocação de espectro típica desta comunicação multiusuário [11], [5]. A alocação dos recursos não tem que ser contínua e a largura de banda de um bloco de recursos é também 180 kHz.

A largura de banda máxima atribuída é de 20 MHz, largura essa que contabiliza as bandas de guarda entre as sub-bandas alocadas entre os diferentes usuários. Portanto, se a largura de banda de canal do sistema for 10 MHz, deve-se alocar 50 RB's para ocuparem 9 MHz, sendo o restante utilizado como banda de guarda. Percebe-se com isso que os RB's e seus agrupamentos são parametrizados da mesma maneira que na comunicação *downlink*, conforme ilustrado na Figura 2.2.5 [11], [5].

Observa-se pela Figura 2.2.5 que existem símbolos de referência localizados RS (*Reference Signal*) no meio de um *slot* de 0.5 ms, usados pelo receptor para realizar a estimativa do canal. Diferentes usuários compartilham os recursos tanto no tempo como no domínio da frequência, com granularidades de alocação de 1 ms e 180 kHz, respectivamente [11], [5].

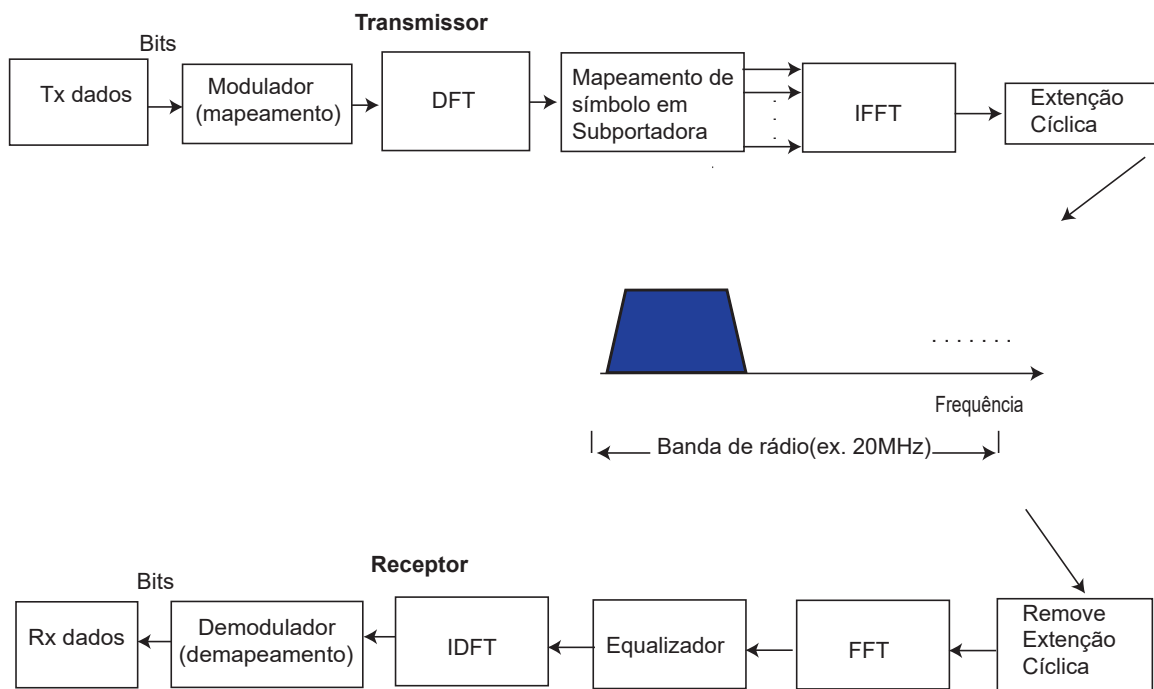


Figura 2.2.4 – Diagrama de blocos básico de um transceptor SC-FDMA [5].

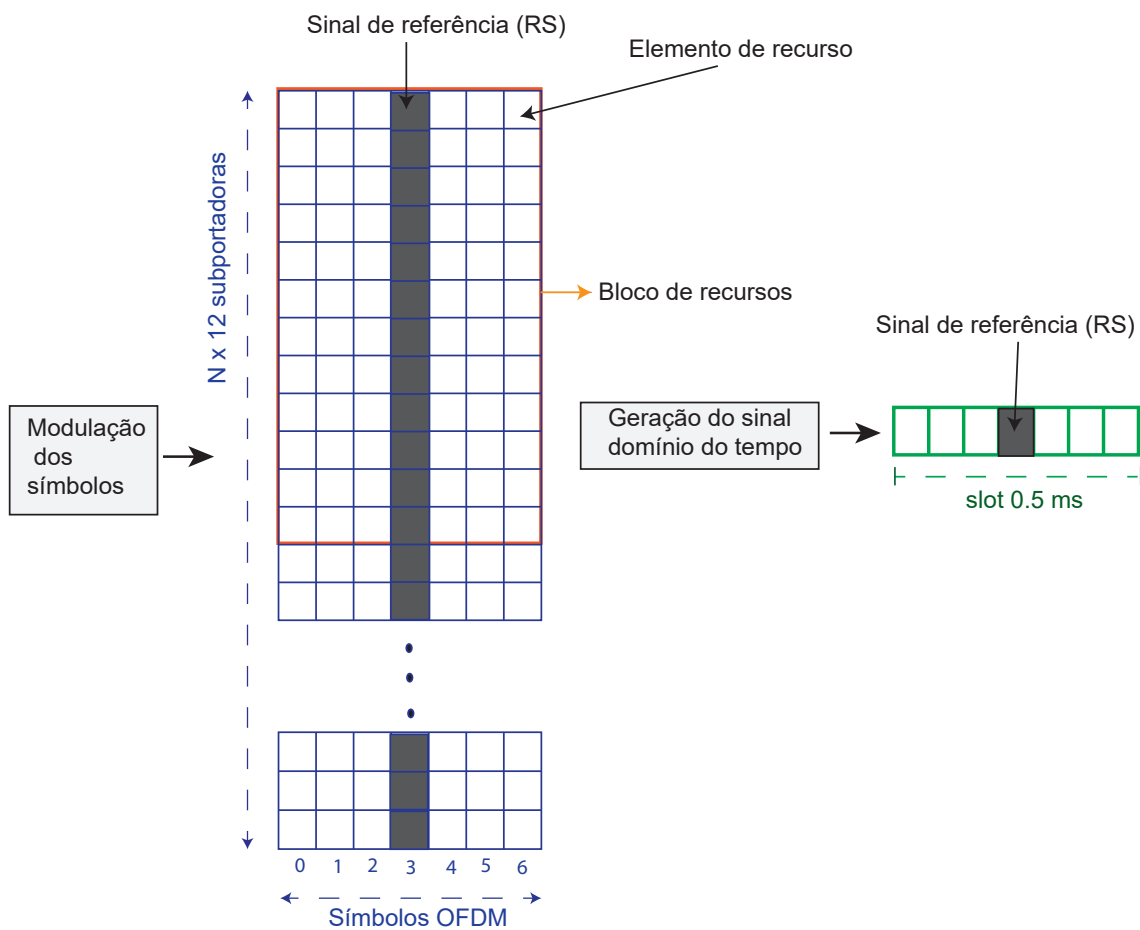


Figura 2.2.5 – Alocação de recursos no esquema de multiacesso SC-FDMA [5].

Cabe à eNB o controle que evita a sobreposição de recursos e a transmissão de longos intervalos de guarda. Como toda a utilização do canal do *uplink* é baseada no agendamento na eNB, com a exceção do canal de acesso aleatório, a estação consegue identificar os recursos, assim como quais foram atribuídos para qual usuário [11], [5].

Os canais físicos utilizados no enlace reverso (*uplink*) são o PRACH (*Physical Random Access Channel*) usado para funções de acesso randômico, o PUSCH (*Physical Uplink Shared Channel*) que carrega as informações de compartilhamento do canal, o PUCCH (*Physical Uplink Control Channel*) que contém respostas de ACK/NACK das transmissões de *downlink* que reportam a qualidade do canal CQI (*Channel Quality Indicator*) e a requisição SR (*Scheduling Request*). Os sinais físicos usados são o UL-RS (*Uplink-Referense Signal*) associado às transmissões de PUSCH ou PUCCH e o SRS (*Sounding Referense Signal*) usado para identificar sinais de referência [11], [5].

## 2.3 Agregação de Portadoras e MIMO

A agregação de portadora CA, o uso aprimorado de técnicas de múltiplas antenas MIMO e o suporte para nó de retransmissão RN foram recomendadas pelo 3GPP na Recomendação 10, principalmente, atender a demanda de taxa vislumbrada na evolução para LTE-A. As especificidades básicas do CA e do MIMO são descritas nesta Subseção.

### 2.3.1 Agregação de Portadoras CA

Aumentar a largura de banda traduz-se em ação básica para aumentar a capacidade de transmissão nas redes de telefonia móvel. Para manter a compatibilidade com versões anteriores da tecnologia, no padrão LTE-A recomendou-se a agregação de banda e/ou de portadora tanto no modo de divisão de frequência FDD (*Frequency Division Duplexing*) quanto no modo de divisão de tempo TDD (*Time Division Duplexing*) [5], [11]. Referida como componente de portadora CC (*Component Carrier*), cada subbanda pode ter uma largura 1, 4, 3, 5, 10, 15 ou 20 MHz, que podem ser agregadas em no máximo cinco componentes definido pelo 3GPP. Portanto, a largura de banda máxima é de 100 MHz tanto em *downlink* quanto em *uplink*.

A maneira mais fácil de organizar a agregação consiste em usar componentes contíguos dentro da mesma faixa de frequência operacional, chamado de aglomeração *intra-band*. Isso pode não ser sempre possível devido a cenários de alocação de frequência em um espectro "poluído". A aglomeração não contígua pode ser *intra-band* em que as operadoras (subbandas) pertencem à mesma faixa de frequências de operação, mas são separadas por bandas de guarda, ou podem ser *inter-band*, caso em que as componentes pertencem a diferentes subbandas, conforme mostrado na Figura 2.3.1 [11], [5].

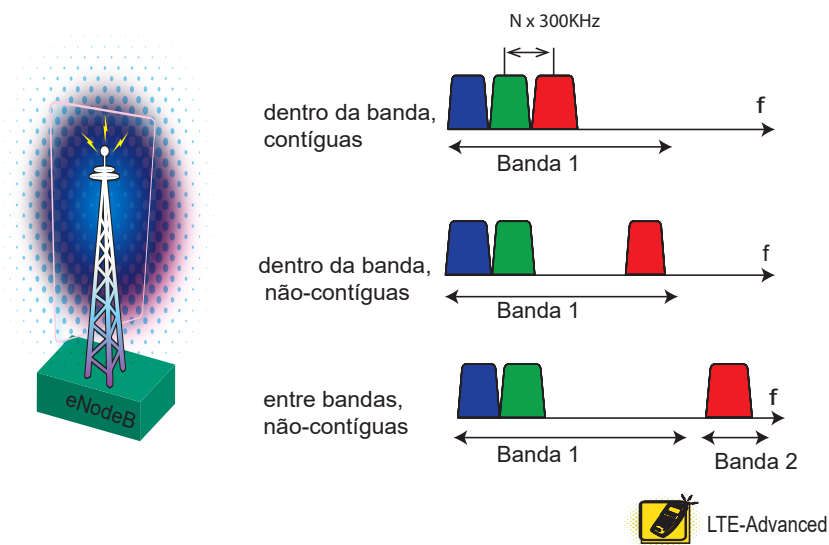


Figura 2.3.1 – Agregação de portadoras ou subbandas dentro da mesma faixa de frequências e entre subbandas diferentes [1].

A conexão da interface aérea entre o móvel e a estação rádio base, processada pelo controle de recurso de rádio RRC, é tratada por uma célula chamada de célula de atendimento primária e as outras componentes são referidas como componentes secundárias.

### 2.3.2 Aumento da Capacidade com MIMO

O emprego de múltiplas antenas na transmissão e na recepção através da tecnologia MIMO é outra alternativa interessante para aumentar vazão em uma rede LTE-A. A Figura 2.3.2 ilustra como no MIMO  $2 \times 2$  transmite-se dois fluxos de dados diferentes em duas antenas, utilizando os mesmos recursos em frequência e tempo. Separados com o auxílio de diferentes sinais de referência, estes fluxos são recebidos por duas antenas [6].

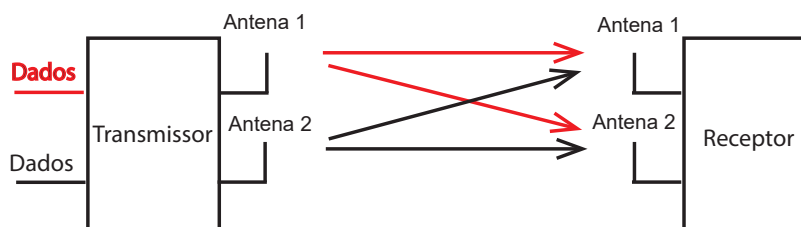


Figura 2.3.2 – Ilustração do MIMO  $2 \times 2$  [6].

Para evitar que a transmissão de uma antena interfira destrutivamente na estimativa de canal necessária para separar os fluxos MIMO, divide-se o fluxo e insere-se símbolos de referência conforme ilustrado na Figura 2.3.3, onde a localização destes símbolos em um recurso de uma antena é deixada vazia no recurso da outra antena [11], [5].

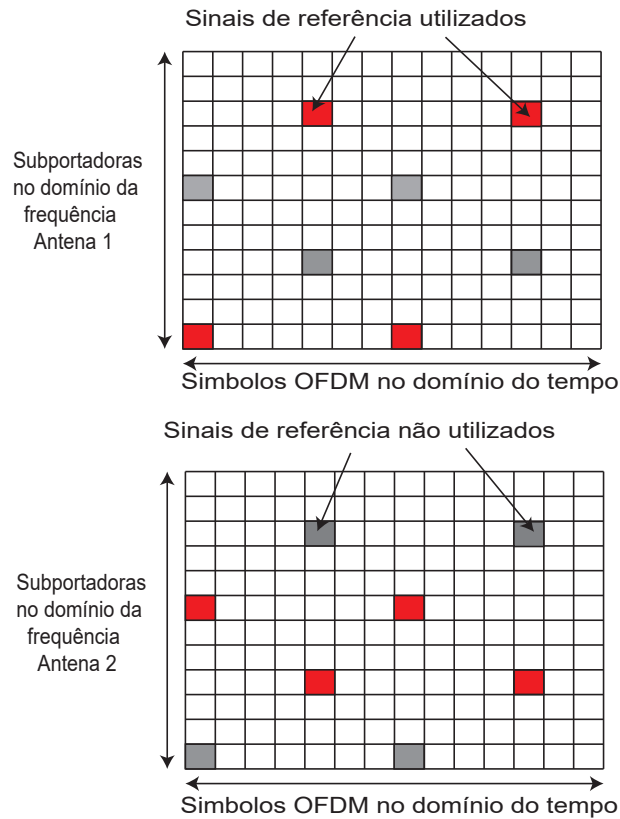


Figura 2.3.3 – Disposição dos sinais de referência nos blocos de recursos de cada antena do MIMO  $2 \times 2$  [5].

A disposição mostrada na Figura 2.3.3 pode ser estendida para cobrir mais de duas antenas, sabendo que à medida que o número de antenas aumenta, a razão entre a potência do sinal e a potência do ruído SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) requerida também aumenta, assim como a complexidade dos transceptores [41]. Na padronização LTE-A introduziu-se o MIMO  $8 \times 8$  no *downlink* e o MIMO  $4 \times 4$  no *uplink*. No entanto, o MIMO só é usado quando a SNR é suficiente alta, caso contrário a diversidade é implementada, conforme mostra a Figura 2.3.4, [5]. Convém ressaltar que a avaliação das vantagens advindas do uso de MIMO não está no escopo deste trabalho.

## 2.4 Método Máxima Verossimilhança para Detecção de Canais de Controle

Dada à extrema necessidade da detecção dos sinais presentes nos canais de controle, considerou-se importante averiguar a robustez da detecção com o método de máxima verossimilhança ML (*Maximum Likelihood*). Dependente da estimação de canal, este método permite recuperar também os sinais de informação, em detrimento do uso de equalizadores tais como o *one tap equalizer*.

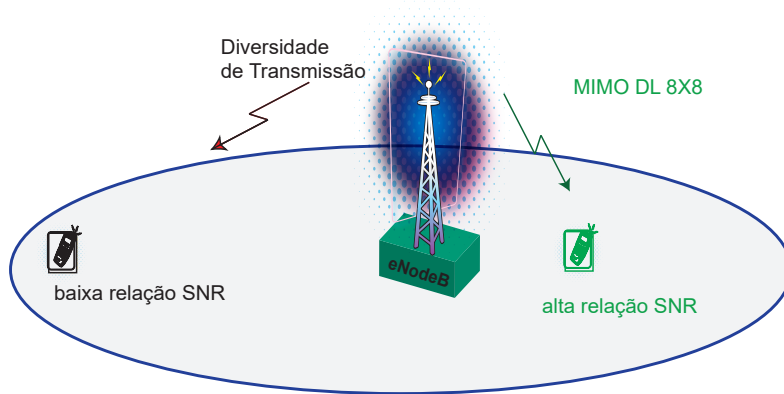


Figura 2.3.4 – MIMO e diversidade de espaço implementados em função da SNR [5].

Trata-se portanto de um método de detecção a nível de bloco gerado a partir de um sequência pré-definida contendo subportadoras chamadas de canais de controle, a qual é conhecida no receptor para cálculo de um índice para decisão [42], [43]. Isso pode ser utilizado também para decodificar informações de indicador de formato CFI (*Control Format Indicator*) em sistemas 4G-LTE, bem como para determinar os esquemas de modulação utilizados nas subportadoras do usuário no lado do receptor [44].

Na presença de um canal com desvanecimento multipercurso, as informações de controle recebidas  $\mathbf{Y}_c$  de tamanho  $N_c$  no domínio da frequência são representadas por [42–45]

$$\mathbf{Y}_c = \mathbf{H}_c \mathbf{X}_c + \mathbf{V}_c, \quad (14)$$

onde  $\mathbf{H}_c$  representa o ganho de canal associado às subportadoras de controle  $N_c$  recebidas,  $\mathbf{X}_c$  representa o sinal de controle transmitido e  $\mathbf{V}_c$  o ruído Gaussiano branco aditivo.

Para este esquema de transmissão seletiva considere que  $\mathbf{X}_c$  é selecionado de um conjunto finito  $\mathbf{S}$ , que consiste de  $U$  vetores de sequência possíveis. No intervalo  $1 \leq u \leq U$ , cada vetor de sequência em  $\mathbf{S}$  é definido como  $\mathbf{S}_u$ , onde  $\mathbf{S} = \{\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_u, \dots, \mathbf{S}_U\}$ , isto é  $\mathbf{X}_c \in \mathbf{S}$ . Dado  $\bar{u}$  no intervalo  $1 \leq \bar{u} \leq U$ , o índice do vetor de sequência selecionada  $\mathbf{X}_c$  do conjunto  $\mathbf{S}$ , então a sequência seletiva transmitida  $\mathbf{X}_c$  pode ser escrita como  $\mathbf{X}_c = \mathbf{S}_{\bar{u}}$ , onde  $\mathbf{S}_{\bar{u}} \in \mathbf{S}$  [45]. Fazendo  $\hat{u}$  uma estimativa de  $\bar{u}$ ,  $\hat{u}$  é calculado como

$$\hat{u} = \arg \min_{u; 1 \leq u \leq U} \left\| \mathbf{Y}_c - \hat{\mathbf{H}}_c \mathbf{S}_u \right\|^2. \quad (15)$$

Na estimativa do sub-canal,  $\hat{\mathbf{H}}_c$  e  $\mathbf{S}$  são as entradas do decodificador ML, onde o termo  $\hat{\mathbf{H}}_c$  representa aos ganhos estimados do subcanal associada à sequência seletiva, calculadas a partir de uma interpolação linear entre dois estimadores piloto  $\hat{\mathbf{H}}_p[\mathbf{m}]$  e



$\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{p}}[\mathbf{m} + 1]$ , calculados como

$$\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{p}}[\mathbf{m}] = \mathbf{Y}_{\mathbf{p}}[\mathbf{m}]/\mathbf{X}_{\mathbf{p}}[\mathbf{m}]. \quad (16)$$

onde  $0 \leq m \leq N_p - 1$  e  $N_p$  tamanho da sequência piloto.  $\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{p}}$  é calculado a seguir, similar ao estudo em [43, 44]. Uma vez estimada, a equalização por um filtro de um único atraso pode ser realizada nas subportadoras de dados.



## 3 Tecnologia Rádio sobre Fibra

Como parte fundamental da proposta deste trabalho, apresenta-se neste Capítulo uma breve introdução da tecnologia rádio sobre fibra, identificando-se os principais dispositivos e os parâmetros que mais influenciam a transmissão dos sinais de RF. Convém ressaltar que, o tipo de sistema aqui abordado é reconhecido na literatura como rádio sobre fibra analógico ARoF (*Analog-RoF*) [46].

### 3.1 Concepção Básica

A Figura 3.1.1 ilustra um diagrama em blocos de um sistema RoF básico que pode ser utilizado para a transmissão bidirecional de sinais de rádio provenientes de sistemas de telefonia móvel. No transmissor, o sinal de RF é convertido em sinal óptico através de um conversor eletro-óptico (E-O). Após propagação em  $L_f$  km de fibra monomodo<sup>1</sup> padrão, o sinal óptico gerado é convertido para o domínio elétrico por um dispositivo de conversão opto-elétrico (O-E), normalmente um fotodetector [46].

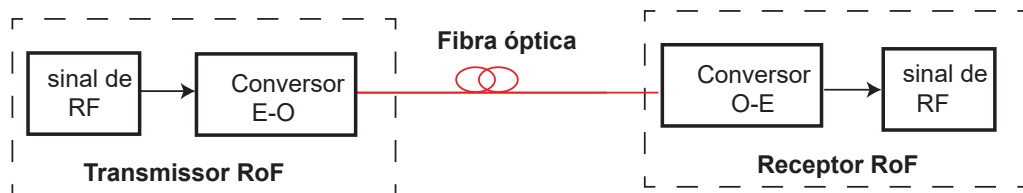


Figura 3.1.1 – Diagrama em blocos de um sistema de comunicação com a tecnologia RoF. E-O: conversor eletro-óptico; O-E: conversor opto-elétrico.

Como os sinais de RF utilizados nesta Tese têm como base a multiplexação OFDM, o sistema mostrado na Figura 3.1.1 pode ser caracterizado como um sistema óptico com modulação de intensidade e detecção direta do tipo DDO-OFDM (*Direct-Detection Optical-OFDM*) [4], [47], [48]. Isto é, os sinais elétricos OFDM modulam em intensidade uma portadora óptica, fisicamente representada por um laser em modo contínuo. A portadora óptica é, após a conversão eletro-óptica, transmitida junto às duas bandas do sinal OFDM óptico, de forma a propiciar a detecção com um único fotodetector na recepção. Os sinais de corrente obtidos na saída do conversor opto-elétrico, que representam os sinais de RF na recepção, são então decodificados conforme a técnica OFDM utilizada na geração de tais sinais multiportadoras.

<sup>1</sup> Fibras monomodo e multimodos podem ser utilizados em enlaces RoF, porém nesta Tese apenas a monomodo padrão é considerada.

Ao contrário dos sistemas ópticos com detecção coerente CO-OFDM (*Coherent Optical-OFDM*), os sistemas DDO-OFDM desperdiçam potência com a transmissão da portadora óptica, além de reservarem banda de guarda para combater produtos de intermodulação gerados na detecção direta. No entanto, os reduzidos custos advindos de sua implementação fazem dos sistemas DDO-OFDM os mais recomendados para enlaces ópticos de curto e médio alcances [4], [47], [48].

### 3.1.1 Sistema com Laser Modulado Diretamente

A possibilidade de utilizar lasers que permitem modulação direta tem como objetivo reduzir o custo da implementação de sistemas RoF. A simplicidade dos enlaces em que os sinais de RF modulam diretamente a intensidade óptica de um laser, convencionalmente denominada DML (*Directly Modulated Laser*) ilustrado na Figura 3.1.2, produz sinais ópticos com banda lateral matematicamente dado por [49],

$$E_{DML}(t) = \sqrt{2P_0} \times e^{j(w_c t)}, \quad (17)$$

para  $P_0$  a potência óptica na saída do laser,  $j = \sqrt{-1}$  e  $w_c = 2\pi f_c$  a frequência central do sinal RF [49]. A potência de saída do laser relaciona-se com a corrente na sua entrada conforme,

$$P_0(t) = k [I_{bias} + I_{RF}(t) - I_{lim}], \quad (18)$$

para  $k$  uma constante de proporcionalidade que depende do tipo de laser,  $I_{bias}$  a corrente de polarização,  $I_{RF}(t)$  a corrente representada pelo sinal RF e  $I_{lim}$  um limiar de corrente característico da fonte óptica [46].

A principal desvantagem de se utilizar lasers modulados diretamente para transmissão em altas taxas está na inserção de *chirp*, isto é, na modulação de fase residual que acompanha a modulação em intensidade, o qual resulta no alargamento espectral dos sinais ópticos. Uma solução para este problema está na utilização da modulação externa, com moduladores baseados no fenômeno interferômetro de Mach-Zehnder.

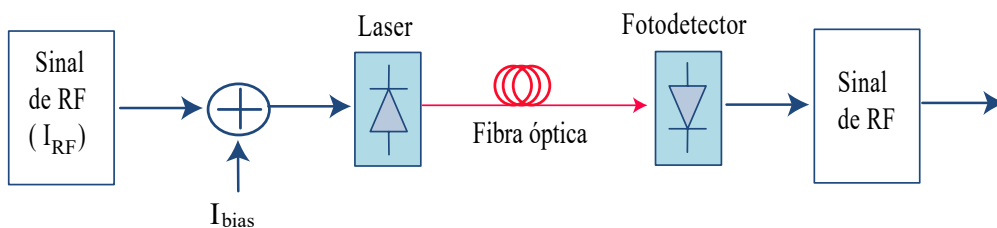


Figura 3.1.2 – Diagrama em blocos do sistema RoF com DML.

### 3.1.2 Sistema com Modulação Externa via Mach-Zehnder

O modulador óptico baseado no interferômetro de Mach-Zehnder é o mais utilizado em sistemas RoF com modulação externa [46], [49]. A Figura 3.1.3 ilustra o diagrama de um enlace RoF nesta configuração que também é recomendada quando as taxas de transmissão ultrapassam os 10 Gb/s [50]. Observa-se pela Figura 3.1.3 que o sinal multiportadora na entrada RF do MZM modula a intensidade de um laser CW na entrada óptica do próprio MZM. O campo óptico na saída de um modulador, sem *chirp* e de apenas uma entrada de sinal RF pode ser descrito como [47], [51],

$$E_{MZM}(t) = \sqrt{P_0} \cos \left[ \frac{\pi}{2V_\pi} \cdot (-V_{bias} + 2s(t)) \right], \quad (19)$$

onde  $P_0$  é a potência óptica na saída do laser,  $V_\pi$  e  $V_{bias}$  as tensões de chaveamento e de polarização do modulador, respectivamente, e  $s(t)$  o sinal de RF.

A tensão de polarização detém papel fundamental no desempenho deste sistemas, já que impõe um compromisso entre a potência óptica de saída e a inserção de não linearidades dadas pela saturação do modulador [47], [51]. Este compromisso também deve considerar a variação de amplitude do sinal  $s(t)$ , especialmente para os sinais com altos valores de PAPR que facilmente saturam o MZM e conseqüentemente alargam o espectro dos sinais ópticos, exigindo mais largura de banda para o sistema.

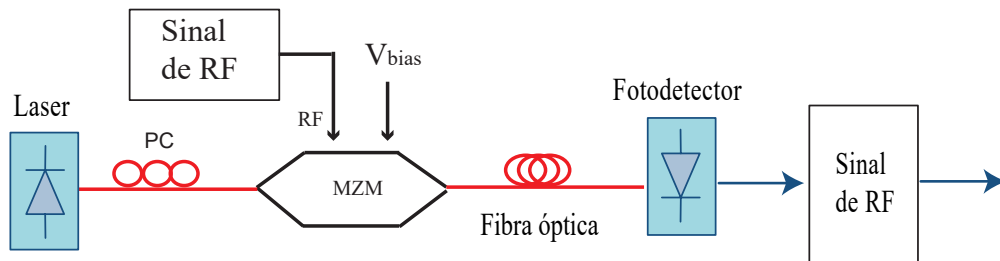


Figura 3.1.3 – Diagrama de blocos do sistema RoF com modulação externa via MZM.

### 3.1.3 Propagação na Fibra Óptica

Sabe-se que a escolha de fibras ópticas SSMF como meio de transmissão em sistemas RoF ocorre essencialmente devido às baixas atenuações do meio. As perdas de potência de sinal que ocorrem durante a propagação na fibra devem-se à absorção devido à impurezas do material de fabricação da fibra, à absorção das moléculas de sílica do próprio material e devido ao espalhamento provocado por variações no índice de refração. A atenuação gerada por todas as perdas permite relacionar a potência recebida no fotodetector ( $P_{pin}$ ) com a potência de entrada na fibra ( $P_{in}$ ) através da equação matemática [52]

$$P_{pin} = P_{in} e^{-\alpha L_f}, \quad (20)$$

para  $\alpha$  o coeficiente de atenuação. Na região de menor atenuação (janela de 1550 nm)  $\alpha = 0,2$  dB/km [52].

No entanto, as dispersões cromática e por modo de polarização e as distorções de efeitos não-lineares são fatores que afetam o desempenho de sistemas RoF. Considerando apenas os efeitos lineares da atenuação e da dispersão cromática, a resposta em frequência de fibras SSMF pode ser dada por [52], [51]

$$H_f(w) = |H_f(L_f)|e^{jw^2(\frac{\beta_2}{2})L_f}, \quad (21)$$

para  $|H_f(L_f)|$  a atenuação dependente do comprimento da fibra  $L_f$  e  $\beta_2$  o parâmetro GVD (*Group Velocity Dispersion*). O parâmetro de dispersão medido em ps/nm-km é obtido a partir de  $\beta_2$  fazendo [53], [54]

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2}\beta_2, \quad (22)$$

onde  $\lambda_0$  representa o comprimento de onda de operação do sistema RoF e  $c$  a velocidade de propagação da luz no espaço livre. O atraso temporal, também importante para a parametrização dos sinais RF de interesse e induzido por este efeito linear, é estimado por [54], [53]

$$\Delta_T = DL_f\Delta_\lambda, \quad (23)$$

para  $\Delta_\lambda = \lambda - \lambda_0$  o espaçamento entre as componentes espectrais do sinal.

### 3.1.4 Fotodeteccção Direta

Considerando que o sinal óptico  $E_{pin}(t)$  na entrada do fotodetector é previamente filtrado com um filtro de resposta em frequência  $H_{FO}$ , para limitar a emissão espontânea de amplificação óptica ASE (*Amplified Spontaneous Emission*), o sinal de corrente detectado pode ser escrito como

$$I_{det}(t) = |E_{pin}(t)|^2 = |(A + s(t)e^{j2\pi f_c t}) \otimes h(t)|^2 \quad (24)$$

$$= [(A + s(t)e^{j2\pi f_c t}) \otimes h(t)] \cdot [(A + s(t)e^{j2\pi f_c t}) \otimes h(t)]^* \quad (25)$$

$$= |A|^2 + As(t)e^{j2\pi f_c t} \otimes h(t) + As^*(t)e^{-j2\pi f_c t} \otimes h^*(t) + |s(t) \otimes h(t)|^2, \quad (26)$$

onde  $A$  representa a componente DC que caracteriza a portadora óptica e  $s(t)$  o sinal RF centrado em  $f_c$  [55]. A resposta impulsiva de todo o canal óptico  $h(t)$  é dada pela transformada inversa de Fourier de  $H(w) = H_f(w) \cdot H_{FO}(w)$ . Esta equação mostra que os efeitos dos produtos de intermodulação  $|s(t) \otimes h(t)|^2$  gerados na deteção direta são eliminados mediante a adoção de uma banda de guarda entre o sinal RF e a portadora óptica [47], [56], [26].

### 3.1.5 Ruído Gerado na Fotodeteccção

A Figura 3.1.4 ilustra um diagrama em blocos dos ruídos típicos gerados na deteção direta em sistemas RoF sem amplificação óptica, quais sejam, o ruído *shot*  $i_{shot}^2$  e

o ruído térmico  $i_{th}^2$  [26], [56]. A aleatoriedade que caracteriza a natureza quântica dos fótons incidentes no fotodetector e que faz variar a corrente elétrica na saída do próprio fotodetector é responsável pela geração do ruído *shot*. O ruído térmico é gerado pela variação da temperatura nos componentes resistivos existentes nos circuitos de adaptação elétrica na fotodeteção [57].

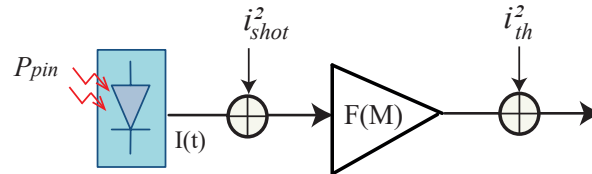


Figura 3.1.4 – Ruídos gerador na fotodeteção.

Quando a potência óptica de entrada é muito baixa, o sistema RoF é limitado pelo ruído *shot*, cuja variância é definida como

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = 2q(I_d + RP_{pin})\Delta f, \quad (27)$$

para  $q$  a carga do elétron,  $I_d$  a corrente de escuro,  $RP_{in}$  a corrente média gerada na fotodeteção,  $R$  a responsividade do fotodiodo dada em  $A/W$  e  $\Delta f$  a largura de banda do receptor. A variância do importante ruído térmico pode ser matematicamente expressa por

$$\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4k_B TF(M)\Delta f}{R_L}, \quad (28)$$

para  $F(M)$  a figura de ruído do pré-amplificador elétrico presente no fotodetector,  $T$  a temperatura em Kelvin,  $k_B$  a constante de *Boltzman* e  $R_L$  a resistência de carga.

## 3.2 Aplicação da Tecnologia RoF para Ampliar Cobertura de Redes de Telefonia Móvel

A tecnologia RoF pode ser aplicada para estender a cobertura de redes de telefonia móvel em uma arquitetura similar á mostrada na Figura Figura 3.2.1, para resolver não só o problema de deficiência de cobertura *indoor*, como também *outdoor*. Na ampliação de cobertura *indoor* mostrada na Figura 3.2.1, um setor de uma eNB é ampliado com o auxílio de um divisor de potência, pois em uma de suas saídas o sinal de RF é utilizado como sinal modulante do sistema RoF proposto para a anunciada extensão de cobertura [26], [17], [16].

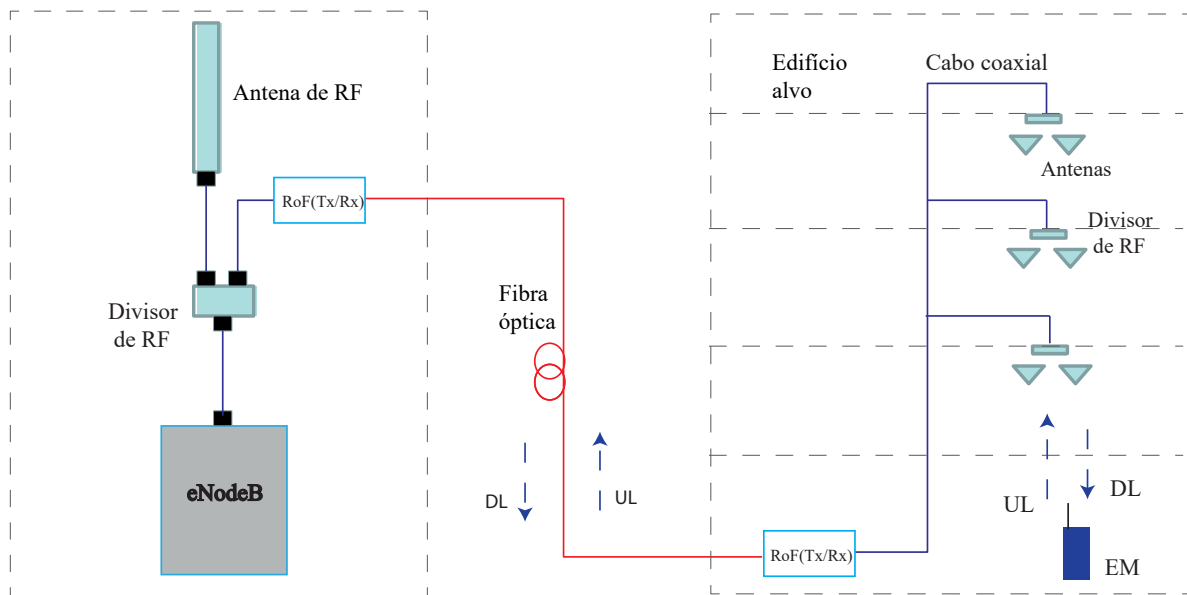


Figura 3.2.1 – Arranjo básico para ampliar cobertura de uma eNB utilizando tecnologia RoF.

Após a propagação em fibras SSMF, os sinais LTE ou LTE-A, objetos de estudos deste trabalho, são convertidos para o domínio elétrico por um fotodetector instalado, por exemplo, em um edifício localizado em uma região de interesse e com antenas distantes 20 a 60 km da eNB. Antes porém, os sinais de saída do fotodetector devem ser devidamente filtrados e amplificados para os níveis exigidos pelas antenas de retransmissão de sinal de telefonia móvel. Assim, em uma os usuários poderão ter acesso aos serviços de telefonia móvel mesmo em uma região sem cobertura.

Duas alternativas podem ser aplicadas no enlace óptico, quais sejam uma que utiliza duas fibras sendo uma para *downlink* e outra para *uplink*, e outra em os sinais em cada sentido utilizam comprimentos de onda diferentes ( $\lambda_1$  e  $\lambda_2$ ) para comunicação em uma única fibra, conforme ilustram as Figuras 3.2.2 e 3.2.3, respectivamente. A escolha dependerá da quantidade de lasers em comprimentos de onda diferentes disponíveis, além do custo de equipamentos adicionais como circuladores e filtros ópticos.

A Figura 3.2.2 ilustra um arranjo que utiliza duas fibras, sendo uma para *downlink* e outra para *uplink*. No *downlink*, um dos sinais RF de saída do divisor de potência instalado na eNB é direcionado para o circulador empregado para definir o sentido da comunicação. Este sinal RF modula diretamente ou externamente, com o auxílio de um modulador óptico MZM, a portadora óptica de 1550 nm. O sinal modulado propaga-se pela fibra SSMF até o fotodetector localizado na região com deficiência de cobertura. Ressalta-se que o mesmo modelo de sistema de comunicação aplica-se para comunicação em *uplink*, porém via outra fibra SSMF.



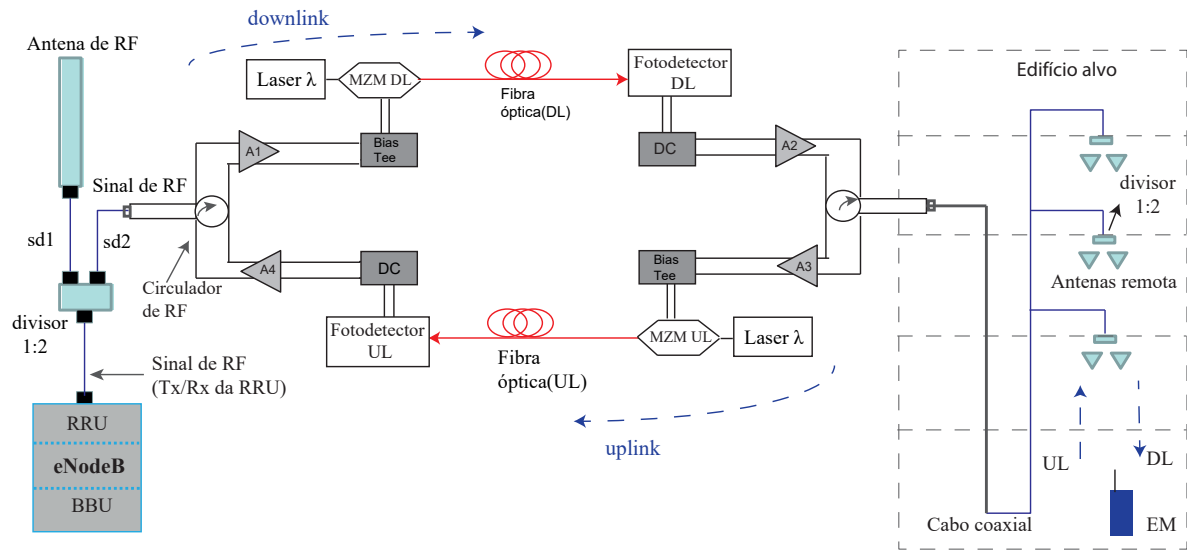


Figura 3.2.2 – Enlace RoF com uma fibra para *downlink* e outra para *uplink*.

Uma outra solução para a supracitada ampliação de cobertura é mostrada na Figura 3.2.3. Percebe-se que nesta solução, uma única fibra óptica é utilizada tanto para a comunicação em *downlink* quanto em *uplink*. No entanto, esta solução exige o uso dos dois comprimentos de onda  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  para comunicação nos dois sentidos. O processamento do sinal efetuado no domínio elétrico é o mesmo descrito na arquitetura ilustrada na Figura 3.2.2. O uso de uma única fibra terá que compensar a adição do circulator usado para seleção do sentido de comunicação, além de possíveis filtros ópticos para seleção do comprimento de onda de interesse.

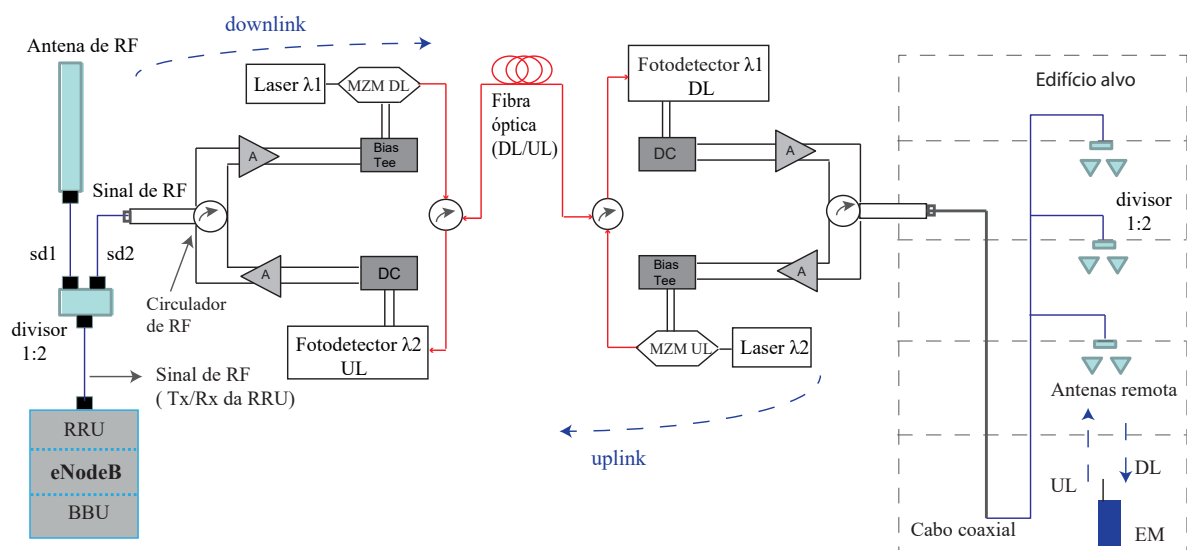


Figura 3.2.3 – Enlace RoF com um comprimento de onda ( $\lambda_1$ ) para *downlink* e outro ( $\lambda_2$ ) para *uplink*, mas com uma única fibra como meio de comunicação.



## 4 Análise de Desempenho dos Sistemas RoF

Simulações numéricas foram realizadas para avaliar o desempenho dos sistemas RoF propostos nesta Tese, em *back-to-back* (B2B) e em enlaces de 20, 40 e 60 km de SSMF. Os modelos implementados, o projeto dos sistemas e análises dos resultados das simulações em *downlink* e *uplink* são apresentados neste Capítulo. A análise dos desempenhos foi realizada mediante comparação de taxas de erro de bits BER (*Bit-Error-Rate*), estimadas a partir da contagem direta de bits errados nas sequências de bits recebidas. Para comparar tais desempenhos com valores exigidos pelo padrão LTE-A, utilizou-se a métrica EVM (*Error Vector Magnitude*), conforme descrito no Anexo A.

### 4.1 Descrição dos Sistemas OFDMA e SC-FDMA Implementados

A Figura 4.1.1 mostra um diagrama em blocos dos sistemas RoF implementados para simulação das comunicações em *downlink* e *uplink*. Apesar da disponibilidade de faixas de frequências em torno de 700 e 1800 MHz, em todas as simulações foram designadas cinco subbandas/*Component Carriers* em torno de 2,6 GHz, conforme leilão realizado pela ANATEL para a exploração da tecnologia 4G no Brasil.

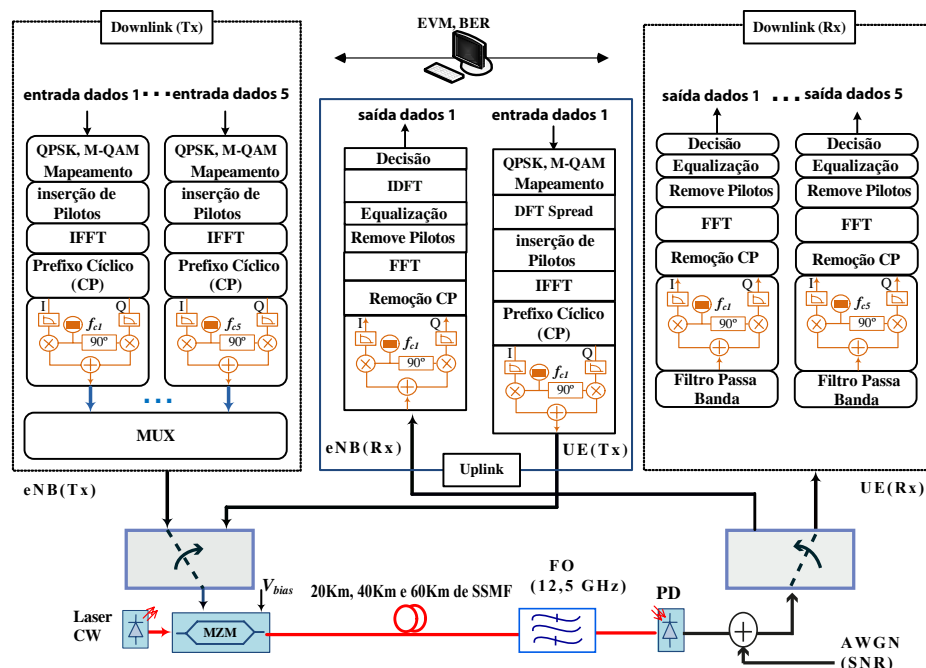


Figura 4.1.1 – Diagrama de blocos dos sistemas RoF simulados em *downlink* e *uplink*.

### 4.1.1 Comunicação OFDMA em *Downlink*

Observa-se pela Figura 4.1.1 que as sequências de bits que compõem os dados de entrada das cinco subbandas são mapeados em QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, conforme definido no padrão LTE-A. Após a inserção de pilotos, aplica-se a transformada inversa de Fourier (IFFT) para a multiplexação das subportadoras. Após a inserção do prefixo cíclico em cada subbanda, criam-se sinais OFDM em banda base, sinais estes que, após o deslocamento para banda passante em frequências  $f_{C_i}$  em torno de 2,6 GHz, são multiplexados para a geração de um sinal OFDMA na eNB. Na composição dos *frames*, quatro símbolos OFDM de referência são inseridos em cada bloco de recurso para auxiliar no reconhecimento de canal e sincronismo de *frame*.

Os sinais OFDMA são utilizados para modular por meio de um modulador MZM polarizado em quadratura, a amplitude do laser CW, centrado em  $\lambda = 1550$  nm, empregado no *downlink* do enlace RoF IMDD. O sinal de banda lateral dupla na saída do MZM é então propagado em regime linear por 20, 40 e 60 km de SSMF, considerando a atenuação e a dispersão iguais a 0,2 dB/km e 16 ps/nm/km, respectivamente.

Após fotodetecção e inserção do ruído Gaussiano branco na unidade móvel UE, efetua-se a adequada filtragem e a demultiplexação das subbandas para a posterior conversão para banda base. O reconhecimento da resposta em frequência do canal, efetuado após a remoção do prefixo cíclico e demultiplexação das subportadoras, é fundamental para a equalização com filtro de um atraso *one tap equalizer*, e assim compensar as distorções lineares ocorridas durante a transmissão. A detecção de subsímbolos via correlação e algoritmos de máxima verossimilhança disponibiliza os bits de recepção para contagem direta de bits errados e posterior comparação com desempenhos teóricos dados pela equação (37) do Anexo B.

Os parâmetros designados pelo padrão para a comunicação em *downlink* são apresentados na tabela 4, com exceção da polarização do MZM que foi propositalmente escolhido para eliminar os efeitos não lineares inseridos pelo MZM quando este é polarizado fora da região de máxima linearidade.

Tabela 4 – Parâmetros designados pelo padrão LTE-A para *downlink* [5], [1].

| Parâmetro                     | Sigla      | CC1                   | CC2       | CC3       | CC4       | CC5       |
|-------------------------------|------------|-----------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Largura de banda              | $B_W$      | 10 MHz                | 20 MHz    | 10 MHz    | 10 MHz    | 20 MHz    |
| Espaçamento das subportadoras | $\Delta_f$ | 15 KHz                |           |           |           |           |
| Modulação nas subportadoras   | $M$        | 4-PSK, 16-QAM, 64-QAM |           |           |           |           |
| Frequência das portadoras     | $f_{C_i}$  | 2,625 GHz             | 2,640 GHz | 2,655 GHz | 2,665 GHz | 2,680 GHz |
| Tensão de polarização do MZM  | $V_{bias}$ | 4, 5 V                |           |           |           |           |
| Tamanho da IFFT/FFT           | $N_{FFT}$  | 1024                  | 2048      | 1024      | 1024      | 2048      |
| # Subportadoras de dados      | $N_S$      | 600                   | 1200      | 600       | 600       | 1200      |
| Amostras no CP                | $N_{CP}$   | 72                    | 144       | 72        | 72        | 144       |

### 4.1.2 Comunicação SC-FDMA em *Uplink*

A Figura 4.1.1 também ilustra o diagrama em blocos básico do modelo de camada física para a comunicação *uplink* em um sistema ponto a ponto definido pelo 3GPP. Nas simulações numéricas realizadas, sinais SC-FDMA de uma única unidade móvel são transmitidos em enlaces RoF de 20, 40 e 60 km de SSMF. Por conveniência, considera-se que o conversor eletro-óptico é também um MZM, embora o uso de modulação direta seja mais recomendada quando a redução de custos de implantação da tecnologia é primordial.

Observa-se pela Figura 4.1.1 que, no sentido *uplink*, os bits de dados são mapeados em QPSK, 16-QAM ou 64-QAM antes do espalhamento DFT que caracteriza este tipo de acesso múltiplo. A inserção dos pilotos antecede a multiplexação das subportadoras via IFFT e a inserção do prefixo cíclico a sucede para virtualmente eliminar a interferência entre símbolos subsequentes. Após a conversão para banda passante, os sinais SC-FDMA propagam-se pelos mesmos enlaces de fibra descritos em *downlink*.

A menos do processo inverso ao espalhamento ocorrido na transmissão, a mesma demodulação/demultiplexação descrita no *downlink* ocorre na eNB quando da comunicação no *uplink*, com remoção do prefixo cíclico, FFT, remoção dos pilotos, equalização, IDFT, decisão e recuperação dos dados transmitidos. A Tabela 5 mostra os parâmetros utilizados nestas simulações, conforme a designação da 3GPP. Aqui também, o MZM foi polarizado no seu ponto de quadratura [47].

Tabela 5 – Principais parâmetros designados pelo padrão LTE-A para *Uplink*.

| Parâmetro                     | Sigla      | CC                    |
|-------------------------------|------------|-----------------------|
| Largura de banda              | $B_W$      | 20 MHz                |
| Espaçamento das subportadoras | $\Delta_f$ | 15 kHz                |
| Modulação nas subportadoras   | $M$        | 4-PSK, 16-QAM, 64-QAM |
| Frequência das portadoras     | $f_C$      | 2,640 GHz             |
| Tamanho da IFFT/FFT           | $N_{FFT}$  | 2048                  |
| # Subportadoras de dados      | $N_S$      | 1200                  |
| Amostras no CP                | $N_{CP}$   | 144                   |

## 4.2 Cálculo dos Demais Parâmetros dos Sistemas RoF Simulados

Para os enlaces de fibra designados na proposta desta Tese, a dispersão cromática e a atenuação, apresentam-se como as principais distorções de natureza linear, a afetar o desempenho dos sistemas e limitar a fibra como meio de transmissão, desde que a polarização do MZM esteja dentro da região linear e os níveis de potência de sinal óptico na entrada das fibras não excedam determinados valores de estímulo de não-linearidades como automodulação de fase e mistura de quatro ondas [35], [47], [58]. Assim, sendo sistemas DDO-OFDM, inicia-se a parametrização a partir da determinação de um intervalo de guarda  $T_g$  com prefixo cíclico, que auxiliará o equalizador na compensação de amplitude

e desvios de fase nas subportadoras, fazendo

$$T_g \geq D \cdot B_W \cdot \frac{c}{f_c^2}, \quad (29)$$

onde  $D$  representa a dispersão cromática total em [ps/(nm.km)],  $B_W = R_{Nominal} / \log_2(M)$  a largura de banda do sinal OFDM óptico dado em Hz; sendo  $R_{Nominal}$  a taxa de transmissão nominal do sistema em b/s;  $c$  a velocidade de propagação da luz e  $f = c/\lambda$  a frequência da portadora óptica em Hz; para  $\lambda$  o comprimento de onda de operação do laser [59]. A taxa de transmissão efetiva  $R_b$  do sistema pode, desprezando-se os bits redundantes da codificação de canal e os símbolos de treinamento, ser calculado como

$$R_b = \frac{B_W}{N_{FFT}} \times \frac{N_S \log_2(M)}{(1 + \varepsilon_g)}, \quad (30)$$

para  $\varepsilon_g = \frac{T_g}{T_s - T_g} = \frac{T_g}{T_u}$ , com  $T_s$  e  $T_u = T_s - T_g$  as durações total e útil de um símbolo OFDM, respectivamente.

Como o padrão LTE-A já define os parâmetros do modelo de camada física, apenas um trabalho de averiguação de tolerância à dispersão dos enlaces de SSMF faz sentido. Assim, para ilustrar a esperada robustez dos sistemas implementados, consegue-se fazer uma comparação entre parâmetros calculados e parâmetros padronizados a partir de dados calculados do padrão, tais como  $T_u = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{15 \times 10^3} \approx 66,7 \mu s$  e  $\varepsilon_g \approx \frac{1}{14}$ <sup>1</sup> Ou seja, o padrão LTE-A é capaz de combater ISI de sistemas com espalhamento temporal de até  $T_g = T_u \times \varepsilon_g = \frac{66,7 \mu s}{14} \approx 4,7 \mu s$ , valor este muito superior aos  $5,38 \times 10^{-16}$  s necessários para compensar a dispersão cromática dos enlaces de fibra, sendo este último valor obtido pela equação (29), considerando-se uma dispersão de  $D = 16$  ps/(nm.km) em 60 km de SSMF e largura de banda total em *downlink* igual a 70 MHz.

Para diferentes níveis de modulação nas subportadoras, a Tabela 6 mostra as taxas de transmissão calculadas a partir de (30) para comunicação em *downlink* com uma CC de 20 MHz e com as cinco subbandas totalizando 70 MHz, bem como para a transmissão de sinal de uma UE em *uplink*.

### 4.3 Análise do Desempenho da Comunicação em *Downlink*

Para análise dos sistemas neste sentido de comunicação, foram executadas simulações de sistemas com larguras de banda de 20 MHz (uma CC) e com todas as cinco subbandas multiplexadas totalizando 70 MHz. As avaliações são realizadas nas configurações B2B e após propagação em 20, 40 e 60 km de SSMF, considerando 4-PSK, 16-QAM e 64-QAM como modulações nas subportadoras.

Para simular o efeito dos ruídos térmico e *shot*, considerou-se a adição de um ruído Gaussiano branco AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) no domínio elétrico, conforme

<sup>1</sup> Este valor é médio pois o primeiro símbolo de um *frame* RB tem duração maior que os demais seis.

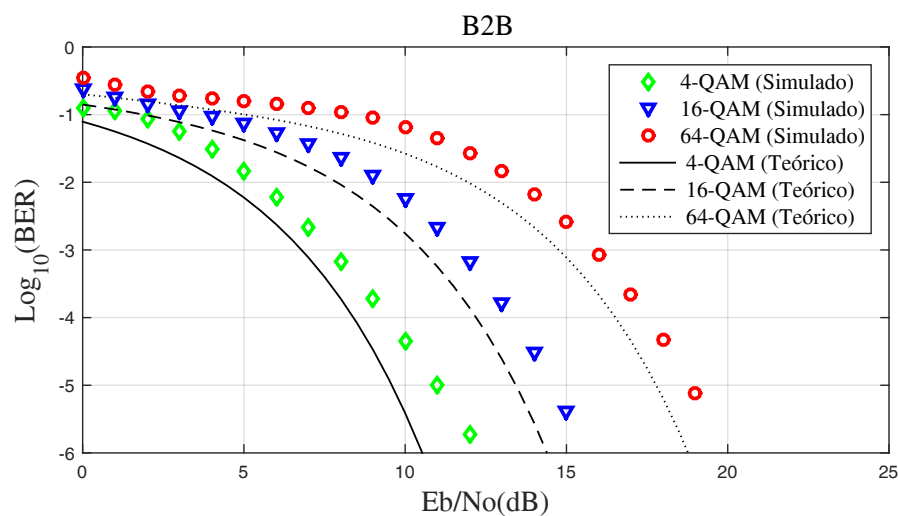
Tabela 6 – Taxas de transmissão máxima nos padrões LTE-A.

| Largura de banda           | Taxa de Transmissão (Modulação) |
|----------------------------|---------------------------------|
| 20 MHz ( <i>downlink</i> ) | 21,875 Mb/s (4-PSK)             |
|                            | 43,750 Mb/s (16-QAM)            |
|                            | 65,625 Mb/s (64-QAM)            |
| 70 MHz ( <i>downlink</i> ) | 76,566 Mb/s (4-PSK)             |
|                            | 153,125 Mb/s (16-QAM)           |
|                            | 229,687 Mb/s (64-QAM)           |
| 20 MHz ( <i>uplink</i> )   | 21,875 Mb/s (4-PSK)             |
|                            | 43,750 Mb/s (16-QAM)            |
|                            | 65,625 Mb/s (64-QAM)            |

mostrado na Figura 4.1.1. A intensidade do ruído foi modificada de acordo com a razão entre a potência sinal e a potência do ruído, sendo esta relação designada pelo parâmetro  $E_b/N_o$ , para  $E_b$  a energia de bit e  $N_o$  a densidade espectral de potência do ruído.

#### 4.3.1 Sistemas com uma *Component Carrier* de 20 MHz em B2B

A Figura 4.3.1 mostra as curvas de desempenho BER perante variação da  $E_b/N_o$  para as diferentes modulações consideradas, na configuração B2B. Observa-se que, conforme esperado, o aumento do nível de modulação nas subportadoras induz aumentos na  $E_b/N_o$  para manutenção da taxa de erro de bits. Consta-se também que, nesta configuração, o sistema necessita de uma  $E_b/N_o \approx 7,7$  dB para alcançar uma  $BER = 1 \times 10^{-3}$  com mapeamento 4-PSK. Para 16-QAM e 64-QAM, este valor aumenta para 11,7 dB e 15,85 dB, respectivamente.

Figura 4.3.1 – BER versus  $E_b/N_o$  dos sistemas OFDMA em B2B com uma CC.

A proximidade das curvas de BER numéricas com as provenientes dos modelos analíticos descritos no Anexo B é um fato que, embora esperado, valida os modelos

numéricos desenvolvidos. Porém, para enfatizar a validação, optou-se por medir a EVM de forma a comparar com os limites impostos pelo 3-GPP. Embora as referências definidas pelo 3GPP são 17,5 % para 4-PSK, 12,5 % para 16-QAM e 8 % para 64-QAM, decidiu-se comparar os resultados de simulação com apenas 8 % nas para enfatizar os resultados obtidos [60]. A Figura 4.3.2 ilustra o desempenho EVM *versus*  $E_b/N_o$  nas mesmas condições descritas nas avaliações de BER.

Observa-se pela Figura 4.3.2 que, conforme esperado, à medida que  $E_b/N_o$  aumenta, aumenta-se o desempenho dos sistemas mediante diminuição da EVM. Constata-se ainda que o sistema necessita de 13 dB de  $E_b/N_o$  para alcançar uma EVM = 17,5% com mapeamento 4-PSK. Para 16-QAM e 64-QAM, este valor aumenta para 13,5 dB e 15,5 dB, respectivamente.

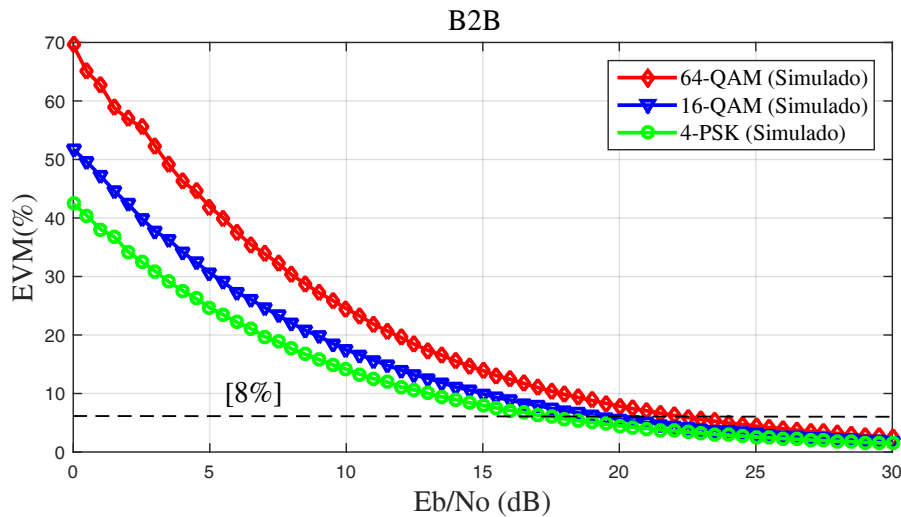


Figura 4.3.2 – EVM versus  $E_b/N_o$  dos sistemas OFDMA em B2B com uma CC.

Constata-se pelas curvas da Figura 4.3.2 que em todas os cenários simulados, o desempenho ultrapassou os limites de comparação estabelecido pelo 3GPP, reforçando assim a robustez desta comunicação. A Tabela 7 mostra os valores de  $E_b/N_o$  com os quais os referidos limites foram alcançados.

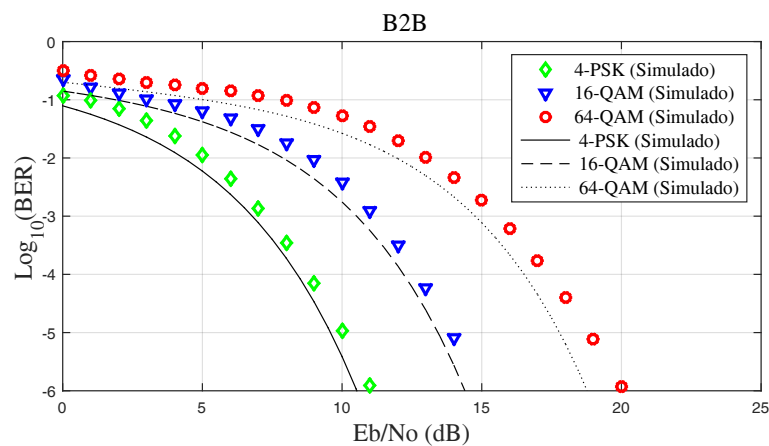
Tabela 7 –  $E_b/N_o$  @ EVM de referência de cada mapeamento ( $B_W = 20$  MHz).

| Modulação por Subportadora | $E_b/N_o$ (dB) |
|----------------------------|----------------|
| 4-PSK (EVM = 17,5 %)       | 8 dB           |
| 16-QAM (EVM = 12,5 %)      | 13 dB          |
| 64-QAM (EVM = 8,0 %)       | 19,75 dB       |



### 4.3.2 Sistemas com Cinco Componentes/Subbandas em B2B

A aproximação entre as curvas de desempenho simuladas e as teóricas foi maior quando as simulações foram realizadas com as cinco subbandas leiloadas no Brasil para as operadoras de sistema móvel. Portanto, as mesmas constatações dos resultados mostrados na Figura 4.3.2 se fazem presentes nestes desempenhos de BER perante variação de  $E_b/N_o$ . No entanto, um olhar atento aos resultados de simulação da EVM por  $E_b/N_o$  mostrados na Figura 4.3.4 revela que pequenas diferenças ocorreram na análise desta métrica realizada a nível de símbolos. Embora, assim como nos sistemas de 20 MHz, o desempenho de todos os cenários avaliados ultrapassou os desejáveis 8 % de EVM. Uma rápida comparação entre os resultados das Tabelas 7 e 8 permite perceber um aumento de desempenho, oriundo do aumento da largura de banda dos sinais OFDMA utilizados.



(a)

Figura 4.3.3 – BER versus  $E_b/N_o$  dos sistemas OFDMA em B2B com cinco CCs.

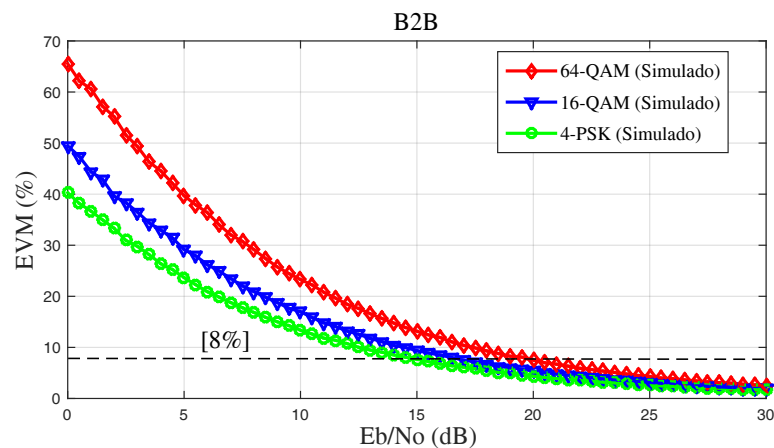


Figura 4.3.4 – EVM versus  $E_b/N_o$  dos sistemas OFDMA em B2B com cinco CCs.

Tabela 8 –  $E_b/N_o$  @ EVM de referência de cada mapeamento ( $B_W = 70$  MHz).

| Modulação por subportadora | $E_b/N_o$ (dB) |
|----------------------------|----------------|
| QPSK (EVM = 17,5 %)        | 7,6 dB         |
| 16-QAM (EVM = 12,5 %)      | 12,50 dB       |
| 64-QAM (EVM = 8,0 %)       | 19,5 dB        |

### 4.3.3 Sistemas com Cinco Subbandas em Enlaces com Fibra SSMF

Para averiguar o efeito da inserção da fibra monomodo padrão no sistema RoF em *downlink*, foram efetuadas simulações da transmissão dos sinais OFDMA em enlaces de 20, 40 e 60 km de SSMF. Para tanto, na inserção de ruído AWGN, foram utilizados valores de  $E_b/N_o$  iguais a 12,37, 15,37 e 19,37 dB, que na configuração B2B foram responsáveis pelo alcance dos desempenhos EVM iguais a 17,5, 12,5 e 8% com as modulações 4-PSK, 16-QAM e 64-QAM, respectivamente.

A Figura 4.3.5 ilustra as degradações de desempenho EVM obtidas mediante o aumento do comprimento dos enlaces de fibra SSMF, para todos os mapeamentos por subportadoras considerados. A EVM é mostrada em decibéis para facilitar uma análise que envolva a relação desta métrica com a SNR, conforme descrito no Anexo B. Porém, os resultados em % estão mostrados no interior da Figura.

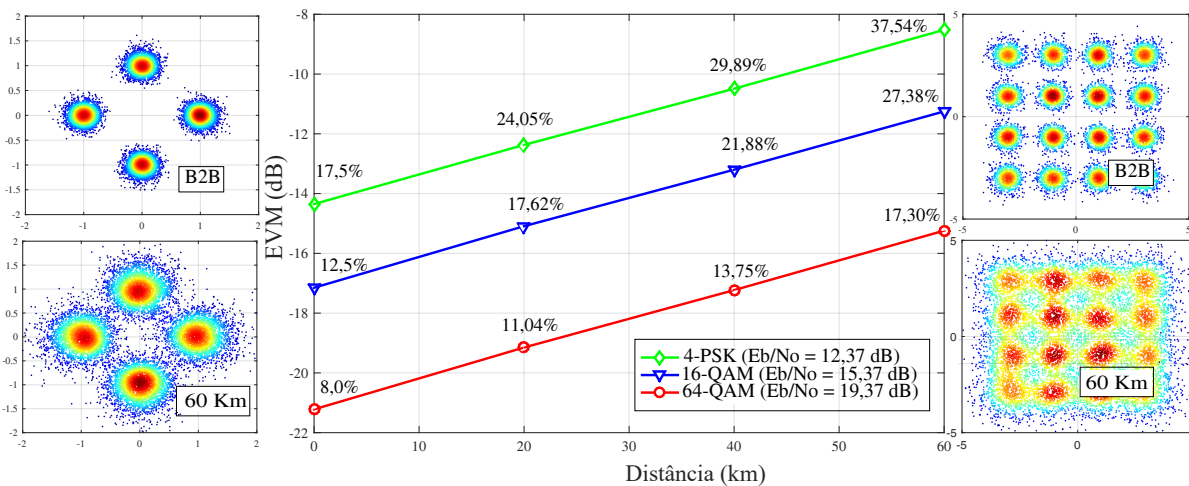


Figura 4.3.5 – EVM em função do comprimento do enlace de fibra SMF, para os sistemas OFDMA contendo cinco CCs.

Observa-se pela Figura 4.3.5 que, conforme esperado, o desempenho dos sistemas piora com o aumento do comprimento do enlace, devido às atenuações inseridas pela fibra. As constelações apresentadas na Figura 4.3.5 ilustram bem o efeito desta penalidade, cuja solução, em um cenário real, está no aumento da potencia de sinal na entrada da fibra.

## 4.4 Análise do Desempenho da Comunicação em Uplink

Em termos de parametrização pode-se dizer que a simulação da comunicação no sentido *uplink* para 20 MHz é similar à do *downlink* para a mesma largura de banda. Porém, deve-se lembrar que nestas, empregam-se sinais gerados conforme a técnica de acesso múltiplo SC-FDMA e não OFDMA, conforme padronização LTE-A. Assim, nestas simulações, sinais SC-FDMA de uma única subbanda representante da estação EM são gerados e transmitidos pelos enlaces ópticos até a eNB.

A Figura 4.4.1 ilustra as curvas de desempenho BER *versus*  $E_b/N_o$  para os sistemas em B2B, para todos os mapeamentos por subportadoras considerados. O fato digno de nota está na discrepância entre os desempenhos numérico e analítico que ocorre nas simulações com mapeamento 64-QAM para valores de  $E_b/N_o > 15$  dB. Isso já era esperado uma vez que a comparação dá-se entre desempenho de sistemas com modulações ligeiramente diferentes. Enquanto que no analítico utilizam-se os desempenhos teóricos de sinais OFDM em canais AWGN, no simulado os sinais são SC-FDMA. Além disso, utilizar sinais de PAPR reduzidos traz a desvantagem de perda desempenho dependendo do nível de modulação usado no mapeamento das subportadoras [61], [62], [63], [1].

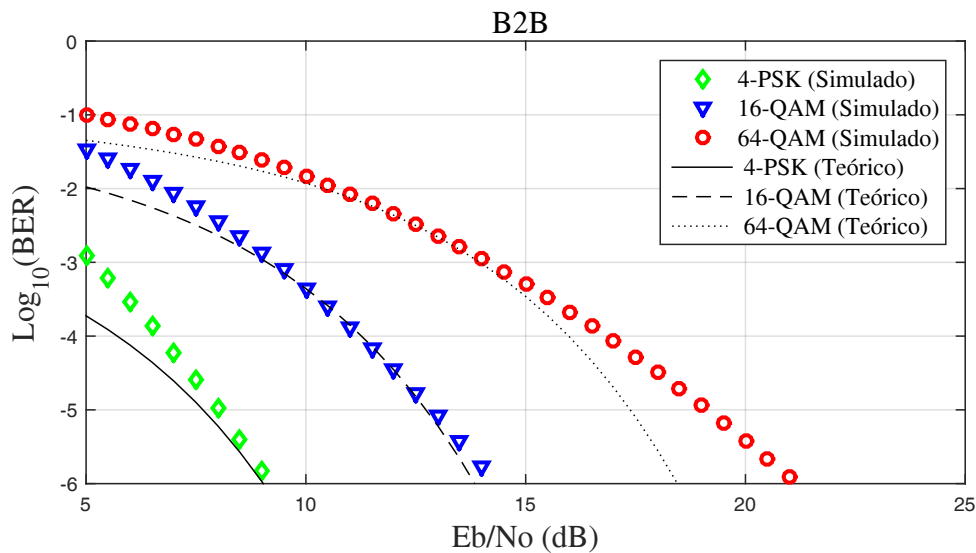


Figura 4.4.1 – BER em função da  $E_b/N_o$  para os sistemas RoF com sinais SC-FDMA de 20 MHz na configuração B2B.

Em termos de variação de EVM mediante aumento da  $E_b/N_o$  convém ressaltar que, os mesmos comportamentos registrados nas simulações dos sistemas para a comunicação em *downlink* também ocorrem na comunicação no sentido UE para eNB. A Figura 4.4.2 ilustra este fato, com os valores de  $E_b/N_o$  responsáveis por alcançar os desempenhos de referência apresentados a Tabela 9.

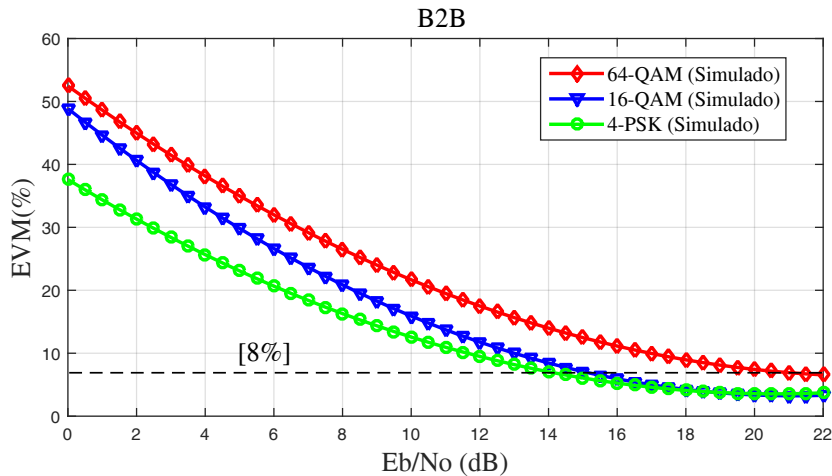


Figura 4.4.2 – EVM versus  $E_b/N_o$  dos sistemas com sinais SC-FDMA de 20 MHz em B2B.

Tabela 9 –  $E_b/N_o$  @ EVM de referência para cada mapeamento no *uplink*.

| Modulação          | $E_b/N_o$ (dB) |
|--------------------|----------------|
| 4-PSK (EVM=17,5%)  | 7,2 dB         |
| 16-QAM (EVM=12,5%) | 11,75 dB       |
| 64-QAM (EVM=8,0%)  | 19,0 dB        |

A Figura 4.4.3 ilustra as degradações de desempenho obtidas mediante o aumento do comprimento dos enlaces de fibra em *uplink*. Aqui também, as penalidades são provocadas pelas atenuações inseridas pela fibra.

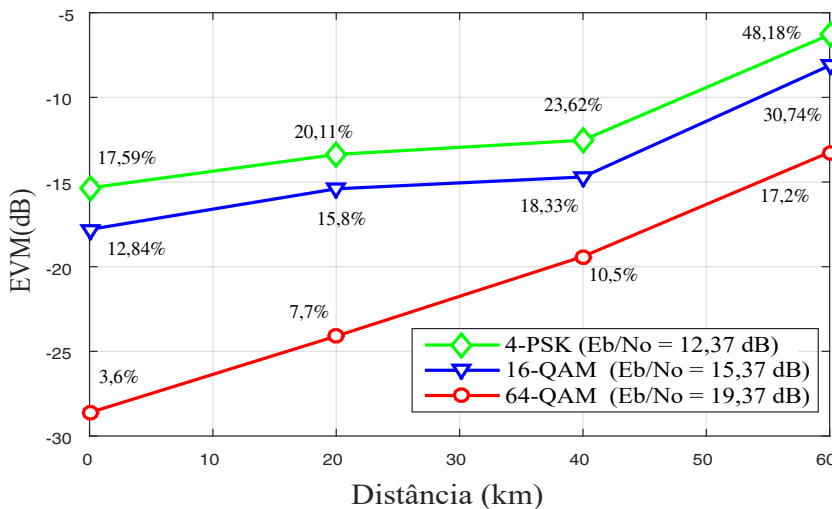


Figura 4.4.3 – EVM versus distância para os sistemas com sinais SC-FDMA de 20 MHz.

## 5 Caracterização do Sistema RoF

Apesar das faixas de frequências ocupadas pelos sinais multiportadoras recomendados no LTE-A serem bem menores que as faixas de operação dos dispositivos do enlace óptico, considerou-se importante caracterizar os principais componentes elétricos e optoeletrônicos pertencentes ao sistema RoF. Esta tarefa preliminar é de fato importante pois auxilia na escolha da frequência central dos referidos sinais, na definição de tensões de polarização de dispositivos com função característica não-linear, na constatação do grau de atenuação de componentes de sinal de mais alta frequência, entre outros.

### 5.1 Resposta em Frequência do Sistema *back-to-back* Elétrico

Entende-se por *back-to-back* elétrico o sistema inicial composto apenas pelos dispositivos elétricos. Para emular o funcionamento de conversores digitais-analógicos DAC (*Digital-Analog Converter*) e analógico-digitais ADC (*Analog-to-Digital Converter*) utilizou-se o gerador de onda arbitrário e um osciloscópio digital, respectivamente. A Figura 5.1.1.(a) ilustra a montagem experimental utilizada para levantar a resposta em frequência deste conjunto, onde a saída do gerador AWG (*Arbitrary Waveform Generation*) de 24 GS/s é conectada diretamente no osciloscópio DPO (*Digital Phosphor Oscilloscope*) de 16 GHz e 100 GS/s.

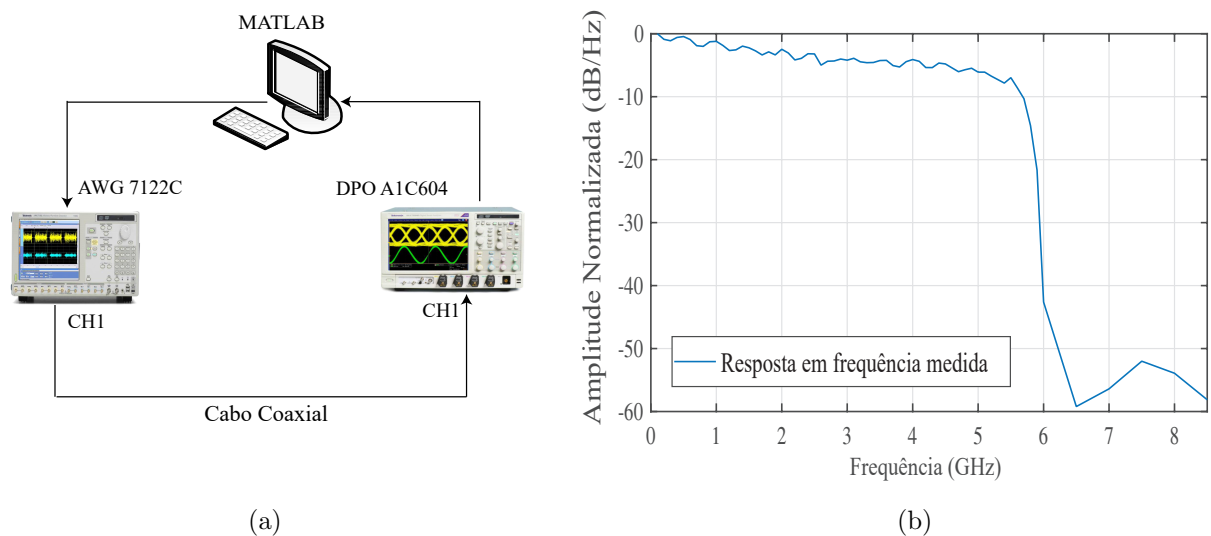


Figura 5.1.1 – Caracterização do sistema em B2B elétrico. (a) Montagem experimental. (b) Resposta em frequência medida do sistema em B2B elétrico.

Para este levantamento, o método de varredura em frequência foi implementado no software de computação MATLAB<sup>©</sup> mediante a geração de uma senóide de frequência

variável. Cada senóide gerada foi enviada ao AWG, capturada pelo DPO e posteriormente processada em MATLAB<sup>®</sup> para medição da amplitude da mesma no domínio da frequência. Com frequência inicial de 1 Hz, espaçamento de 100 MHz e frequência final de 8 GHz, obteve-se a característica de amplitude mostrada na Figura 5.1.1.(b). Observa-se pela Figura 5.1.1.(b) que em B2B elétrico, a largura de banda do sistema é limitada em aproximadamente 5,5 GHz, devido a limitação da taxa de amostragem do AWG.

## 5.2 Caracterização do Conversor Eletro-Óptico

É do entendimento dos autores deste trabalho que para reduzir custos de implantação da proposta, lasers equipados com entrada RF para efetivação da modulação direta devem ser escolhidos como conversores eletro-ópticos. Porém, por questões de disponibilidade e dada a aplicabilidade em enlaces com taxa de transmissão acima dos 10 Gb/s, empregou-se um modulador óptico do tipo Mach-Zehnder para tal finalidade. Assim sendo, a sua caracterização é vital pois a definição de sua tensão de polarização designa se o sistema sofrerá ou não com não linearidades oriundas de sua saturação. A Figura 5.2.1 ilustra o aparato experimental usado para esta caracterização, assim como uma comparação entre a resposta medida e uma proveniente da equação característica 31, [47], [51].

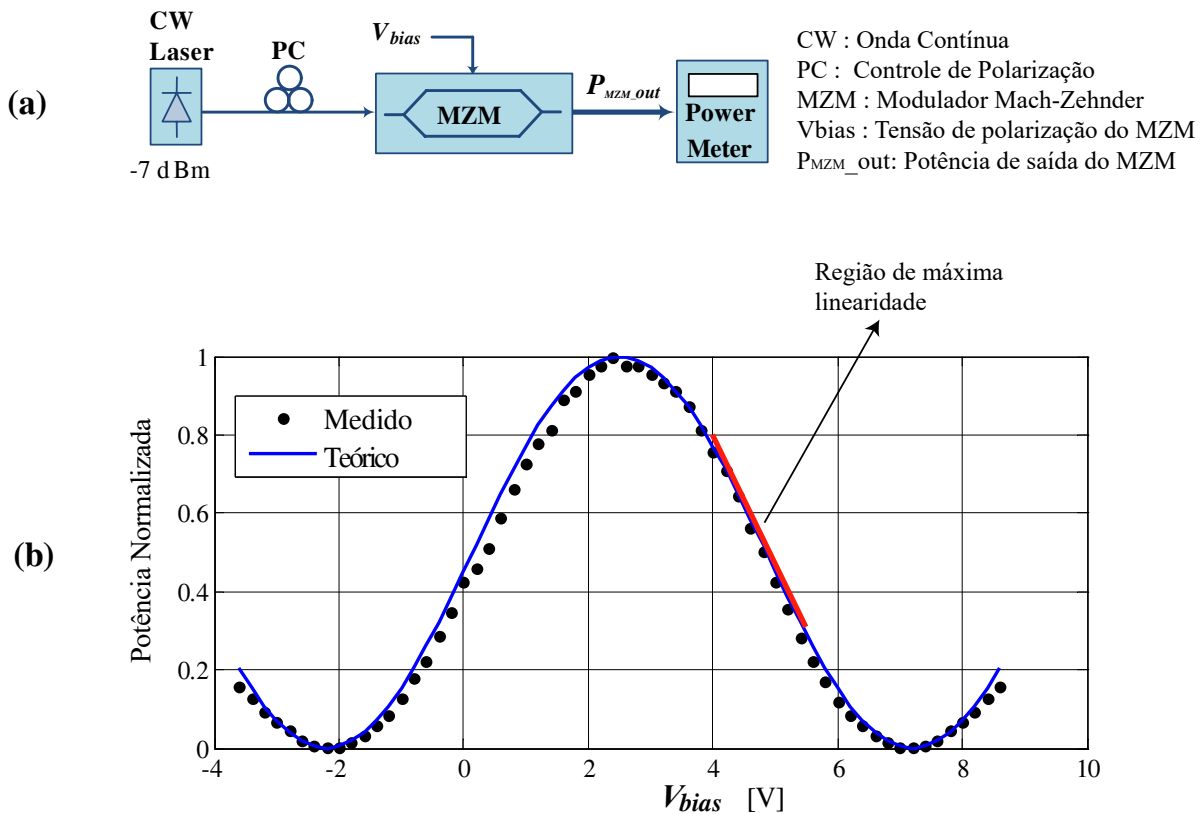


Figura 5.2.1 – (a) Configuração experimental usada na caracterização do MZM. (b) Potência óptica em função da tensão de polarização  $V_{bias}$  do MZM.

Para esta caracterização e também para os demais experimentos realizados no âmbito deste trabalho, foram utilizados como fonte óptica o laser contínuo sintonizável PS-TNL da Teraxion e o fotodetector PR10G de 10 GHz da Amonics, cujos parâmetros são mostrados nas Tabelas 10 e 11.

Tabela 10 – Principais parâmetros do Laser.

| Parâmetro                       | Unidade | Valor              |
|---------------------------------|---------|--------------------|
| Comprimento de onda             | nm      | 1527.6 a 1565.5    |
| Resolução em frequência         | MHz     | 1                  |
| Largura de linha                | kHz     | < 1                |
| Intensidade do ruído relativo   | dBc/Hz  | < -150 (> 100 MHz) |
| Máxima potência óptica de saída | dBm     | 10                 |
| Razão da taxa de extinção       | dB      | > 17               |

Tabela 11 – Principais parâmetros do fotodetector.

| Parâmetro                               | Valor                    |
|---|--------------------------|
| Sensibilidade ( $BER = 10^{-13}$ )      | > -18 dBm (-20 dBm typ.) |
| Comprimento de onda                     | 1280 nm a 1580 nm        |
| Frequência de corte baixa/alta          | < 30 kHz / > 8 GHz       |
| Ruído total na entrada (0.1 até 20 GHz) | < 1200 nA rms            |
| Temperatura de operação                 | -5 a 70°C                |

Observa-se pela Figura 5.2.1.(b) que para explorar a máxima linearidade do MZM, este deve ser polarizado com uma tensão  $V_{bias}$  entre 4 e 5 V. A potência óptica na saída do modulador pode ser aumentada mediante o aumento de  $V_{bias}$ , às custas de inserção de não-linearidades que degradam o desempenho do sistema como um todo. Observa-se também o alinhamento das curvas medida e teórica, sendo esta última obtida mediante a equação

$$E_{MZM}(t) = \sqrt{P_0} \cos \left[ \frac{\pi}{2V_\pi} \cdot (-V_{bias} + 2s(t) + \Delta V_1) \right], \quad (31)$$

onde  $P_0$  é a potencia óptica na saída do laser,  $V_\pi$  é a tensão de chaveamento do modulador,  $V_{bias}$  a de polarização e  $\Delta V_1$  é uma tensão de *offset* usado para ajustar o modelo teórico com o experimental. Para a geração da curva teórica foram usados  $V_\pi = 4,7$  V,  $\Delta V_1 = -2,5$  V, com a entrada RF do MZM sem sinal, ou seja,  $s(t) = 0$ .

### 5.3 Resposta em Frequência do Sistema em *back-to-back* Óptico

Para o levantamento desta resposta, a saída do modulador MZM polarizado em quadratura foi conectado diretamente na entrada do fotodetector conforme ilustra a Figura 5.3.1. O analisador de redes MS2038C da Anritsu foi utilizado para captura dos parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{11}$ , sendo o primeiro o que representa o perfil da característica de amplitude da função de transferência do sistema nesta configuração [64, 65]. Um

amplificador de 15 dB de ganho foi necessário para amplificar o nível de sinal na saída do analisador. A potência de saída do laser CW foi ajustado para 3,9 dBm em 1550 nm e a potência medida na entrada do fotodetector foi  $-4,6$  dBm.

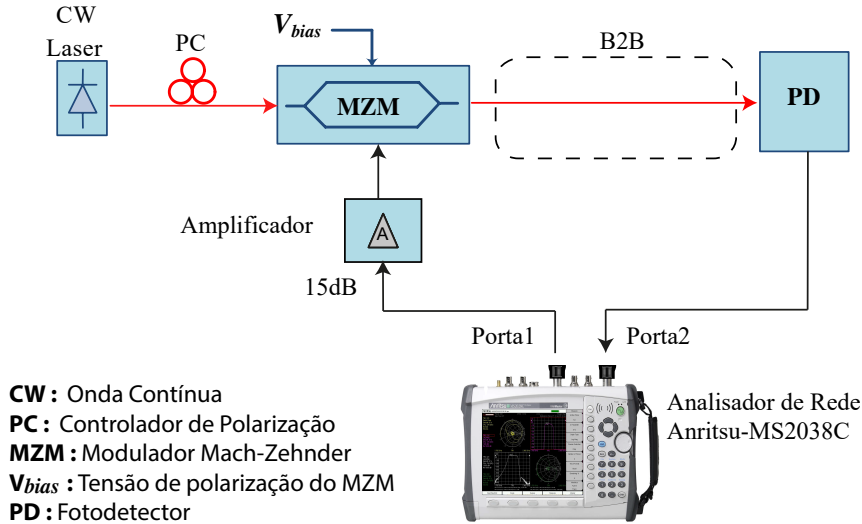


Figura 5.3.1 – Configuração usada para caracterização do sistema em B2B óptico.

A Figura 5.3.2 (a) mostra o resultado desta caracterização para diversos valores de tensão de polarização do MZM. A melhor resposta em frequência medida ocorreu para  $V_{bias} = 4,2$  V pois este valor de polarização encontra-se na região de máxima linearidade da curva do MZM. Além disso, constata-se a mesma limitação observada na caracterização em B2B elétrico. No entanto, transmissões com sistemas com largura de banda de até 10 GHz são possíveis mediante a adoção de esquemas de pré-ênfase.

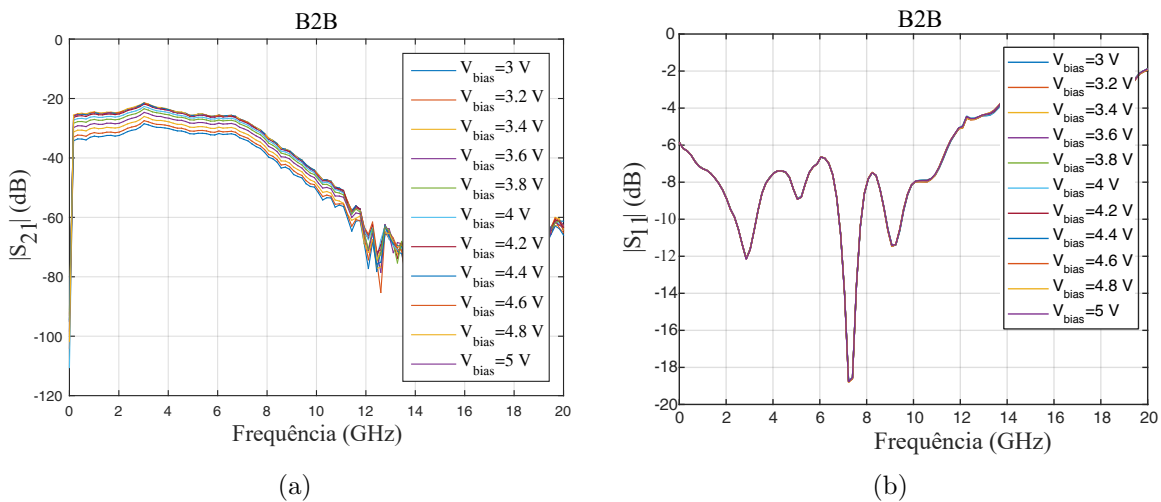


Figura 5.3.2 – Parâmetros (a)  $S_{21}$  e (b)  $S_{11}$  medidos com o sistema em B2B óptico, para diferentes tensões de polarização do MZM.



## 5.4 Caracterização do Sistema RoF com 20, 40 e 60 km de Fibra

A inserção de fibra monomodo padrão SSMF ao enlace permitiu caracterizar experimentalmente o sistema RoF conforme ilustrado na Figura 5.4.1. Enlaces de 20, 40 e 60 km de fibra SSMF também tiveram suas respostas analisadas a partir do parâmetro  $S_{21}$  medido pelo analisador de redes.

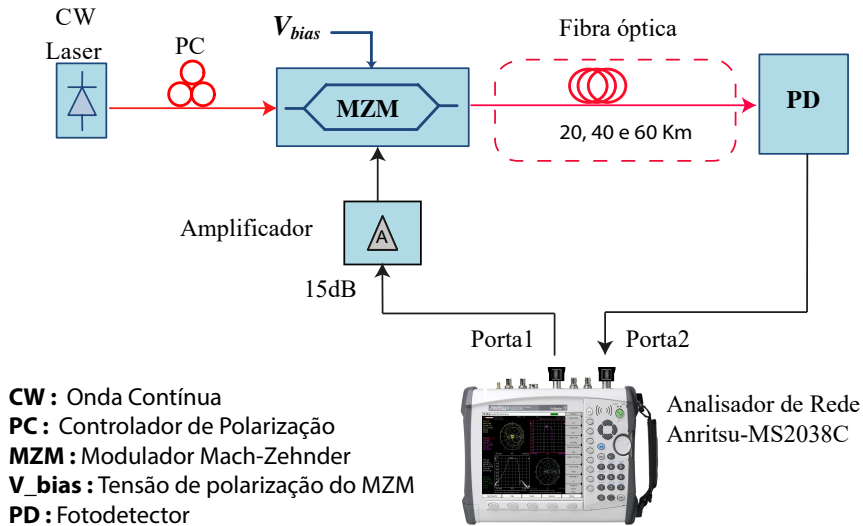


Figura 5.4.1 – Configuração experimental usada para caracterização do sistema RoF.

A Figura 5.4.2 mostra o resultado das medidas para diversos valores de  $V_{bias}$ . Conforme esperado, a frequência de corte da característica passa-baixas das respostas diminui à medida que o comprimento do enlace aumenta. Enquanto que a amplitude em  $S_{21}$  igual a  $-60$  dB ocorreu em  $\approx 12$  GHz em B2B óptico, esta ocorreu em  $\approx 10$ ,  $\approx 8$  e  $\approx 7$  GHz para 20, 40 e 60 km de fibra, respectivamente. Observa-se pelas respostas da Figura 5.4.2 que  $V_{bias} = 4,2$  V, de fato apresenta-se como uma boa escolha para a tensão de polarização do MZM.

Após efetuar as caracterizações pertinentes, o aparato ilustrado na foto da Figura 5.4.3 foi elaborado para avaliar o desempenho dos sistemas RoF com sinais multiportadoras conforme padrão LTE-A, tanto em *downlink* quanto em *uplink*.

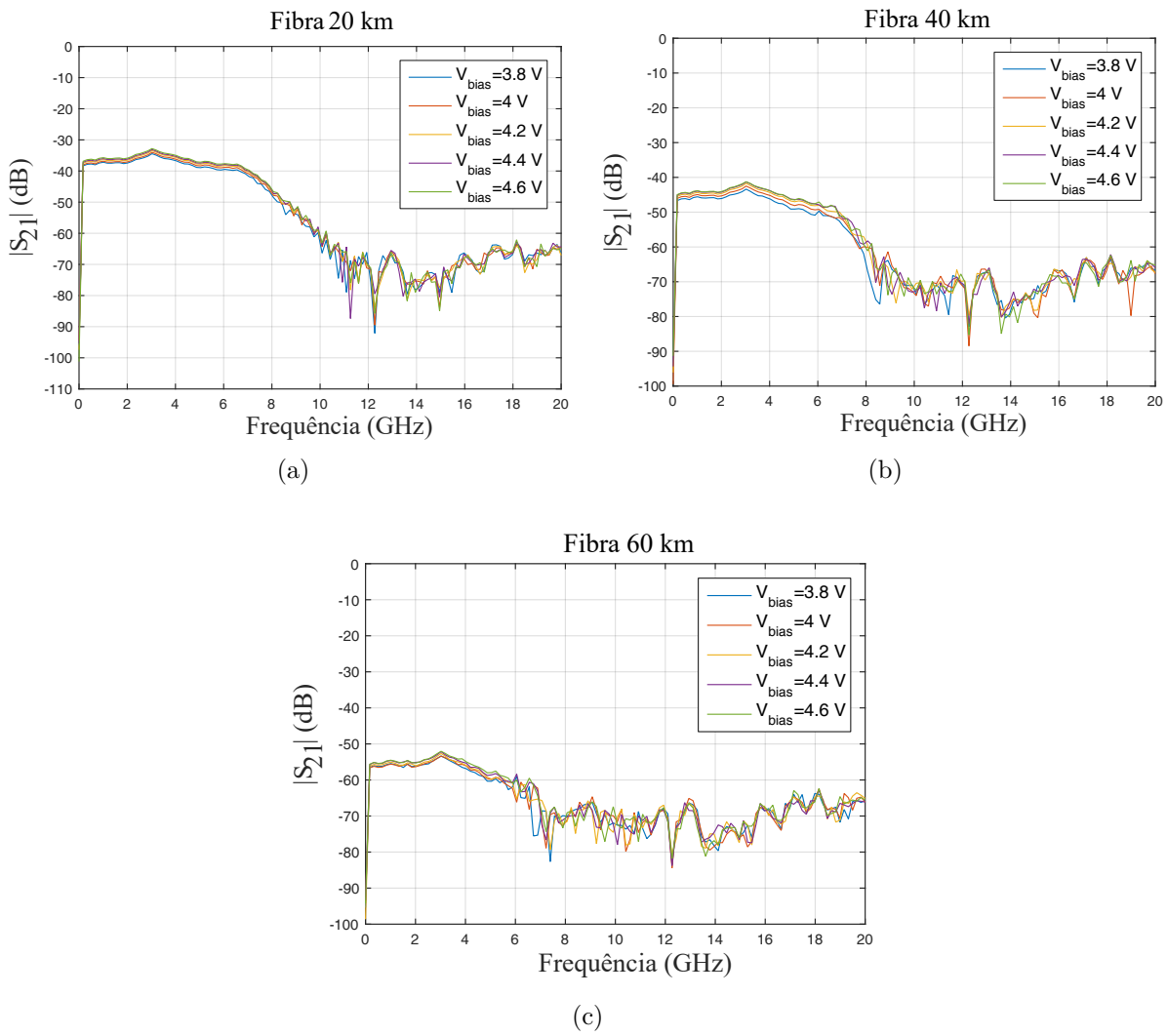


Figura 5.4.2 – Parâmetro  $S_{21}$  medido com o sistema RoF, para diferentes tensões de polarização do MZM. (a) 20 km, (b) 40 km e (c) 60 km de SSMF.

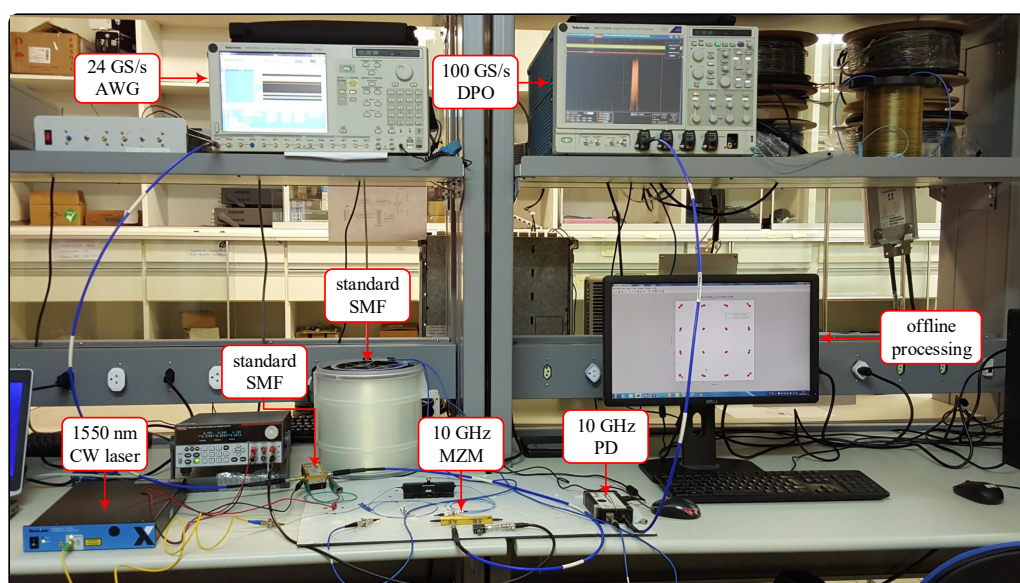


Figura 5.4.3 – Aparato experimental usado nas comunicações com a tecnologia RoF com sinais multiportadoras conforme padrão LTE-A.



## 6 Validação Experimental do Aumento de Cobertura via RoF

A devida escolha do ponto de polarização do MZM utilizado como modulador óptico, os limites do índice de modulação óptica, os níveis de potência de inserção na fibra e de entrada do fotodetector são alguns dos parâmetros que afetam o desempenho dos sistemas ópticos IMDD envolvidos nesta Tese. Assim, a averiguação experimental do efeito daqueles considerados importantes nesta proposta é de extrema importância para a prova de princípios concedida com análises desta natureza. Para tanto, um aparato experimental foi preparado e os conceitos envolvidos foram então experimentalmente avaliados.

### 6.1 Descrição do Aparato Experimental

Os diagramas em blocos dos aparatos experimentais utilizados nas avaliações de desempenho dos sistemas RoF propostos em *downlink* e *uplink*, para aumento de cobertura de sistemas móveis baseados no padrão LTE-A, podem ser vistos nas Figuras 6.1.1 e 6.1.2.

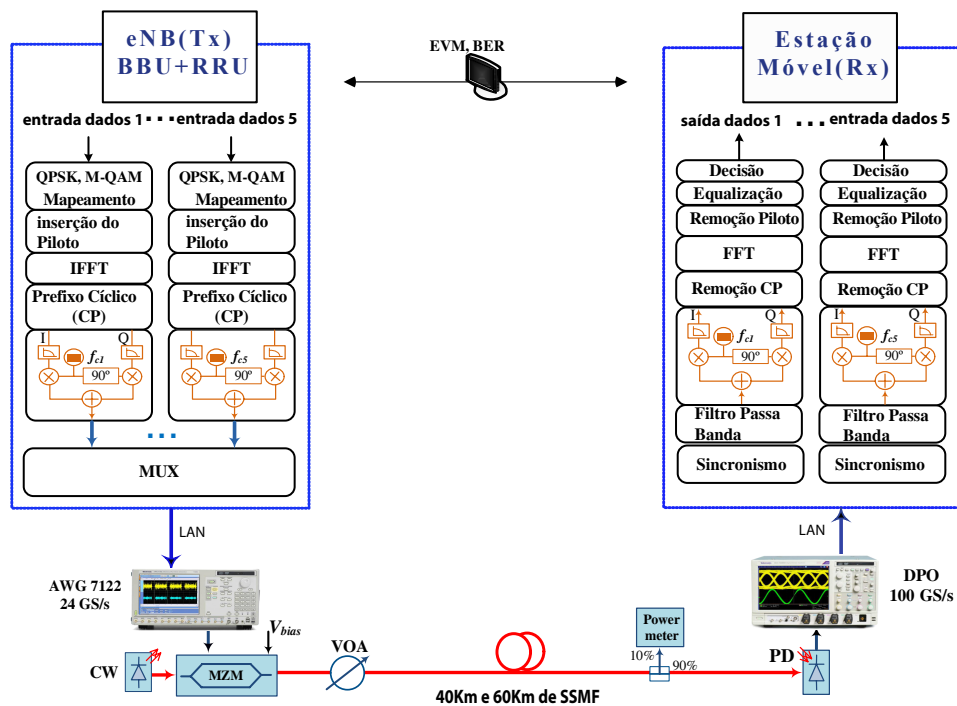


Figura 6.1.1 – Diagrama em blocos do aparato experimental preparado para avaliação de desempenhos dos sistemas RoF em *Downlink*.

Observa-se pelas Figuras 6.1.1 e 6.1.2 que, após terem suas amplitudes normalizadas, os sinais OFDMA e SC-FDMA implementados são enviados via rede Ethernet até o gerador de onda arbitrário AWG7122, que serve de conversor digital-analógico dos sistemas. Após terem suas amplitudes alteradas para os níveis permitidos pelo modulador óptico, os sinais de saída do AWG7122 modulam a amplitude de um laser CW em 1550 nm, com o auxílio do modulador externo MZM, cujas características foram descritas na Seção 5.2.

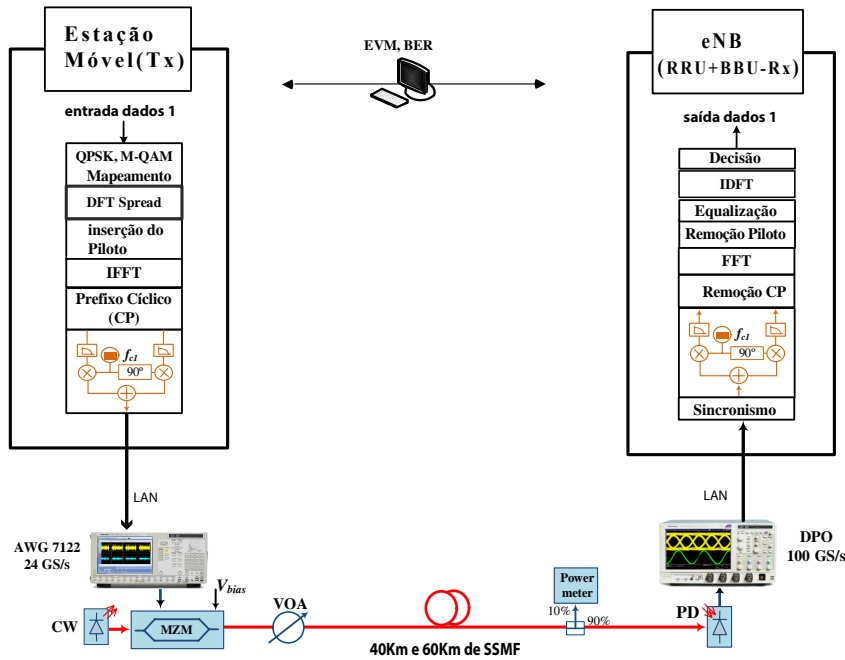


Figura 6.1.2 – Diagrama de blocos do aparato experimental preparado para avaliação de desempenhos dos sistemas RoF em *Uplink*.

Os sinais modulados são então propagados em enlaces de 40 e 60 km de fibra sem compensação de dispersão. Um atenuador óptico foi utilizado para o balanceamento da potência na entrada do fotodetector de 10 GHz utilizado como conversor ópto-elétrico. Os sinais elétricos de saída do fotodetector são armazenados pelo osciloscópio DPO de 100 GS/s, equipamento chave para a conversão analógico-digital dos sistemas. Através da rede Ethernet, os sinais são transferidos até o computador pessoal usado para a geração dos dados, para o processamento *offline* necessário para as análises de desempenho.

## 6.2 Avaliação do Desempenho da Comunicação em *Downlink*

Os efeitos do ponto de polarização do MZM e do nível de modulação nas subportadoras foram analisados na comunicação em *downlink*. Para tanto, fixou-se a potência de saída do laser CW em aproximadamente 7,0 dBm para garantir uma potência de entrada na fibra de  $\approx 0,5$  dBm, uma vez que a perda de potência do MZM é da ordem dos 6,5 dB.

Além disso, optou-se por avaliar o efeito da polarização do MZM em apenas 40 km de fibra e apenas para o mapeamento 16-QAM, pois este efeito não se altera com a variação do comprimento do enlace e do nível da modulação nas subportadoras. A Figura 6.2.1 ilustra o espectro das cinco subbandas dos sinais OFDMA na saída do AWG e a Figura 6.2.2 o desempenho EVM em função da tensão de polarização do MZM.

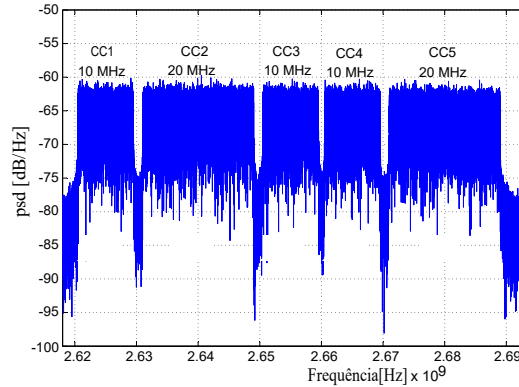


Figura 6.2.1 – Espectro dos sinais OFDMA com as cinco CC's medidas na saída do AWG.

Observa-se pela Figura 6.2.2 que valores de  $V_{bias}$  entre 4,0 e 4,4 V apresentam-se como as melhores escolhas para favorecer o desempenho, conforme ilustram também os diagramas de constelação mostrados no interior da mesma Figura. Polarizações abaixo deste valor comprometem o desempenho devido à não-linearidades introduzidas por clipagem de sinais multiportadoras pela saturação do MZM. Utilizar valores de  $V_{bias}$  acima desta faixa significa reduzir potência do sinal na saída do próprio modulador, o que deixa o sistema mais susceptível a ruído [47]. Mesmo assim, observa-se que todos os valores de EVM medidos, estão abaixo dos 12,5 % exigidos pelo 3GPP, para o mapeamento 16-QAM, o que demonstra o bom desempenho dos sistemas.

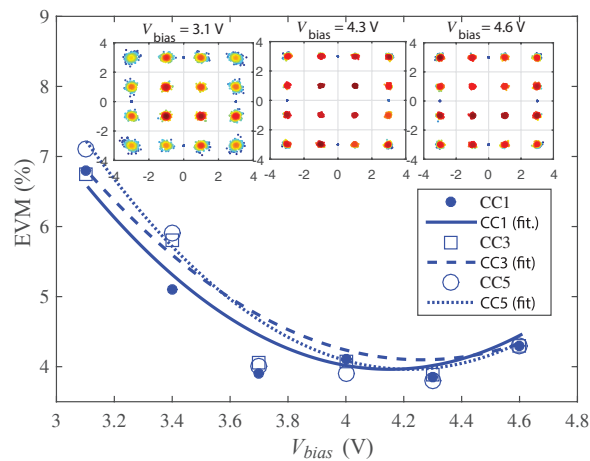


Figura 6.2.2 – EVM em função da tensão de polarização  $V_{bias}$  do MZM, para 16-QAM e após propagação em 40 km de fibra SSMF sem compensação de dispersão.

Uma vez definido o ponto de polarização do MZM em  $V_{bias} = 4,3$  V, decidiu-se por variar os níveis de modulação nas subportadoras, o comprimento do enlace óptico e avaliar o desempenho das subbandas das bordas e do meio (CC1, CC5 e CC3), em separado. A Figura 6.2.3 mostra os desempenhos nestes variados cenários. Além dos valores de EVM medidos serem todos inferiores ao menor valor exigido pelo 3GPP (EVM = 8 % para 64-QAM), observa-se pela Figura 6.2.3 que, conforme esperado, o desempenho mantém-se inalterado em todas as subbandas avaliadas, para o mesmo comprimento de fibra.

Constata-se pelas curvas da Figura 6.2.3 que a perda de desempenho de  $\approx 0,5$  %, registrada no mapeamento QPSK quando o comprimento da fibra aumenta de 40 para 60 km registrada, amplia-se para  $\approx 2$  % e posteriormente reduz-se para  $\approx 1$  %, quando muda-se o mapeamento nas subportadoras para 16-QAM e posteriormente para 64-QAM, respectivamente.

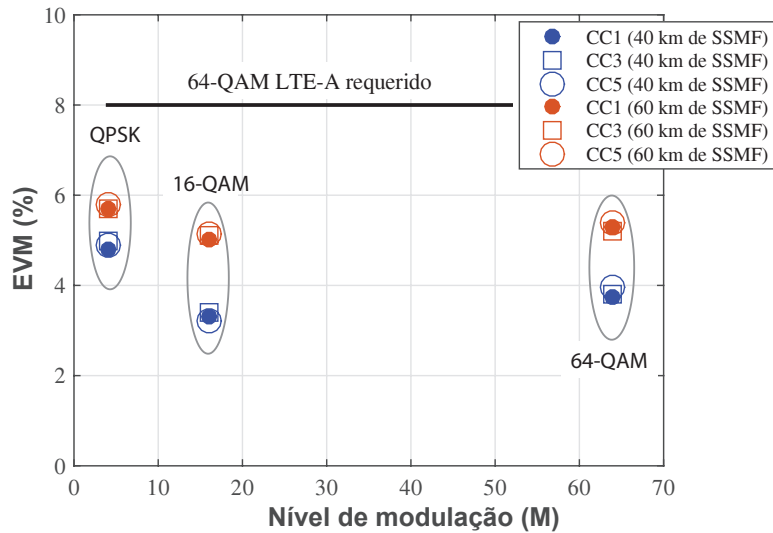


Figura 6.2.3 – EVM *versus* nível de modulação  $M$  nas suportadoras, após propagação em 40 e 60 km de fibra. O desempenho é avaliado para as componentes (subbandas) CC1, CC3 e CC5 ilustradas na Figura 6.2.1.

### 6.3 Avaliação do Desempenho da Comunicação em *Uplink*

Por motivos óbvios, a avaliação do desempenho da comunicação da unidade móvel até a eNB, foram realizados experimentos com apenas uma subbanda SC-FDMA de 20 MHz de largura de banda e centrada em 2,64 GHz, cujo espectro medido na saída do AWG está mostrado na Figura 6.3.1 [66].

Com o intuito de demonstrar que o melhor ponto de polarização do MZM depende do mapeamento nas subportadoras e do comprimento do enlace da fibra, avaliações de desempenho de EVM em função da variação de  $V_{bias}$ , para vários índices de modulação e



propagação em mais de um comprimento de enlace, foram efetuadas. A Figura 6.3.2 ilustra bem esta sentença, em resultados experimentais de EVM *versus*  $V_{bias}$  após propagação em 40 km e 60 km de SSMF.

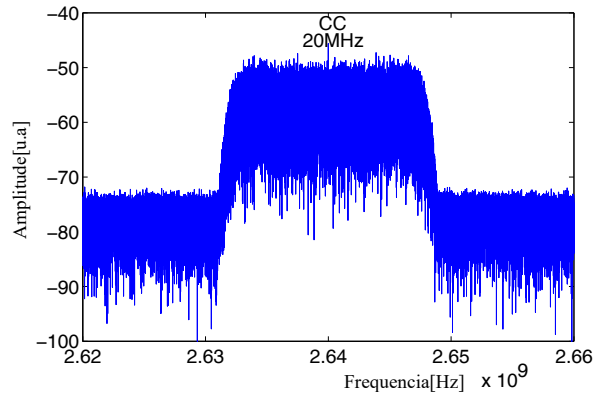


Figura 6.3.1 – Espectro da portadora SC-FDMA LTE-A no *upLink*

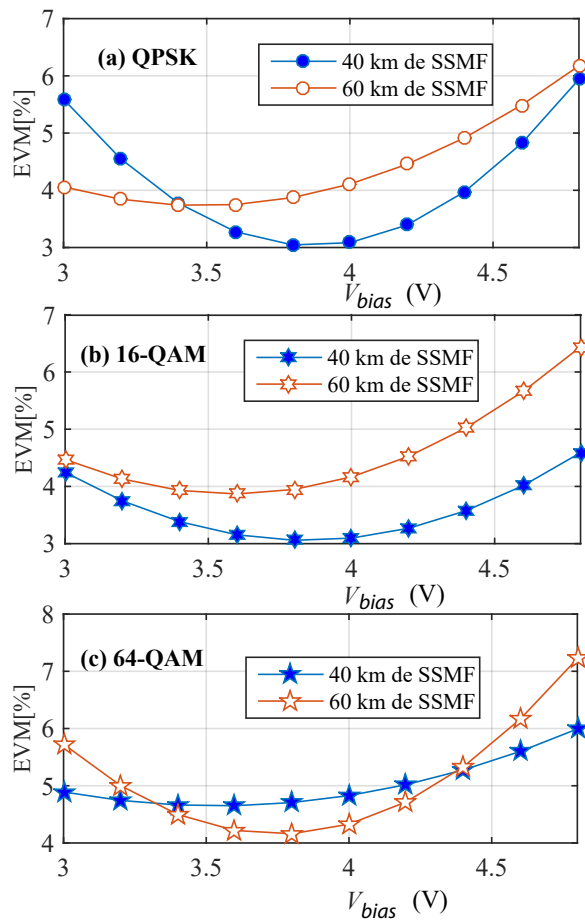


Figura 6.3.2 – EVM em função de  $V_{bias}$  para o sistema RoF em *uplink* para (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.

Observa-se pela Figura 6.3.2 que, para a comunicação neste sentido, o melhor desempenho ocorreu para  $V_{bias} = 3,8$  V com as modulações QPSK e 16-QAM após propagação em 40 km de SSMF, enquanto que para o mapeamento 64-QAM isto ocorreu em 60 km de fibra. No entanto, convém mencionar que a variação de desempenho não impacta de sobremaneira o sistema já que na faixa  $3,5 < V_{bias} \leq 4,5$  V, todos os valores de EVM medidos estão abaixo dos limites estipulados pelo 3GPP.

Uma vez definida o valor de  $V_{bias}$  na comunicação *uplink*, entendeu-se que realizar a avaliação do impacto da variação da potência na entrada da fibra é de particular interesse. Assim sendo, com um atenuador variável, alterou-se a potência óptica na saída do MZM e mediu-se o EVM após transmissão em 40 e 60 km de fibra monomodo padrão. A Figura 6.3.3 mostra o resultado dessa avaliação.

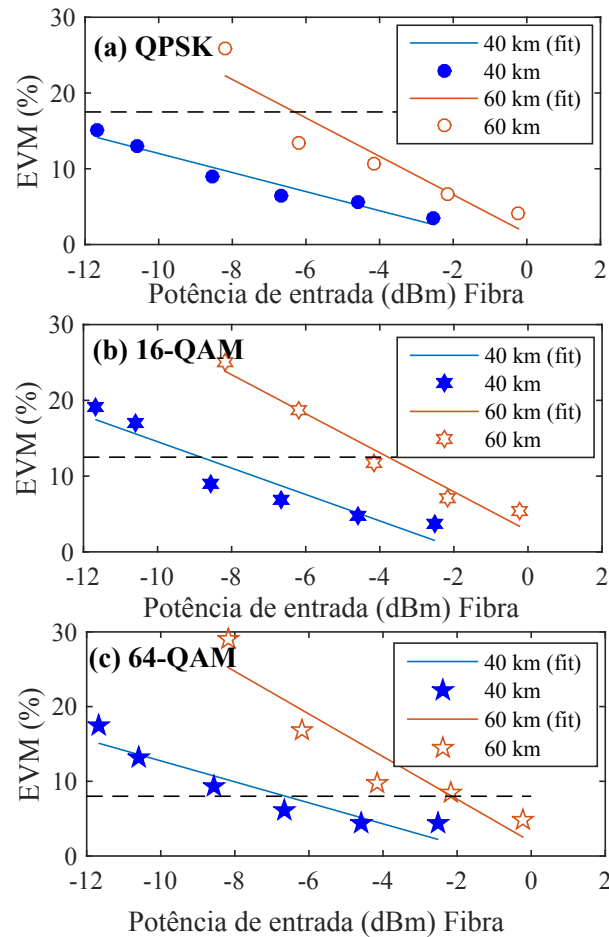


Figura 6.3.3 – EVM em função da potência na entrada da fibra para enlaces de 40 e 60 km de SSMF para (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.

Pela Figura 6.3.3 consegue-se averiguar que o desempenho melhora à medida que aumenta-se a potência de entrada da fibra, dentro de uma faixa onde considera-se que os efeitos não-lineares não são estimulados. Conforme esperado, o desempenho do sistema

RoF em *uplink* com sinais SC-FDMA com largura de banda de 20 MHz degrada-se quando o enlace aumenta de 40 para 60 km de fibra.

Observa-se pelas curvas da Figura 6.3.3 que para o mapeamento QPSK, todos os valores de EVM medidos no sistema com 40 km de fibra são menores que o estabelecido pelo padrão, enquanto que para 60 km isto acontece após inserção de sinal com potência acima de  $-6$  dBm. Já para 16-QAM isto é realidade para potências ópticas maiores que  $-9$  e  $-4$  dBm em 40 e 60 km de fibra, respectivamente. Naturalmente, as maiores potências são as requeridas para o mapeamento 64-QAM nas subportadoras, quais sejam aproximadamente maiores que  $-7,0$  e  $-2,0$  dBm para 40 e 60 km de fibra, respectivamente.

## 6.4 Análise Experimental da Detecção de Sinais OFDMA com o Método Máxima Verossimilhança

Os resultados experimentais da avaliação do desempenho da estimativa via ML foram gerados mediante medida de taxa de erro de bloco BLER (*Block Error Rate*), com os sinais propagados em enlaces de 20 e 40 km de SSMF. As potências de inserção na fibra foram escolhidas em uma faixa de valores relativamente baixos ( $-31 \leq P_{in} \leq -24$ ) para ilustrar a bem sucedida recepção através do método máxima verossimilhança. A Tabela 12 mostra os parâmetros utilizados nos experimentos.

Tabela 12 – Parâmetros adicionais usados no experimento com ML.

| Parâmetro                                | Valor   |
|--|---------|
| Largura de Banda                         | 5.4 MHz |
| Quantidade de frames OFDM                | 300     |
| Tamanho da (I)FFT                        | 512     |
| Subportadoras de dados, $N_S$            | 150     |
| Quantidade de pilotos, $N_p$             | 30      |
| Mapeamento SCI                           | QPSK    |
| Número de informações de controle, $U$   | 3       |
| Tamanho da informação de controle, $N_c$ | 16      |

Ressalta-se que a informação de controle é uma palavra código de 32 bits, alocada em 16 subportadoras usando QPSK. Além disso, as informações de controle são mapeadas para as subportadoras  $N_c$  disponíveis após o mapeamento dos pilotos. A Figura 6.4.1 ilustra os desempenhos da BLER medidos após propagação em 20 e 40 km de SSMF.

Observa-se pela Figura 6.4.1 que enquanto a  $BLER = 1 \times 10^{-2}$  é alcançada com uma potência de  $-25,2$  dBm após 20 km de SSMF, após propagação em 40 km de fibra isto ocorre quando a potência de entrada da fibra é  $P_{in} = -25,0$  dBm. No entanto, o fato digno de nota decorre da detecção ser livre de erros para potências acima de  $-24$  dBm

(vide diagrama de constelação mostrada na Figura 6.4.2), ilustrando assim a robustez desta técnica de detecção.

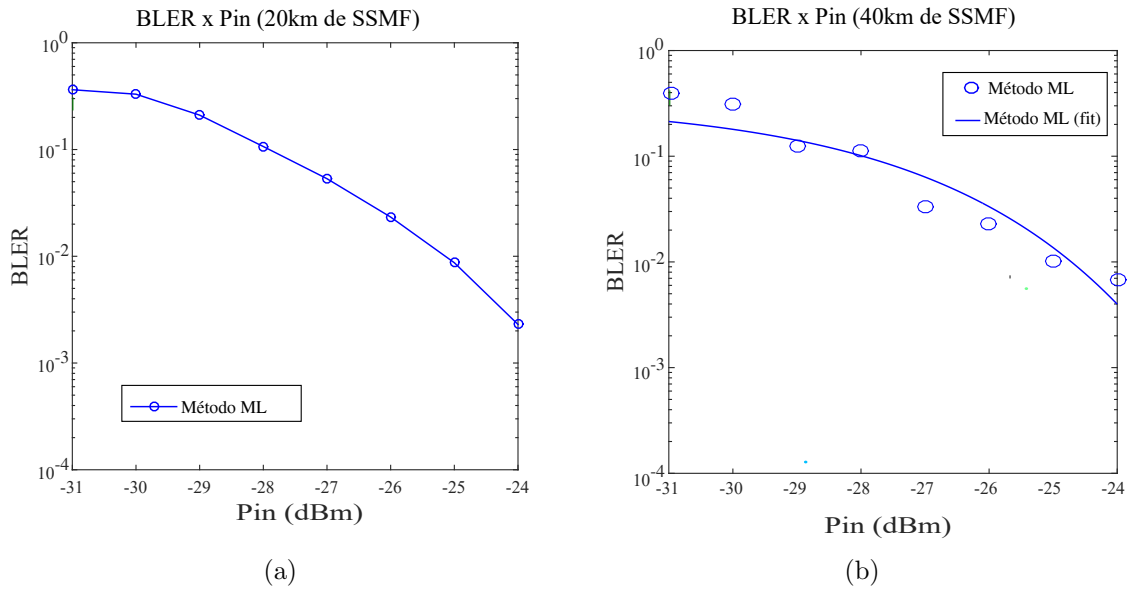


Figura 6.4.1 – BLER em função da potência de entrada dos enlaces de (a) 20 km e (b) 40 km de SSMF.

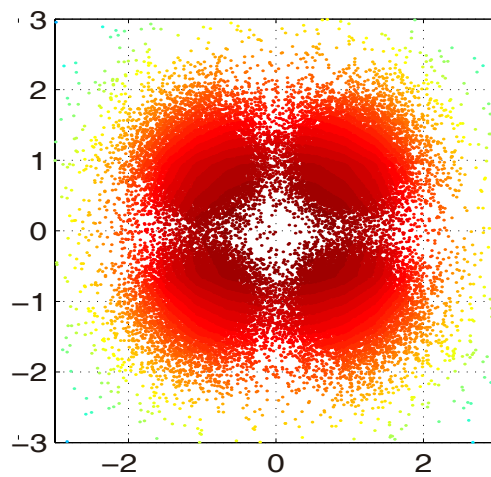


Figura 6.4.2 – Diagrama de constelação obtido para potência de entrada na fibra igual a -24 dBm e após propagação em 40 km de SSMF.

## 7 Conclusão

O rápido e expressivo desenvolvimento dos sistemas de telefonia móvel tem requerido a cada dia mais capacidade, alcance e confiabilidade não só das infraestruturas de *backbone*, como também das que por motivos técnicos podem servir de extensão da provisão de seus serviços. A extensão fidedigna dos serviços é extremamente importante para a inclusão digital na sociedade moderna, pelo simples fato de por exemplo, levar acesso à internet a lugares distantes e para pessoas de baixa renda. Neste contexto, a integração da telefonia sem fio com sistemas de comunicação via fibras ópticas, através da tecnologia de radio sobre fibra RoF, é uma mais valia para a referida inclusão.

De fato, prestadoras de serviços de telecomunicações têm agregado as facilidades advindas da implantação da tecnologia à telefonia móvel de forma a facilitar a implementação de redes de acesso centralizadas e a massificação da instalação de pequenas células de cobertura com o intuito de aumentar as áreas de acesso aos serviços prestados, e conseqüentemente prover as bases para a proliferação das facilidades anunciadas pela Internet das coisas IoT, quinta geração de telefonia móvel 5G, indústria 4.0, entre outras.

Assim, apresentou-se neste trabalho uma proposta para prover aumento de cobertura do sistema celular baseada no padrão LTE-A, através da tecnologia RoF em uma arquitetura simples e de baixo custo. Para comprovar a eficácia da proposta foram realizados simulações numéricas da transmissão de sinais de acesso múltiplo OFDMA e SC-FDMA, designados pelo 3GPP para comunicação nos sentidos *downlink* e *uplink* respectivamente, em enlaces de 20, 40 e 60 km de fibra monomodo padrão, sem compensação de dispersão. A comparação do desempenho dos sistemas ópticos de modulação de intensidade e detecção simulados, com modelos analíticos de taxa de erro de bits BER em função da variação da razão entre a potência do sinal e a densidade espectral da potência do ruído, constantes na literatura, validou os modelos numéricos, posteriormente usados no processamento *offline* efetuado nos experimentos realizados.

Para comprovar os conceitos envolvidos na proposta, um arranjo experimental foi explorado também para avaliar o efeito da polarização de moduladores ópticos do tipo Mach-Zehnder e da potência óptica na entrada dos enlaces de fibra, no desempenho dos sistemas RoF previamente simulados. Em conformidade com os resultados de simulação, os resultados experimentais obtidos comprovaram a robustez das transmissões realizadas em ambos os sentidos de comunicação LTE-A entre uma eNB e uma unidade móvel UE. Em quase todos os cenários experimentados, os desempenhos medidos em termos do vetor de erro de magnitude EVM permaneceram abaixo dos limites estipulados pelo padrão, quais sejam 17,5%, 12,5% e 8% para as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM nas

subportadoras, respectivamente.

Após polarizar o MZM em 4,3 V, foi possível realizar com significativo êxito a transmissão de sinais LTE-A com agregação de cinco subbandas (*Component Carriers*) em um enlace RoF de 60 km de fibra SSMF, com as subportadoras dos sinais OFDMA de três das subbandas que os compõem mapeadas em 64-QAM, sucesso este comprovado mediante a medição de valores de EVM abaixo de 6 %. Com potência de sinal de entrada na fibra igual a  $-2$  dBm e MZM polarizado com 3,8 V, foi possível transmitir pelo sistema RoF, a uma velocidade de 65 Mb/s em uma largura de banda de 20 MHz e modulação 64-QAM nas subportadoras, sinais SC-FDMA de usuários distantes 60 km da eNB, com um desempenho EVM  $\approx 8$  %.

Com o intuito de avaliar os efeitos das atenuações e intensidade de ruído em um enlace sem fio que sucede a transmissão no sistema RoF, averiguou-se a robustez de uma técnica de detecção de blocos baseada em máxima verossimilhança, presente na unidade móvel para entre outros, decodificar informações de indicador de formato em sistemas LTE-A, bem como para determinar os esquemas de modulação utilizados nas subportadoras no lado do receptor. Após propagação em 40 km de fibra SSMF e potências de entrada na fibra acima de  $-24$  dBm, a comunicação deu-se livre de erros de blocos, ilustrando assim a robustez da estimação de canal com pilotos da técnica, e a posterior equalização de uma única linha de atraso executado das subportadoras de dados. A avaliação do desempenho de um sistema com adesão da parte prática (antenas, moduladores, entre outros) da comunicação sem fio é parte dos trabalhos futuros aqui sugeridos.

Estudos com as técnicas MIMO sugeridas para o LTE-A pelo 3GPP, a transmissão de sinais de outros serviços multiplexados com aqueles estudados nesta Tese e o devido uso de dispositivos eletro-ópticos que permitem modulação direta, deverão ser realizados no futuro como evolução das análises e dos comentários aqui ponderados.

# Anexos





# ANEXO A – A Métrica Vetor de Erro de Magnitude (EVM)

Descreve-se neste anexo os conceitos relacionados com a medição da métrica EVM. Para tanto, considere o quadrante da Figura A.0.1, onde são apresentados o vetor de referência  $X_k$  relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas  $X_I = 1$  e  $X_Q = j$ , para  $j = \sqrt{-1}$  assim como o vetor  $Y_k$  medido com coordenadas  $Y_I$  e  $Y_Q$ . O vetor da distância euclidiana  $D_k = Y_k - X_k$ , o qual representa o erro entre tais sinais. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos  $2^m$  possíveis símbolos gerados pela combinação de  $m$  bits, qualquer distorção inerente da transmissão, cria uma distância escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro  $E_k = |Y_k| - |X_k|$  e o erro de fase  $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$  são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM [67] [68].

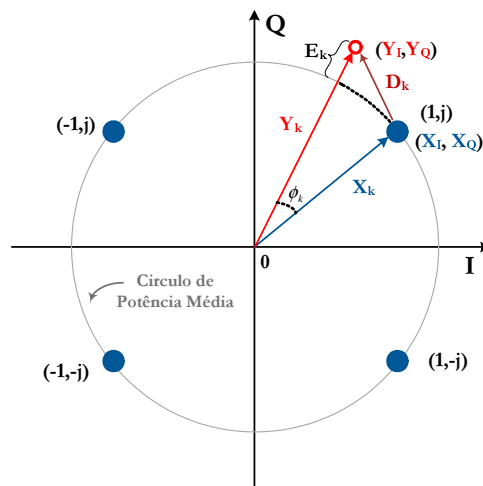


Figura A.0.1 – Diagrama de constelação ilustrativo.

Portanto, como distância escalar - magnitude do vetor diferença - entre dois fasores, a EVM pode ser definida como o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre um conjunto de símbolos medidos e um conjunto de símbolos transmitidos, matematicamente expresso pela relação,

$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (32)$$

onde  $N$  representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos,  $X_k = X_I + jX_Q$  e  $Y_k = Y_I + jY_Q$  os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente [69], [70].

Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |D_k|^2}{X_{max}^2}}. \quad (33)$$

Para comparar os símbolos transmitidos e recebidos é necessário normalizá-los de tal forma que o valor médio quadrático da amplitude de todos os possíveis símbolos da constelação seja unitário. Para tal, divide-se a potência de cada símbolo medido  $P_{Y_k}$  pela potência média do total destes,  $P_{Y_{med}}$ , obtendo-se  $P_{Y_{med}} = \frac{P_{Y_k}}{P_{Y_{med}}}$ , sendo

$$P_{Y_{med}} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [(Y_I)^2 + (Y_Q)^2]}{N} \quad (34)$$

para  $Y_I$  e  $Y_Q$  os componentes em fase e quadratura dos níveis de tensão dos  $N$  símbolos recebidos. Da mesma maneira obtém-se  $P_{X_{med}} = \frac{P_{X_k}}{P_{X_{med}}}$ , onde

$$P_{X_{med}} = \frac{\sum_{p=1}^m \left[ \sum_{q=1}^m (2p-1-m)^2 + (2q-1-m)^2 \right]}{M} \quad (35)$$

A amplitude média quadrática normalizada dos  $M = 2^m$  possíveis símbolos da constelação de  $m$  níveis,  $1 \leq p \leq m$  e  $1 \leq q \leq m$ . Com isso, o valor RMS da EVM torna-se igual a

$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_{I_n} - X_{I_n}|^2 + |Y_{Q_n} - X_{Q_n}|^2}{P_{X_{med}}} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (36)$$

onde  $Y_{I_n} = Y_I \cdot |A_2|$ ,  $X_{I_n} = X_I \cdot |A_1|$ ,  $Y_{Q_n} = Y_Q \cdot |A_2|$ ,  $X_{Q_n} = X_Q \cdot |A_1|$ , para  $A_1 = \sqrt{\frac{M}{P_{X_{med}}}}$  e  $A_2 = \sqrt{\frac{N}{P_{Y_{med}}}}$  os fatores de normalização dos símbolos únicos e dos símbolos medidos, respectivamente.

# ANEXO B – Relações Matemáticas entre SNR, EVM e BER

A medição direta da potência do sinal sobre a potência do ruído permite prever a quantidade de bits errados durante o processo de decisão do receptor [69]. Existem tabuladas na literatura inúmeras relações probabilísticas que numericamente descrevem o comportamento de sinais com modulação digital em canais com ruído gaussiano aditivo. Para tanto, considere a transmissão em canais AWGN de sinais uni/multiportadoras, com modulação M-QAM de sequência de bits codificados com código de Gray e com detecção coerente. A probabilidade de erro de bits, ou taxa de erro de bits é dada por

$$BER = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3 \cdot SNR}{(2M - 2)}} \right) \quad (37)$$

Onde Equação(38) é função do erro complementar,  $M$  é o índice de modulação empregada (para 16-QAM,  $M = 16$ ) e a SNR matematicamente descrita pela Equação(39),

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2} dt \quad (38)$$

$$SNR = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(X_I)^2 + (X_Q)^2] \quad (39)$$

para  $X_I$  e  $X_Q$  os componentes em fase e quadratura do sinal transmitido,  $n_I$  e  $n_Q$  as amplitudes em fase e quadratura do ruído gaussiano de densidade espectral de potência igual a  $\frac{N_0}{2}$  [69]. Em sistemas amostrados a taxa de símbolos, a SNR pode ser definida por

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\log_2(M)E_b}{N_0}, \quad (40)$$

onde  $E_s = \log_2(M)E_b$  é a energia de cada símbolo constelação e  $E_b$  é a energia de cada bit. Em um canal com ruído gaussiano branco, a relação entre a SNR e a EVM é dada por

$$EVM \approx \left[ \frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}} \approx \left[ \frac{N_0}{E_s} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (41)$$

que em dB torna-se  $EVM \approx -20 \times \log_{10}(SNR)$  [69]. Assim, sabendo que  $SNR \approx \frac{1}{(EVM)^2}$  reescreve-se Equação(37) como

$$BER = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{EVM^2 \cdot (2M - 2)}} \right) \quad (42)$$

como relação matemática entre BER e a EVM medida diretamente de diagramas de constelações quadradas M-QAM.

# Referências

- 1 DAHLMAN, S. P. E.; (AUTH.), J. S. **4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broad-band**. [S.l.]: Academic Press, 2014. ISBN 978-0-12-419985-9. Citado 7 vezes nas páginas [xiii](#), [xvii](#), [2](#), [3](#), [30](#), [44](#) e [51](#).
- 2 2012, E. A. **LTE L12B Air Interface, Protocols and Procedures**. [S.l.], 2012. Disponível em: <https://www.ericsson.com/ourportfolio/network-services/training-programs>. Citado 2 vezes nas páginas [xiii](#) e [3](#).
- 3 ROHDESCHWARZ. **Demystifying the 5G NR Physical Layer**. [S.l.], 2018. Disponível em: [https://www.rohde-schwarz.com/br/solucoes/comunicacoes-sem-fio/5g/videos-de-webinars/webinar-demystifying-the-5g-nr-physical-layer\\_232086.html](https://www.rohde-schwarz.com/br/solucoes/comunicacoes-sem-fio/5g/videos-de-webinars/webinar-demystifying-the-5g-nr-physical-layer_232086.html). Citado 4 vezes nas páginas [xiii](#), [8](#), [9](#) e [10](#).
- 4 SILVA, J.; CARTAXO, A.; SEGATTO, M. A papr reduction technique based on a constant envelope ofdm approach for fiber nonlinearity mitigation in optical direct-detection systems. **Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of**, v. 4, n. 4, p. 296–303, April 2012. ISSN 1943-0620. Citado 4 vezes nas páginas [xiii](#), [19](#), [35](#) e [36](#).
- 5 AHAMADI, S. **LTE-Advanced A Practical Systems Approach to Understanding the 3GPP LTE Releases 10 and 11 Radio Access Technologies**. [S.l.]: Elsevier, 2014. Citado 14 vezes nas páginas [xiii](#), [xvii](#), [3](#), [23](#), [24](#), [25](#), [26](#), [27](#), [28](#), [29](#), [30](#), [31](#), [32](#) e [44](#).
- 6 HOLMA, A. T. H. **WCDMA for UMTS: HSPA evolution and LTE**. 4th ed. ed. [S.l.]: Wiley, 2007. ISBN 9780470319338,047031933X,0470870966,9780470870969. Citado 4 vezes nas páginas [xiii](#), [5](#), [23](#) e [30](#).
- 7 GAMAGE P.A.AND NIRMALATHAS, A.; LIM, C.; NOVAK, D.; WATERHOUSE, R. Design and analysis of digitized rf-over-fiber links. **JLT**, v. 27, n. 12, p. 2052–2061, April 2009. Citado 2 vezes nas páginas [1](#) e [13](#).
- 8 J.GUILLORY. Rof architectures for multi-gigabit wireless systems in the home area network. **IEEE Vehicular Technology Magazine**, v. 5, n. 3, p. 30–38, Dec 2010. Citado 2 vezes nas páginas [1](#) e [12](#).
- 9 TORNATORE GEE-KUNG CHANG, G. E. e. M. **Fiber-Wireless Convergence in Next-Generation Communication Networks: Systems, Architectures, and Management**. 1. ed. [S.l.]: Springer International Publishing, 2017. (Optical Networks). ISBN 978-3-319-42820-8, 978-3-319-42822-2. Citado na página [1](#).
- 10 GOMES, N.; MONTEIRO, P.; GAMEIRO, A. **Next Generation Wireless Communications using Radio Over Fiber**. [S.l.]: John Wiley and Sons, Ltd, 2012. Citado 2 vezes nas páginas [1](#) e [13](#).
- 11 3GPP. **Releases**. [S.l.], 2018. Disponível em: <http://www.3gpp.org/specifications/67-releases>. Citado 9 vezes nas páginas [1](#), [2](#), [5](#), [23](#), [24](#), [26](#), [27](#), [29](#) e [30](#).

- 12 RODOVALHO, A. C. S. J. T. Evolução da telefonia móvel: 1g ao 4g. **INATEL**, I SRST- Seminário de Redes e Sistema de Telecomunicações INATEL, Set 2014. ISSN 2358-1913. Citado na página 2.
- 13 HOLMA, A. T. H. **WCDMA for UMTS: HSPA Evolution and LTE**, 5th edition. 5. ed. [S.l.]: Wiley, 2010. ISBN 9780470686461,0470686464. Citado na página 3.
- 14 EBERSPAECHER HANS-JOERG VOEGEL, C. B. J. **GSM:Switching, Services and Protocols**. 2nd. ed. [S.l.]: Wiley, 2001. ISBN 047149903X,9780471499039,0470841745. Citado na página 4.
- 15 HOLMA, D. A. T. D. H. **WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications**. 3. ed. [S.l.]: Wiley, 2004. ISBN 0470870966,9780470870969,9780470870976. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- 16 OLIVEIRA, R. S.; OLIVEIRA, R. S.; FRANCÊS, C. R. L.; COSTA, J. C. W. A.; VIANA, D. F. R.; LIMA, M.; TEIXEIRA, A. Analysis of the cost-effective digital radio over fiber system in the ng-pon2 context. In: **2014 16th International Telecommunications Network Strategy and Planning Symposium (Networks)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 7, 11 e 39.
- 17 GUILLORY, J. **Radio over Fiber for the future Home Area Networks**. Tese (Doutorado) — UNIVERSITY OF PARIS-EST, 2012. Citado 4 vezes nas páginas 7, 11, 12 e 39.
- 18 MUMTAZ, S.; BO, A.; AL-DULAIMI, A.; TSANG, K. F. 5g and beyond mobile technologies and applications for industrial iot (iiot). **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, p. 1–1, 2018. ISSN 1551-3203. Citado na página 8.
- 19 MONSERRAT, J. F. Keynote speech 1: The path to which the 5g takes us, from the atom to the direct communication between devices and machines. In: **2017 Fourth International Conference on Software Defined Systems (SDS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–1. Citado na página 8.
- 20 NR, G. R. **3GPP : System Architecture for the 5G System Release 14(TR 38.913) and 15(TS 23.501)**. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.3gpp.org>>. Citado na página 8.
- 21 AL-RUBAYE, S.; AL-DULAIMI, A.; COSMAS, J.; ANPALAGAN, A. Call admission control for non-standalone 5g ultra-dense networks. **IEEE Communications Letters**, p. 1–1, 2018. ISSN 1089-7798. Citado na página 8.
- 22 LIU, G.; HOU, X.; JIN, J.; WANG, F.; WANG, Q.; HAO, Y.; HUANG, Y.; WANG, X.; XIAO, X.; DENG, A. 3-d-mimo with massive antennas paves the way to 5g enhanced mobile broadband: From system design to field trials. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 35, n. 6, p. 1222–1233, June 2017. ISSN 0733-8716. Citado na página 8.
- 23 ZHANG, J.; XIE, W.; YANG, F. An architecture for 5g mobile network based on sdn and nfv. In: **6th International Conference on Wireless, Mobile and Multi-Media (ICWMMN 2015)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 87–92. Citado na página 9.

- 24 LIEN, S. Y.; HUNG, S. C.; DENG, D. J.; WANG, Y. J. Efficient ultra-reliable and low latency communications and massive machine-type communications in 5g new radio. In: **GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–7. Citado na página 9.
- 25 EL-BEAINO, W.; EL-HAJJ, A. M.; DAWY, Z. On radio network planning for next generation 5g networks: A case study. In: **Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA), 2015 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 9.
- 26 FERNANDO, X. N. **Radio over Fiber for Wireless Communications: From Fundamentals to Advanced Topics**. [S.l.]: Wiley, 2014. (Wiley - IEEE). ISBN 111879706X, 9781118797068. Citado 4 vezes nas páginas 10, 11, 38 e 39.
- 27 GOMES PAULO P. MONTEIRO, A. G. N. J. **Next Generation Wireless Communications Using Radio over Fiber**. 1. ed. [S.l.]: Wiley, 2012. ISBN 1119953391,9781119953395. Citado na página 10.
- 28 JOHNY, J. **Radio Over Fiber- A New Communication Era: Future Broad-band Wireless Access**. 1. ed. [S.l.]: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2012. ISBN 3659241393,978-3659241390. Citado na página 10.
- 29 FERNANDO, X. Radio over fiber-an optical technique for wireless access. **IEEE Communications Society**, 2009. Citado na página 11.
- 30 THOMAS, V. A.; GHAFOR, S.; EL-HAJJAR, M.; HANZO, L. A full-duplex diversity-assisted hybrid analogue/digitized radio over fibre for optical/wireless integration. **IEEE Communications Letters**, v. 17, n. 2, p. 409–412, February 2013. ISSN 1089-7798. Citado na página 11.
- 31 COSTA, R. O. D. V. M. L. C. F. A. T. J. Digital radio over fiber system in the ng-pon2 context. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, I SRST- Seminário de Redes e Sistema de Telecomunicações INATEL, v. 14, n. 12, p. 179–193, Set 2015. ISSN 2179-1074. Citado na página 11.
- 32 NAVEH, T. Mobile backhaul: Fiber vs. microwave. **Ceragon, Tel Aviv, Israel, White Paper**, v. 1, n. 2, p. 1–11, Oct 2009. Citado na página 11.
- 33 ZHANG, G.; LEENHEER, M. D.; MOREA, A.; MUKHERJEE, B. A survey on ofdm-based elastic core optical networking. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 15, n. 1, p. 65–87, First 2013. ISSN 1553-877X. Citado na página 17.
- 34 ARMSTRONG, J. Ofdm for optical communications. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 27, n. 3, p. 189–204, Feb 2009. ISSN 0733-8724. Citado na página 17.
- 35 JANSEN, S.; MORITA, I.; SCHENK, T.; TAKEDA, N.; TANAKA, H. Coherent optical 25.8-gb/s ofdm transmission over 4160-km ssmf. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 26, n. 1, p. 6–15, Jan 2008. ISSN 0733-8724. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 45.
- 36 LANG, Y. **Communications technology laboratory The OFDM multicarrier system**. 2012. [Http://www.ant.uni-bremen.de/sixcms/media.php/102/11263/OFDM2012.pdf](http://www.ant.uni-bremen.de/sixcms/media.php/102/11263/OFDM2012.pdf). Online; acessado em 30 de Março de 2016. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.

- 37 PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão ofdm. **Revista Científica**, v. 1516, p. 2338, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 22.
- 38 ADRIANO, J. S. L. **Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo Centro, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 26.
- 39 PROAKIS, J.; SALEHI, M. **Digital Communications, 5th Edition**. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2007. ISBN 0072957166. Citado 3 vezes nas páginas 21, 22 e 23.
- 40 HANZO, L. L.; MÜNSTER, M.; CHOI, B.; KELLER, T. **OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting**. The address: John Wiley and Sons, 2005. Citado na página 23.
- 41 ZARRINKOUB, H. **Understanding LTE with MATLAB**. [S.l.]: Wiley, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 31.
- 42 DALARMELINA, C. A.; ADEGBITE, S. A.; PEREIRA, E. V.; NUNES, R. B.; ROCHA, H. O.; SEGATTO, M. E.; SILVA, J. A. L. Evaluation of selective control information detection scheme in orthogonal frequency division multiplexing-based radio-over-fiber and visible light communication links. **Optical Engineering**, v. 56, n. 5, p. 056108, may 2017. Citado na página 32.
- 43 ADEGBITE SAHEED A.AND MCMEEKIN, S. G. S. B. G. A selective control information detection scheme for ofdm receivers. **Telecommunication Systems**, v. 64, n. 1, p. 31–41, Jan 2017. ISSN "1572-9451. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s11235-016-0154-6>>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- 44 ADEGBITE, S.; MCMEEKIN, S.; STEWART, B. Improved pcfich decoding in lte systems. In: IEEE. **The 21st IEEE International Workshop on Local and Metropolitan Area Networks**. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- 45 THIRUVENGADAM, S.; JALLOUL, L. M. Performance analysis of the 3gpp-lte physical control channels. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, Springer International Publishing, v. 2010, n. 1, p. 1, 2010. Citado na página 32.
- 46 THOMAS, V. A.; EL-HAJJAR, M.; HANZO, L. Performance improvement and cost reduction techniques for radio over fiber communications. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 17, n. 2, p. 627–670, Secondquarter 2015. ISSN 1553-877X. Citado 3 vezes nas páginas 35, 36 e 37.
- 47 PEREIRA, E. d. V.; ROCHA, H. R. d. O.; NUNES, R. B.; SEGATTO, M. E. V.; SILVA, J. A. L. Impact of optical power in the guard-band reduction of an optimized ddo-ofdm system. **JLT**, v. 33, n. 23, p. 4717–4725, Dec 2015. ISSN 0733-8724. Citado 7 vezes nas páginas 35, 36, 37, 38, 45, 54 e 63.
- 48 NUNES, R. B.; ROCHA, H. R. de O.; MELLO, D. A. A.; SIMÕES, F. D.; SEGATTO, M. E. V.; SILVA, J. A. L. Transmission of ce-ofdm signals over mmf links using directly modulated 850-nm vcsels. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 27, n. 3, p. 315–318, Feb 2015. ISSN 1041-1135. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.



- 49 KAMINOW TINGYE LI, A. E. W. I. **Optical Fiber Telecommunications VB: Systems and Networks**. 5. ed. [S.l.]: Academic Press, 2008. (Optics and Photonics). ISBN 9780080569611,9780080565019,9780123741714. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- 50 NUNES, R. B.; SHAHPARI, A.; SILVA, J. A. L.; LIMA, M.; ANDRÉ, P. S. B. de; SEGATTO, M. E. V. Experimental demonstration of a 33.5-gb/s ofdm-based pon with subcarrier pre-emphasis. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 28, n. 8, p. 860–863, April 2016. ISSN 1041-1135. Citado na página 37.
- 51 ALVES, T. M. F.; MORANT, M.; CARTAXO, A.; LLORENTE, R. Performance comparison of ofdm-uwb radio signals distribution in long-reach pons using mach-zehnder and linearized modulators. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 29, n. 6, p. 1311–1320, June 2011. ISSN 0733-8716. Citado 3 vezes nas páginas 37, 38 e 54.
- 52 AGRAWAL, G. **Fiber-Optic Communication Systems**. 4. ed. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2010. ISBN 0470505117, 978-0-470-50511-3, 9780470918517, 0470918519. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.
- 53 MARQUES, L. M. P. C. de C. **Compensação de Dispersão em Sistemas de Fibra Ótica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Técnica de Lisboa, 2012. Citado na página 38.
- 54 SEGATTO, M. E. V. **All Optical Bit Parallel WDM Systems**. Tese (Doutorado) — College Of Science Technology And Medicine, IMPERIAL COLLEGE, Grã-Bretanha, 2001. Citado na página 38.
- 55 BARROS, D. J. F.; KAHN, J. M. Optimized dispersion compensation using orthogonal frequency-division multiplexing. **JLT**, v. 26, n. 16, p. 2889–2898, Aug 2008. ISSN 0733-8724. Citado na página 38.
- 56 COX, C.; ACKERMAN, E.; HELKEY, R.; BETTS, G. E. Direct-detection analog optical links. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 45, n. 8, p. 1375–1383, Aug 1997. ISSN 0018-9480. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- 57 RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. **Optical Networks: A Practical Perspective, 3rd Edition**. 3rd. ed. San Francisco, CA, USA: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 2009. ISBN 0123740924, 9780123740922. Citado na página 39.
- 58 NUNES, R. B.; HELDER, R. d. O.; MELLO, D. A.; SIMÕES, F. D.; SEGATTO, M. E.; SILVA, J. A. Transmission of ce-ofdm signals over mmf links using directly modulated 850-nm vcsels. **IEEE Photonics Technology Letters**, IEEE, v. 27, n. 3, p. 315–318, 2015. Citado na página 45.
- 59 KAMINOW TINGYE LI, A. E. W. I. **Optical Fiber Telecommunications Volume VIA, Sixth Edition: Components and Subsystems**. 6. ed. [S.l.]: Academic Press, 2013. (Optics and Photonics). ISBN 0123969581,9780123969583. Citado na página 46.
- 60 3GPP TS 36.104. **LTE;Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 11.2.0 Release 11)**. [S.l.: s.n.], (2012–11). Citado na página 48.

- 61 CHEN, X.; LI, A.; GAO, G.; SHIEH, W. Experimental demonstration of improved fiber nonlinearity tolerance for unique-word dft-spread ofdm systems. **Opt. Express**, OSA, v. 19, n. 27, p. 26198–26207, Dec 2011. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-27-26198>>. Citado na página 51.
- 62 PIKASIS, E.; KARABETSOS, S.; NIKAS, T.; CHVOJKA, P.; NASSIOPOULOS, A.; SYVRIDIS, D. Comparison of cap and dft-spread dmt for high speed transmission over 50m si-pof. In: **2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5. Citado na página 51.
- 63 TAO, L.; YU, J.; FANG, Y.; ZHANG, J.; SHAO, Y.; CHI, N. Analysis of noise spread in optical dft-s ofdm systems. **JLT**, v. 30, n. 20, p. 3219–3225, Oct 2012. ISSN 0733-8724. Citado na página 51.
- 64 CHEN C. K. ONG, C. P. N. V. V. V. K. V. L. F. **Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization**. 1. ed. [S.l.]: Wiley, 2004. ISBN 9780470844922,0-470-84492-2. Citado na página 55.
- 65 ZARRAL, L.; NDAGIJIMANA, F. Characterization of the materials used as gsm and dcs antenna in free space. In: **2011 11th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 273–275. ISSN 2157-9822. Citado na página 55.
- 66 ANATEL. **Resolução nº 544 de 11 de agosto de 2010**. [S.l.]: Anatel, 2010. Citado na página 64.
- 67 SILVA, J. A. L.; VALENTIM, B. L.; SEGATTO, M. E. V. Avaliação de efeitos não lineares em sistemas OFDM pela figura de merito EVM. **XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2009**, Setembro 2009. Citado na página 73.
- 68 ZHAO, C.; BAXLEY, R. J. Error vector magnitude analysis for ofdm systems. **Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference**, p. 1830–1834, 2006. Citado na página 73.
- 69 SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. **4th International Conference on Electrical and Computer Engineering**, p. 19–21, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 73 e 75.
- 70 MCKINLEY<sup>1</sup>, M. D.; REMLEY<sup>1</sup>, K. A.; MYSLINSKI<sup>2</sup>, M.; KENNEY<sup>3</sup>, J. S.; SCHREURS<sup>2</sup>, D.; NAUWELAERS, B. Evm calculation for broadband modulated signals. **64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, FL**, p. 45–52, 2004. Citado na página 73.