

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

COMPRESSÃO DE SINAIS EM SISTEMAS DE RÁDIO
SOBRE FIBRA DIGITAL PARA REDES FRONTHAUL

DÉRCIO MANUEL MATE

TD: 19/2019

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém–Pará–Brasil
2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ

INSTITUTO DE TECNOLOGIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DÉRCIO MANUEL MATE

COMPRESSÃO DE SINAIS EM SISTEMAS DE RÁDIO
SOBRE FIBRA DIGITAL PARA REDES FRONTHAUL

Tese submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações.

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém—Pará—Brasil

2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ

INSTITUTO DE TECNOLOGIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
COMPRESSÃO DE SINAIS EM SISTEMAS DE RÁDIO SOBRE FIBRA
DIGITAL PARA REDES FRONTHAUL

DÉRCIO MANUEL MATE

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa
(Orientador - PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. António Luis de Jesus Teixeira
(Co-orientador - IT/UA)

Prof. Dr. Rosinei de Sousa Oliveira
(Co-orientador - UFOPA)

Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior
(Avaliador Interno - PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior
(Avaliador Externo - INATEL)

Prof. Dr. Leonardo Lira Ramalho
(Avaliador Externo - UFPA)

VISTO:

Profa. Dra. Maria Emília de Lima Tostes
Coordenadora - PPGEE/UFPA

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

M425c MATE, DÉRCIO MANUEL
COMPRESSÃO DE SINAIS EM SISTEMAS DE RÁDIO
SOBRE FIBRA DIGITAL PARA REDES FRONTHAUL /
DÉRCIO MANUEL MATE. — 2019.
81 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque
Costa
Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica, Instituto de Tecnologia, Universidade Federal do Pará,
Belém, 2019.

1. Compressão. 2. Fronthaul. 3. IF-DRoF. 4. C-RAN. 5. 5G.
I. Título.

CDD 384.6

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço imensamente à Deus, por me ter concedido saúde, força e disposição para realização deste trabalho. Sem Ele, nada disso seria possível. Especialmente, agradeço ao meu pai (*in memoriam*) e a minha mãe, devo tudo a vocês. Agradeço a toda minha família, que sempre me apoiou de forma incondicional. Obrigado a minha querida companheira Samara Oliveira pelo apoio, incentivo e inspiração (desculpa-me pela ausência, nos momentos dedicados a este trabalho). Gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor João Weyl, pelas oportunidades que me concedeu e ao Professor Rosinei Oliveira pela Co-orientação. Agradeço ao Professor António Teixeira que me concedeu a oportunidade de realizar parte deste trabalho, no Instituto de Telecomunicações em Aveiro-Portugal. Agradeço, também, à Berta Neto pelo suporte. Pelo total apoio financeiro prestado a este trabalho, agradeço ao *CNPq* e a *CAPES*. Por fim, à todos os colegas do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (em especial à Fátima Teixeira, pela produção de algumas ilustrações usadas neste trabalho), meus amigos e todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para realização deste trabalho...

Kanimambo¹!

¹ Agradecimento em Changana, idioma falado na região sul de Moçambique.

Resumo

A introdução de tecnologias como *Carrier Aggregation (CA)*, *Massive Multiple Input Multiple Output (MIMO)* e *Coordinated Multipoint (CoMP)*, visando melhorar a capacidade dos sistemas móveis de banda larga, aumenta o desafio para implantação do *Mobile fronthaul* devido à limitação da capacidade da infraestrutura para suportar altas taxas de transmissão. Uma abordagem usada para lidar com a limitação da capacidade do *fronthaul* é a compressão do sinal transmitido. Várias técnicas vêm sendo desenvolvidas para compressão do sinal no *fronthaul* e a maioria dessas técnicas comprime o sinal transmitido em banda base. Neste trabalho é desenvolvida uma técnica de compressão, para cenários específicos dos sistemas Rádio-sobre-Fibra digital, configurados para transmissão do sinal em frequência intermediária. Esta técnica usa informações sobre o estado de canal de rádio (*Channel state information*) para controlar a compressão do sinal no *fronthaul*. Os resultados das simulações, com a técnica desenvolvida, demonstram a sua capacidade para reduzir o volume de dados transmitidos na rede em cerca de 45,05%. Além disso, esta técnica permite a transmissão de sinais com modulação de 64 QAM, usando uma resolução menor (até 4 bits por amostra) no quantizador, mantendo o *EVM* abaixo do limiar recomendado pelo 3GPP (8%). Por fim, o desempenho da rede *fronthaul* é avaliado experimentalmente em um enlace óptico de 20-km, considerando cenários com compressão e sem compressão do sinal.

Palavras-chave: Compressão, *Fronthaul*, Distorção, LTE, Radio sobre Fiber Digital, Frequência Intermediária, C-RAN, 4G e 5G.

Abstract

The introduction of technologies such as Carrier Aggregation (CA), Massive Multiple Input Multiple Output (MIMO) and Coordinated Multipoint (CoMP), aiming to improve the performance of LTE and LTE-A systems, increases the challenge for deploying Mobile Fronthaul due to the network capacity limitation to support higher transmission rates. An approach to deal with Fronthaul's capacity limitation is data compression. Several techniques have been developed for signal compression in fronthaul, and most of these techniques compress the signal transmitted in baseband. In this work, a compression technique is developed for specific scenarios of Digital Radio-over-Fiber systems, transmitting the signal in intermediate frequency (IF). This technique uses the radio channel state information (CSI) to control signal compression in the fronthaul. The simulation results with the developed technique demonstrate its ability to reduce the data transmitted on the network by 45.05%. In addition, this technique allows the transmission of 64 QAM modulated signals using a lower quantizer resolution, e.g., 4 bits per sample, maintaining the *EVM* below 3GPP recommended threshold (8%). Finally, the performance of the fronthaul network is evaluated experimentally in an optical link of 20-km, considering scenarios with and without signal compression.

Key-words: Compression, Fronthaul, Distortion, LTE, Digital Radio over Fiber, Intermediate Frequency, C-RAN, 4G and 5G.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Rede baseada na arquitetura C-RAN.	27
Figura 2 – Sistema de Rádio sobre Fibra (RoF).	32
Figura 3 – Rádio sobre Fibra analógico(A-RoF).	33
Figura 4 – Sistema D-RoF com transmissão em BB.	34
Figura 5 – Sistema D-RoF com transmissão em IF.	35
Figura 6 – Sistema D-RoF com transmissão em RF.	36
Figura 7 – Transmissor de um sistema OFDM.	37
Figura 8 – Receptor de um sistema OFDM.	38
Figura 9 – Característica de compressão para μ -law.	45
Figura 10 – Característica de compressão para A-law.	45
Figura 11 – Fluxograma do método <i>AnLD</i> no transmissor.	48
Figura 12 – Erro de aproximação da função da distorção usando <i>PCA</i>	52
Figura 13 – Fluxograma para o processamento <i>AnLD</i> inverso no receptor.	54
Figura 14 – Estudo de caso (Processamento <i>AnLD</i>).	55
Figura 15 – <i>Test model</i> - Sinal LTE em banda base.	56
Figura 16 – <i>Test model</i> - Espectro do sinal LTE em banda base.	56
Figura 17 – Sinal de rádio centrado nas IFs de 500 MHz, 600 MHz e 700 MHz.	57
Figura 18 – Distorção do sinal de rádio.	58
Figura 19 – Funções de distorção do sinal.	58
Figura 20 – Performance do quantizador com <i>AnLD</i>	59
Figura 21 – Impacto da redução do $D[n]$ usando <i>PCA</i>	60
Figura 22 – Impacto da redução do $D[n]$ usando <i>PWLH</i>	61
Figura 23 – Distorção do sinal pela taxa de compressão.	62
Figura 24 – Estudo de caso (rede <i>fronthaul</i>).	64
Figura 25 – <i>Setup</i> experimental para a rede <i>fronthaul</i>	65
Figura 26 – Fonte <i>laser</i> (gerador da portadora óptica).	66
Figura 27 – Desempenho do <i>fronthaul</i> para o sinal centrado em 500 MHz.	66
Figura 28 – Desempenho do <i>fronthaul</i> para o sinal centrado em 600 MHz.	67
Figura 29 – Desempenho do <i>fronthaul</i> para o sinal centrado em 700 MHz.	67
Figura 30 – Sinal capturado no receptor.	68
Figura 31 – Sequência binária transmitida.	69
Figura 32 – Distorção do sinal centrado na IF de 500 MHz.	70
Figura 33 – Distorção do sinal centrado na IF de 600 MHz.	71
Figura 34 – Distorção do sinal centrado na IF de 700 MHz.	71
Figura 35 – Comparação da SQNR (<i>AnLD</i> , μ -Law e A-Law).	72

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros da camada física para o downlink do LTE	39
Tabela 2 – Parâmetros da camada física para o uplink do LTE	41
Tabela 3 – Amostragem do sinal LTE	41
Tabela 4 – Tabela do CQI no LTE.	42
Tabela 5 – Valores do EVM_{lim} em função do formato de modulação.	53
Tabela 6 – Relação entre K_s , fator de compressão e a distorção do sinal.	63
Tabela 7 – Taxas de transmissão na rede <i>fronthaul</i>	65

Lista de abreviaturas e siglas

3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i>
4G	<i>Fourth Generation</i>
5G	<i>Fifth Generation</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AnLD	<i>Adaptive non Linear Distortion</i>
ARoF	<i>Analog Radio over Fiber</i>
BB	Banda Base
BBU	<i>Baseband Unit</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BS	<i>Base Station</i>
CA	<i>Carrier Aggregation</i>
CAPEX	<i>Capital Expenditure</i>
CBR	<i>Constant Bit Rate</i>
CNR	<i>Carrier to Noise Ratio</i>
CoE	<i>CPRI over Ethernet</i>
CoMP	<i>Coordinated Multipoint</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CPRI	<i>Common Public Radio Interface</i>
CQI	<i>Channel Quality Information</i>
CRAN	<i>Centralized Radio Access Network</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DFTS	<i>Discrete Fourier Transform Spread</i>

DRoF	<i>Digital Radio over Fiber</i>
DSM	<i>Delta-Sigma Modulation</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
eNodeB	<i>Enhanced NodeB</i>
E/O	Conversão Eletro/Óptico
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
Gamps	<i>Grouping and Amplitude Scaling</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
I/Q	<i>Inphase/Quadrature</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-A	<i>LTE Advanced</i>
MCS	<i>Modulation and Coding Scheme</i>
MF	<i>Mobile Fronthaul</i>
MIMO	<i>Multiple Input and Multiple Output</i>
OBSAI	<i>Open Base Station Architecture Initiative</i>
O/E	Conversão Óptico/Elétrico
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OPEX	<i>Operational Expenditure</i>
OTN	<i>Optical Transport Network</i>
PAA	<i>Piecewise Aggregate Approximation</i>
PAM-4	<i>Four-level Pulse-Amplitude Modulation</i>

PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
PCA	<i>Piecewise Constant Approximation</i>
PCH	<i>Piecewise Constant Histogram</i>
PLA	<i>Piecewise Linear Approximation</i>
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PON	<i>Passive Optical Network</i>
PWLH	<i>Piecewise Linear Histogram</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QE	<i>Quantization Error</i>
QERF	<i>Quantization Error Reference Value</i>
QoE	<i>Quality of Experience</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RAN	<i>Radio Access Network</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RoE	<i>Radio over Ethernet</i>
RoF	<i>Radio over Fiber</i>
RRH	<i>Remote Radio Head</i>
SC-FDMA	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
SDN	<i>Software Defined Network</i>
SINR	<i>Signal to Interference Noise Ratio</i>
SQNR	<i>Signal to Quantization Noise Ratio</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
UE	<i>User Equipment</i>
UFPA	Universidade Federal do Pará
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>

Sumário

1	Introdução	16
1.1	Problema e Desafios	17
1.1.1	Soluções para o crescimento da taxa no <i>fronthaul</i>	18
1.2	Justificativa	18
1.3	Objetivos	19
1.3.1	Objetivo geral	19
1.3.2	Objetivos específicos	19
1.4	Trabalhos correlatos	20
1.4.1	Compressão do sinal na rede <i>fronthaul</i>	20
1.5	Contribuições da tese	25
1.6	Organização do trabalho	25
2	Referencial Teórico	27
2.1	Arquitetura C-RAN no contexto 4G e 5G	27
2.1.1	Desafios para implantação do CRAN	30
2.2	Sistemas de Rádio-sobre-Fibra	31
2.2.1	Radio-sobre-Fibra Analógico	33
2.2.2	Radio-sobre-Fibra Digital	33
2.2.2.1	Radio-sobre-Fibra Digital em Banda Base	34
2.2.2.2	Radio-sobre-Fibra Digital em Frequência Intermediária	35
2.2.2.3	Radio-sobre-Fibra Digital em Rádiofrequência	35
2.3	Sinais LTE	36
2.3.1	Sinal LTE no <i>downlink</i>	37
2.3.2	Peak-to-Average Power Ratio	38
2.3.3	Sinal LTE no <i>uplink</i>	40
2.3.4	Redundâncias no sinal LTE	41
2.3.5	<i>Feedback</i> e adaptação do enlace no LTE	41
2.4	<i>Companding</i> e Quantização do sinal	42
3	Método de Compressão para o Sinal DRoF em IF	47
3.1	Descrição do método de compressão	48
3.1.1	Transmissor	48
3.1.1.1	Compressão da função $D[n]$ usando <i>PCA</i>	50
3.1.1.2	Compressão da função $D[n]$ usando <i>PWLH</i>	50
3.1.2	Adaptação do método <i>AnLD</i>	51
3.1.3	Receptor	54
4	Resultados - Análise do Método AnLD	55
4.1	Pré-processamento do sinal	55

4.1.1	Geração do sinal de Rádio	56
4.1.2	Distorção do sinal de rádio	57
4.1.3	Quantização do sinal	59
4.1.4	Compressão do $D[n]$ usando PCA	59
4.1.5	Compressão do $D[n]$ usando $PWLH$	60
4.1.6	Taxa de compressão do método $AnLD$	61
4.2	Transmissão do sinal na rede fronthaul - Análise experimental	64
4.2.1	Análise dos resultados experimentais	65
4.3	Pós-processamento do Sinal	68
4.3.1	Análise do sinal em banda base	69
4.4	Comparação com as técnicas companding μ -law e A -law	72
5	Conclusões	73
5.1	Trabalhos Futuros	74
5.2	Publicações	75
	Referências	76

1 Introdução

A indústria de telecomunicações vem desenvolvendo os sistemas de quinta geração (5G) da telefonia móvel. Um dos objetivos é fornecer aos usuários, uma maior capacidade de transmissão, garantindo ao sistema, uma maior eficiência espectral e energética. Para o alcance desse objetivo, novas arquiteturas de rede têm sido desenvolvidas, como é o caso do *Centralized Radio Access Network* (C-RAN). Na arquitetura C-RAN, as funcionalidades das tradicionais estações base (BS) são dissociados em duas partes principais: *Remote Radio Heads* ou *Remote Radio Units* (RRHs/RRUs), que são instalados de uma forma distribuída e fornecem uma alta capacidade nos pontos de acesso; e as *Baseband Units* (BBUs), que são agrupadas em um servidor centralizado e que fornecem o processamento em larga escala e gestão dos sinais [1]. Para a comunicação entre as partes dissociadas (RRHs e BBUs), uma rede de acesso é necessária. Esta rede é designada por *Mobile fronthaul* e pode ser realizada por meio de infraestruturas de redes cabeadas (cabos de cobre e fibra ótica), ou através da comunicação sem fio, como é caso das comunicações por micro-ondas. Devido à alta capacidade de transporte de dados, a fibra ótica é considerada ideal para a realização da rede *fronthaul*, na arquitetura C-RAN. Entretanto, redes *fronthaul* que empregam tecnologias sem fio são mais económicas e mais flexíveis para implantação [1]. Por outro lado, tecnologias como *Radio over Ethernet* (RoE) propõem a realização do *fronthaul* baseado em redes de cabos de cobre, como uma solução para redes que usam as *Small Cells* [2] [3]. Entretanto, assim como o caso de micro-ondas, as redes baseadas em cobre também apresentam restrições de capacidade para o transporte de dados na rede *fronthaul*, quando comparados à fibra ótica. Na arquitetura C-RAN, a capacidade para transporte de dados em altas taxas, o baixo atraso na transmissão, a baixa latência, são requisitos básicos. Além disso, o uso eficiente dos recursos disponibilizados pela infraestrutura de transporte, seja em fibra ótica, cabos de cobre ou em micro-ondas, torna-se uma questão central na implementação dos sistemas baseados na arquitetura C-RAN. Assim, visando reduzir o volume de dados transmitidos e, conseqüentemente, aumentar a capacidade de transporte da rede *fronthaul*, usa-se como solução, a compressão do sinal. Técnicas para comprimir o sinal no *fronthaul* vêm sendo amplamente propostos na literatura. Essas técnicas são baseadas, principalmente, na remoção das redundâncias presentes no sinal em banda base [4] [5] [6]. Por outro lado, a transmissão do sinal digital na rede *fronthaul* pode ser alternativamente efetuada no domínio de Radio Frequência (RF) ou em Frequência Intermediária (IF), que são outras variantes dos sistemas de Rádio-sobre-Fibra [7]. De modo geral, este trabalho visa estudar formas de reduzir o tráfego no *fronthaul* dos sistemas baseados na arquitetura C-RAN. Assim, uma técnica de compressão adaptativa, para cenários específicos de Rádio-sobre-Fibra Digital com transmissão em IF (IF-DRoF) é

desenvolvida.

1.1 Problema e Desafios

Com o lançamento do 5G aumentam consideravelmente os desafios para a implantação do *fronthaul*, devido ao aumento do tráfego na rede. Por exemplo, considerando um tráfego de *downlink*, em banda base, são necessários 2,458 Gbit/s de taxa, para o sistema operando com uma largura de banda de 20 MHz e duas antenas transmissoras (MIMO 2x2) [5]. No estudo apresentado em [8] é mostrado que essas taxas de transmissão poderão aumentar “drasticamente”, devido ao aumento no número de antenas utilizadas pelo sistema de transmissão (*Massive MIMO*) e aumento das larguras de banda, *Carrier Aggregation*. Além disso, a transmissão em frequências na faixa de ondas milimétricas, explorando altas larguras de banda, também deverá ocasionar o aumento nas taxas de transmissão.

Nos sistemas D-RoF, conforme mencionado acima, além da arquitetura em banda base, o sinal de rádio pode ser transmitido em IF ou RF, na rede *fronthaul*.

Embora a transmissão em banda base necessite de taxas menores para o transporte do sinal, essa arquitetura necessita abrigar componentes para o processamento do sinal na RRH, o que aumenta a complexidade da estação base.

Uma forma mais simples para transportar o sinal de rádio em uma infraestrutura de fibra óptica consiste na transmissão direta do sinal modulado para a frequência da portadora elétrica, como é o caso da arquitetura em RF. Nessa arquitetura, todo o processamento do sinal complexo é realizado no *central office* e apenas um conjunto mínimo de componentes, como por exemplo o ADC e o DAC, permanece na RRH, o que permite reduzir a complexidade da estação base [9][10]. Entretanto, a amostragem do sinal em RF requer conversores de alta velocidade e alto custo. Por exemplo, para amostrar um sinal centrado na frequência de 2,4 GHz, com uma largura de banda de 20 MHz, é necessária uma frequência de amostragem acima de 4,8 GHz, pelo critério de *Nyquist*. Portanto, altas taxas de transmissão são necessárias na rede *fronthaul* baseada na arquitetura em RF.

Para superar essa limitação, a arquitetura em IF foi introduzida. Uma vez que, a frequência intermediária é tipicamente menor que a frequência de RF, a arquitetura para transmissão em IF oferece uma eficiência, em termos de taxas de dados, comparando com o esquema de transmissão em RF e as exigências sobre a velocidade dos conversores é também reduzida. Além disso, na arquitetura em IF, o impacto de dispersão cromática² na fibra é muito reduzido [9].

Embora a arquitetura em IF implique no projeto de uma estação base mais complexa em

² Termo dado ao fenômeno pelo qual diferentes componentes espectrais de um pulso viajam em velocidades diferentes.

ralação a arquitetura em RF, esta arquitetura permite a redução das taxas de transmissão no *fronthaul*. Por outro lado, a arquitetura em IF permite a redução do custo de processamento necessário na estação base, comparando com a arquitetura em banda base. Por essa razão, este trabalho foi desenvolvido para o *fronthaul* com transmissão em IF.

1.1.1 Soluções para o crescimento da taxa no *fronthaul*

Uma forma de acomodar o crescimento das taxas de transmissão no *fronthaul* é o aumento da capacidade da rede de transporte, através da expansão da infraestrutura disponível, como por exemplo, aumento no número de enlaces de fibra óptica. Entretanto, essa solução implicaria na elevação dos custos de implantação e manutenção de todo sistema, para os operadores.

Por outro lado, as técnicas de compressão permitem reduzir as taxas de transmissão e, de forma implícita, aumentam a capacidade de transmissão no enlace.

O processo de compressão do sinal pode ser com perdas, onde o algoritmo de compressão descarta as partes não importantes do sinal (esse processo degrada o sinal); e sem perdas, quando o sinal comprimido é praticamente idêntico ao sinal original. Portanto, no *fronthaul*, a compressão deve ser efetuada de tal forma que se mantenha um nível aceitável de qualidade no sinal transmitido, isto é, deve ser garantida uma baixa distorção do sinal após a compressão e descompressão.

1.2 Justificativa

Como forma de reduzir as altas taxas de transmissão no *fronthaul*, esta tese desenvolve uma técnica de compressão. A compressão consiste basicamente na redução da quantidade de bits necessários para representação das amostras do sinal, isto é, reduzem-se dos níveis de quantização.

Para a minimização do impacto do ruído de quantização gerado pelo método de compressão, é necessário um processamento prévio do sinal [5]. Técnicas de compressão que efetuam o processamento prévio vêm sendo apresentadas na literatura. Geralmente, essas técnicas são desenvolvidas para compressão do sinal em sistemas de Rádio-sobre-Fibra transmitindo sinais em banda base, isto é, a compressão ocorre sob as amostras I/Q, o que permite a sua operação em frequências mais baixas. Entretanto, comprimir o sinal em banda base não é adequado para uso em sistemas Rádio-sobre-Fibra transmitindo em IF ou RF, uma vez que nesses casos, amostras I/Q são moduladas antes da geração do sinal de Rádio-sobre-Fibra. Por exemplo, considere um cenário em que se usa a compressão I/Q, num sistema RoF operando em IF ou RF, para o sentido de transmissão de *downlink*, onde a compressão efetuada na BBU. Nesse caso, a recuperação do sinal na RRH necessitaria de um processo de *downconversion* (conversão do sinal em IF ou RF para BB) para se

efetuar a descompressão. Em seguida, outro processo de *upconversion* para a frequência de transmissão na antena seria necessário, após a descompressão. Este cenário torna inviável o uso da compressão I/Q em sistemas RoF transmitindo em IF e RF.

Assim, a compressão do sinal em IF, proposta neste trabalho, permite a simplificação da RRH, eliminando as etapas de *downconversion* e *upconversion*. Além disso, a compressão em IF permite que todo processamento de sinais complexos (I/Q) seja efetuado na BBU. Portanto, não há necessidade da sincronização entre as componentes do sinal (componente em fase e componente em quadratura), após a descompressão na RRH.

Por outro lado, manter os algoritmos de compressão operando com parâmetros fixos, como por exemplo, fornecendo a mesma taxa de compressão, pode elevar os níveis de ruído e tornar a transmissão inviável, dependendo do tipo de modulação usada. Portanto, os algoritmos de compressão devem ser concebidos de tal forma que considerem as características dinâmicas dos outros segmentos da rede C-RAN, isto é, de forma adaptativa.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo geral

Este trabalho visa desenvolver um método de compressão adaptativa para aplicação no segmento *fronthaul* baseado em sistemas de rádio sobre fibra digital, com transmissão em frequência intermediária, no contexto C-RAN.

1.3.2 Objetivos específicos

- Investigar o desempenho dos sistemas de rádio sobre fibra digital com transmissão do sinal em frequência intermediária.
- Desenvolver um método de compressão adaptativa baseado na compressão direta da faixa dinâmica do sinal de rádio através da introdução da distorção não linear no sinal.
- Investigar estratégias para compressão da função da distorção não linear resultante da compressão da faixa dinâmica do sinal.
- Analisar os efeitos, em banda base, da compressão do sinal de rádio em frequência intermediária.

1.4 Trabalhos correlatos

1.4.1 Compressão do sinal na rede *fronthaul*

A compressão visa, principalmente, codificar a informação usando um número menor de bits, em relação à representação original. A maioria das técnicas de compressão apresentadas na literatura é desenvolvida focando no *fronthaul* cuja a transmissão do sinal é efetuada em banda base. Nesses casos, os conversores do sinal operam em frequências baixas. Geralmente, as técnicas de compressão em banda base são baseadas no pré-processamento do sinal antes da quantização e removem as redundâncias presentes no sinal. Portanto, são técnicas de compressão com perdas. Alguns trabalhos encontrados na literatura sobre compressão do sinal, no *fronthaul* transmitindo em banda base, são apresentados a seguir.

No trabalho apresentado em [5] os autores propõem um método no qual são exploradas as características do sinal LTE. O método de compressão proposto nesse trabalho consiste em três etapas:

- Remoção das redundâncias no domínio espectral, causadas pela sobrequantização do sinal. Nessa etapa usa-se um filtro passa-baixo, que garante a transmissão de dados apenas na faixa desejada.
- Segmentação do sinal e escalonamento em blocos. O escalonamento em blocos é usado para reduzir o ruído de quantização e diferentes fatores de escalonamento são usados nessa etapa.
- Por fim, após o escalonamento, o sinal é quantizado, usando uma resolução menor que a resolução usada no sinal original.

O bom desempenho desse método foi relatado, uma vez que, o mesmo reduz efetivamente a quantidade de dados transmitidos entre a BBU e RRH, facilitando a implantação do LTE na arquitetura C-RAN. A taxa de compressão reportada para esse método é de cerca de 50 %.

Em [4] é desenvolvido um método de compressão que explora as redundâncias do sinal LTE. Por exemplo, cada sinal LTE possui subportadoras de guarda que são preenchidas com zeros. Essas subportadoras são zeradas para aumentar a região de transição e facilitar o design do filtro anti-aliasing. Por outro lado, as amostras do sinal LTE são tipicamente representadas por 30 bits por amostra, isto é, 15 bits por parte real e imaginária. Assim, o método desenvolvido neste trabalho explora essas características, para melhorar a relação sinal-ruído de quantização (SQNR) e permitir maior compressão. Além disso, uma combinação das técnicas como reescalonamento, quantização não uniforme, reamostragem e *noise-shapping*, foi aplicada para o desenvolvimento de um método de compressão. Para

o *noise-shapping*, esse método introduz um filtro de *Chebyshev* de quinta ordem em um *loop* de *feedback*, visando modificar a função de transferência do ruído. Assim, segundo os autores, o uso desse filtro resulta numa melhoria na SQNR e permite uma redução adicional de 1 bit.

Uma das contribuições deste trabalho, inclui o *design* de um método de compressão de baixa complexidade para aplicação nos sistemas baseados na arquitetura C-RAN. A taxa de compressão reportada nesse trabalho é de até 80 % para sinais de *uplink* e *downlink*.

Com o objetivo de coordenar e controlar o tráfego de múltiplas antenas no *fronthaul*, os autores em, [11], propõem um esquema designado por *Spatial-compression-and-forward*, onde cada RRH primeiro executa uma filtragem espacial linear e, em seguida, comprime os sinais recebidos de vários usuários. O sinal comprimido é enviado para a quantização uniforme, antes da transmissão pelo *fronthaul*. No esquema proposto nesse trabalho, cada RRH determina sua própria solução de filtragem espacial de forma distribuída, para reduzir o *overhead* de sinalização com a BBU, enquanto que a BBU otimiza conjuntamente a potência de transmissão dos usuários e a alocação de bits das RRHs. Os resultados desse trabalho mostram que o esquema proposto, com alocação conjunta de recursos, atinge ganhos de desempenho significativos no *fronthaul*.

O trabalho em [12] apresenta um método de compressão baseado na técnica de *companding*, μ -Law, para formas de onda Gaussianas, como é o caso do sinal LTE em banda base. Segundo os autores, μ -Law³ é uma técnica bastante eficiente para aplicações em sinais de áudio, por exemplo, mas tem uma perda excessiva de fidelidade quando se aplica nos sinais em banda de base. Assim, um valor ótimo para o parâmetro μ é calculado, visando uma implementação mais eficiente da técnica μ -Law ao sinal LTE em banda base. O esquema de compressão apresentado fornece uma taxa de compressão de 50 % e menos de 1% de *EVM* em uma forma de onda de teste LTE padrão.

No trabalho apresentado em [13], os autores desenvolvem uma técnica de compressão baseada num algoritmo designado por *Fast-statistical-estimation* (FSE). O método desenvolvido nesse trabalho é um *companding* combinado com as técnicas de reamostragem do sinal e modulação PAM-4, visando melhorar a eficiência na transmissão do sinal no *fronthaul*. Para efetuar o processamento do sinal, o algoritmo proposto nesse trabalho, primeiro calcula o módulo das amostras do sinal OFDM que, segundo os autores, apresenta uma distribuição gaussiana dobrada, diferente das amostras originais em si, cuja a distribuição das amplitudes é somente gaussiana.

A função *companding* aplicada ao módulo do sinal é dada pela identidade $C(x) = F_y^{-1}[F_x(x)]$, onde $F_x(x)$ e $F_y(y)$ são funções estritamente crescentes e que representam as funções de distribuição cumulativa (CDF) dos sinais de entrada e saída, respectivamente.

³ Detalhes sobre o funcionamento das técnicas de *companding* μ -Law e *A-Law* são fornecidos na seção 2.4, desta tese.

Após o *companding*, observa-se uma linearização na distribuição das amplitudes do módulo do sinal e essa distribuição é uniforme e, segundo os autores, o erro de quantização do sinal deve ser minimizado. Os resultados com essa técnica mostraram uma maior redução do erro de quantização e uma alta eficiência computacional, comparando com algumas técnicas existentes, como μ -Law, A-Law, e *Partial bit sampling* (PBS) [14].

A taxa de compressão relatada nessa técnica é de cerca de 53 % com um *EVM* em torno de 0,56 %, para sinais modulados com 64 QAM.

Em [15], os autores propõem uma técnica de compressão adaptativa, no domínio espacial e temporal, visando melhorar significativamente a eficiência da largura de banda do *fronthaul*. A técnica proposta incorpora um filtro espacial para rastrear o subespaço do sinal e reduzir o número de canais espaciais. Em seguida, são usados quantizadores adaptativos para comprimir a largura de banda de cada canal no domínio do tempo. Assim, a largura de banda necessária passa a depender somente do número de usuários, que não é mais proporcional ao número de antenas. A eficiência dessa técnica foi investigada experimentalmente em um enlace óptico, emulando o *fronthaul*. Os resultados obtidos, para um *uplink* de 256 antenas, cuja taxa equivalente é de 259,5 Gbps, mostram que 32 usuários com um sinal OFDM de 20MHz são suportados pela interface óptica PAM-4, com *EVM* inferior a 1%.

No trabalho em [16] foi proposto o uso de compressão distribuída para reduzir o tráfego do *fronthaul* no *uplink* da rede C-RAN. A abordagem proposta nesse trabalho consiste na otimização da compressão distribuída usando um algoritmo iterativo para atingir a taxa máxima do usuário, mantendo o tráfego gerado no *fronthaul* minimizado. Além disso, esse trabalho desenvolve um algoritmo iterativo para a descompressão e decodificação conjuntas do sinal recebido na BBU. Os resultados desse trabalho revelam que, em cenários urbanos densos e ultra-densos, o uso de compressão distribuída pode reduzir, com eficiência, a taxa no *fronthaul* e uma redução adicional pode ser obtida com operação conjunta.

Os métodos de compressão desenvolvidos para o *fronthaul*, que dependem do processamento totalmente digital no sinal, não são adequados para aplicação em cenários *Massive MIMO*, devido ao seu alto custo de implementação. Para superar este desafio, os autores em [17] propõem um esquema híbrido, analógico-digital, para compressão espacial nas RRHs. No esquema proposto, usa-se um filtro analógico que é atualizado em uma escala de tempo menor, de acordo com as estatísticas do canal. Por outro lado, esse método também utiliza um filtro digital que é atualizado rapidamente, de acordo com as informações instantâneas do estado do canal (CSI), para obter ganho de multiplexação espacial. Portanto, um algoritmo é usado para atualização, em tempo real, de ambos os filtros analógico e digital. Em seguida, cada RRH aplica a quantização escalar uniforme nos sinais e, finalmente, os sinais quantizados nos RRHs são enviados para a BBU para decodificação conjunta.

Em [18], o algoritmo *Lloyd* é proposto para melhorar a eficiência de compressão do sinal

D-RoF no *fronthaul*. Na abordagem usada nesse trabalho, o algoritmo tradicional Lloyd é usado para determinar os principais níveis de quantização e a interpolação uniforme é aplicada para calcular os níveis menores de quantização. Além disso, nesse método é usado o *Differential pulse code modulation* (DPCM) para alcançar uma melhoria de cerca de 1,4 dB na SQNR. Um *trade-off* ótimo é obtido entre a complexidade computacional e a qualidade do sinal.

Segundo os autores, o método desenvolvido reduz o ruído em até 4,8 dB, comparando com os métodos existentes, como por exemplo, PBS, μ -law e A-law. Por fim, o desempenho da transmissão, após aplicação dessa técnica, foi analisada em um enlace de 80 km de fibra ótica, transmitindo a 160 Gbps e encapsulando 64 x 100-MHz portadoras. O *EVM* relatado nesse trabalho é menor que 0.5 %.

Em [19], os autores propõem a compressão adaptativa e a codificação de canais baseados no PAM-4. Dependendo da condição do enlace óptico, os bits de quantização e as taxas de codificação de canal podem ser adaptados e dinamicamente alterados para alcançar o menor *EVM*. Ao separar bits de quantização em bits altos e bits baixos, o *overhead* da codificação pode ser diferente entre grupos, mantendo a mesma taxa de bits por portadora. Entretanto, com base na infraestrutura de *fronthaul* existente, a técnica de compressão apresentada pode melhorar significativamente a capacidade da rede, através da compressão baseada no PAM-4. As taxas de compressão relatadas nesse trabalho são entre 30 % e 68 %.

Existem casos em que a compressão do sinal é efetuada de forma conjunta, aplicando técnicas de compressão com perdas e sem perdas. Por exemplo, no trabalho apresentado em [6] os autores propõem um método de compressão ponto a ponto para os sinais LTE no *fronthaul*. Esse método é uma junção de técnicas de compressão com perdas e sem perdas e, é baseado na predição linear (LPC) e na codificação de *Huffman*. Ao invés das amostras do sinal LTE, nesse método é quantizado e transmitido o erro de predição, dado por $e[n] = x[n] - \tilde{x}[n]$, onde $x[n]$ e $\tilde{x}[n]$ representam, respectivamente, as amostras de índice n do sinal e as amostras geradas pelo preditor. No decodificador, as amostras do sinal são recuperadas usando a versão quantizada do erro de predição, $\hat{e}[n]$. Além disso, o método apresentado nesse trabalho, modifica a estrutura do LPC, inserindo *switches* no codificador e decodificador, o que ajuda a diminuir os valores máximos de $e[n]$ e reduz o ruído de quantização.

O método apresentado é considerado adequado para unidades de codificação e decodificação de baixo custo, com restrições rigorosas sobre o consumo de energia. Algumas das vantagens desse método são, o baixo custo computacional e a baixa latência.

Note que, a maioria dos trabalhos teóricos sobre compressão no *fronthaul* assumem, implicitamente, que os RRs e as BBUs são capazes de recuperar perfeitamente a sincronização temporal dos sinais em banda base, apesar de não constituir um cenário realístico.

Portanto, muitas técnicas focam apenas em comprimir o sinal. No trabalho em [20] os autores não pressupõem uma sincronização a priori, e desenvolvem um método de compressão no *fronthaul*, visando melhorar o desempenho de sincronização de tempo e fase na BBU. Nesse trabalho é analisado o impacto do erro de sincronização no desempenho do enlace.

No caso dos sistemas DRoF operando em frequência intermediária, algumas técnicas visando melhorar o desempenho da transmissão do sinal, também foram investigadas.

No trabalho em [21] os autores propõem um método de compressão baseado na técnica *Delta-Sigma Modulation* (DSM), para um sistema de transmissão IF-DRoF. A viabilidade desse método foi demonstrada experimentalmente, através da construção de um *chip* operando na frequência de 622 MHz. Assim, primeiramente foi projetada uma função de transferência do ruído de quantização, que determina a sua forma espectral, na saída do DSM. Além disso, um filtro de terceira ordem com uma taxa de sobreamostragem de 15,55 foi projetado, visando maximizar a relação sinal e ruído de quantização (SQNR).

Segundo os autores, o uso do DSM simplifica a arquitetura do sistema DRoF, permitindo a remoção de alguns blocos funcionais. Por exemplo, quando se usa o DSM, na RRH, não são necessários dispositivos ativos, como DAC, para a reconstrução de sinal analógico original, exceto um filtro passivo passa banda, levando potencialmente a uma implementação de RRH de baixa potência. Além disso, como o sistema proposto é baseado em uma arquitetura de transmissão em IF, o mesmo é capaz de fornecer funcionalidades multi-banda, sem alterar a frequência de amostragem do DSM, mas alterando a frequência do oscilador local para cada frequência de RF diferente.

O desempenho do método desenvolvido nesse trabalho foi avaliado para um sinal LTE com 10 MHz de largura de banda. A IF escolhida foi também de 10 MHz. Os resultados com esse método mostraram boa performance, apresentando baixos níveis de distorção do sinal, cerca de 2,48 % de *EVM*.

Em [22], os autores propõem o uso da técnica designada por *Tone-reservation*, para melhorar o desempenho da transmissão no sistema IF-DRoF. A técnica proposta funciona da seguinte maneira: após a modulação do sinal em banda base, diversas portadoras em IF são multiplexadas e o sinal resultante passa pelo processamento com *tone-reservation*, antes da conversão para o domínio analógico. Assim, *tone-reservation* explora uma faixa de frequências não usada, como tons reservados, para gerar um sinal de cancelamento de picos, através do *clipping* e filtragem de forma iterativa, ainda no domínio digital.

Para prevenir o reaparecimento dos picos do sinal, os autores investigam o uso das técnicas para redução da PAPR, após o *upconversion*, e procedimentos de multiplexação das portadoras IF usando *tone-reservation*. O desempenho dessa técnica foi testado para um sinal LTE-A com modulação 64 QAM, em um sistema de transmissão com 36 portadoras

IF. Como resultado, foi reportado um *EVM* de cerca de 4% numa transmissão em um enlace óptico de 20 km.

Embora algumas técnicas permitam melhorar o desempenho da transmissão do sinal, por exemplo, através da simplificação da arquitetura, ainda são poucos os trabalhos encontrados na literatura, que efetuam o processamento do sinal, específico para compressão, nos sistemas DRoF operando em frequência intermediária ou em radiofrequência. Na maioria dos casos, a compressão do sinal nesses sistemas é tipicamente baseada na quantização direta, que consiste na redução abrupta da resolução do quantizador, o que provoca níveis elevados de ruído de quantização. Por exemplo, no trabalho em [23] é mostrado o impacto do ruído provocado pela quantização direta do sinal DRoF. Nesse trabalho é demonstrado que o ruído de quantização é a principal fonte de ruído no enlace DRoF e que o mesmo diminui exponencialmente, com o aumento da resolução do quantizador.

1.5 Contribuições da tese

Diferente da maioria dos trabalhos mencionados acima, onde o processamento do sinal é efetuado em banda base, neste trabalho o processamento é efetuado em frequência intermediária.

Portanto, a principal contribuição desta tese consiste no desenvolvimento de uma técnica de compressão adaptativa do sinal, para os sistemas de Rádio sobre Fibra Digital com transmissão em frequência intermediária.

A técnica desenvolvida efetua o ajuste dinâmico dos parâmetros que controlam o processo de compressão no *fronthaul*, através das métricas de *Channel state information* (CSI), fornecidas pelo canal sem fio.

A viabilidade do método desenvolvido foi testada experimentalmente ao longo de um enlace óptico de 20 km, a fim de avaliar se a transmissão no *fronthaul* afeta o desempenho do sinal comprimido.

1.6 Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em quatro capítulos e estruturado da seguinte forma:

Capítulo I: Compõe a parte introdutória da tese, é neste Capítulo onde é apresentada a problemática relacionada ao trabalho, a motivação e os principais desafios. Além disso, os objetivos geral e específicos do trabalho, assim como os trabalhos correlatos, são também apresentados neste capítulo.

Capítulo II: Antes da apresentação do trabalho desenvolvido nesta tese, o referencial teórico que fundamenta o trabalho é apresentado no Capítulo II. É neste capítulo onde

são encontrados os conceitos relacionados às redes baseadas na arquitetura *Centralized Radio Access Network*, rede de transporte, *fronthaul*, sinais LTE e suas características. Conceitos relacionados aos sistemas de Rádio-sobre-Fibra e suas diferentes arquiteturas de transmissão (banda base, frequência intermediária e radiofrequência), também são discutidos neste capítulo.

Capítulo III: Neste capítulo é apresentada a principal contribuição deste trabalho, o desenvolvimento do método de compressão. Uma descrição detalhada, explicando os blocos funcionais do compressor, no transmissor, e do descompressor, no receptor, é apresentada neste capítulo.

Capítulo IV: A análise dos resultados obtidos com o método de compressão desenvolvido é apresentada neste Capítulo. Esses resultados foram obtidos através de simulações computacionais e experimentos realizados em laboratório.

Capítulo V: Por fim, este capítulo apresenta as conclusões formuladas com base nos resultados alcançados neste trabalho e traz algumas propostas para atividades futuras, visando a continuação deste trabalho.

2 Referencial Teórico

2.1 Arquitetura C-RAN no contexto 4G e 5G

O tráfego nas redes móveis continua crescendo e surgem novos desafios em termos de capacidade para suporte, simultâneo, do tráfego de altas taxas e uma enorme quantidade de dispositivos conectados. Segundo o estudo apresentado em [8], a previsão é de que haverá cerca de 8,9 bilhões de assinaturas móveis até o final do ano de 2024. Portanto, os sistemas 5G precisam enfrentar esses desafios. Atualmente, provedores de telefonia móvel apostam na densificação de células, visando ampliar a cobertura do sinal. No entanto, essa densificação ocasiona o congestionamento na rede de acesso rádio (RAN), devido ao número maior de estações base a serem gerenciadas em uma área restrita [24]. Além disso, implementações mais densas trazem novos desafios no gerenciamento de interferência e coordenação intercelular. A arquitetura *Centralized Radio Access Network* (C-RAN) surge como um dos principais conceitos para as redes 4G e 5G. O C-RAN possibilita uma implementação mais econômica da densificação celular. A ideia principal por trás da arquitetura C-RAN é a substituição das estações base independentes, da tradicional arquitetura RAN, pelo processamento compartilhado e com elementos de rádio distribuídos [24]. Assim, um dos principais objetivos da arquitetura C-RAN é alcançar uma maior coordenação entre as células, dado que o gerenciamento das RRHs em uma determinada área é tratado por um único conjunto de BBUs (BBU pool), conforme ilustra a Figura 1.

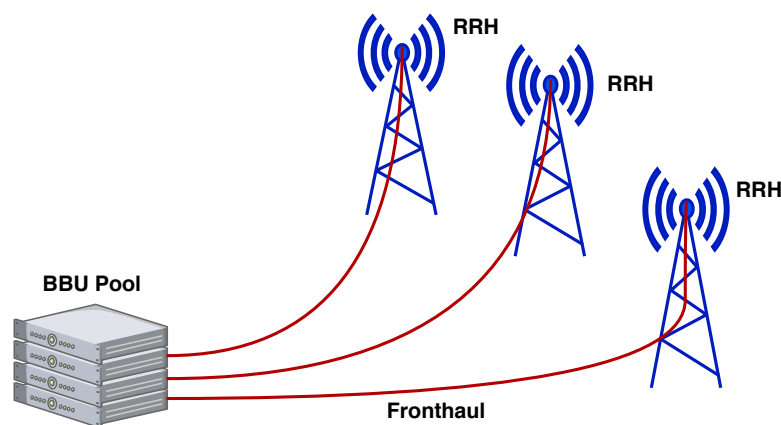


Figura 1 – Rede baseada na arquitetura C-RAN.

Uma rede baseada na arquitetura CRAN é composta por:

- Conjunto de **Baseband Units** (BBU pool), unidades de processamento do sinal em banda base, que fornecem recursos e funcionalidades de coordenação das células.

- **Remote Radio Heads (RRH)**, unidades de rádio e antenas que permitem a conexão aos equipamentos dos usuários. As RRHs são instaladas de forma distribuída em diferentes localidades da área de cobertura.
- **Rede fronthaul**, usada para permitir o tráfego de dados entre o pool de BBUs e as RRHs. A rede *fronthaul* pode ser cabeada (fibra ótica e infraestruturas de cobre) ou sem fio (enlaces de micro-ondas).

Uma vez que, o processamento do sinal na C-RAN é centralizado, as RRH's podem ser unidades relativamente simples e instaladas em larga escala. As RRH's executam funcionalidades que incluem a conversão em frequência (*uplink e downlink*), amplificação do sinal, conversão analógico-digital (AD) e vice-versa (DA). Por sua vez, as BBUs efetuam o processamento do sinal em banda base. O processamento centralizado permite que os recursos disponíveis sejam compartilhados e alocados dinamicamente para os usuários, possibilitando acomodar as variações do tráfego na rede e reduzindo o consumo de energia. Além disso, a centralização também permite a utilização de técnicas como *Coordinated Multipoint (CoMP)*, que permite coordenar a transmissão e recepção entre usuários de diferentes pontos.

O CoMP é um conjunto complexo de técnicas que permite a coordenação dinâmica de transmissão e recepção do sinal, sobre uma variedade de estações base. Assim, o CoMP visa, principalmente, a redução de interferências intercelulares, particularmente nas bordas da célula, mas também pode ser usado para melhorar a cobertura e a utilização da rede, bem como a qualidade da experiência do usuário (QoE). As técnicas CoMP permitem utilizar a interferência construtivamente para reduzir os níveis de interferência nos terminais do UE. Os principais benefícios do CoMP são [25]:

- Melhor utilização da rede através das conexões simultâneas entre várias estações base e transmissão de sinal através da estação base com a menor carga.
- Gerenciamento de interferência, que consiste em transformar a interferência em um sinal útil. Além disso, o *Beamforming*⁴ permite o direcionamento da interferência para o espaço nulo de um determinado UE. Esse direcionamento depende da seleção apropriada dos pesos.
- Melhor experiência do usuário fornecida pela recepção conjunta de várias estações base. Assim, melhora a potência recebida no UE e, conseqüentemente, aumenta a taxa de transferência de dados.

⁴ Técnica de processamento do sinal usada para transmissão e recepção direcionais. Essa técnica é também designada por filtragem espacial.

- Maior capacidade devido à comunicação cooperativa e a diversidade do sistema. Especificamente, a transmissão conjunta pode melhorar a classificação do canal, o que resulta na maior capacidade.

Na rede *fronthaul* podem ser considerados diferentes meios de transmissão como: cabos de cobre, fibra óptica e comunicação por micro-ondas. No caso do *fronthaul* baseado em fibra óptica, as RRH's são interligadas às BBU's localizadas na central de processamento, através das tecnologias de Rádio sobre Fibra Analógico (ARoF) ou Digital (DRoF). Protocolos como *Common Public Radio Interface* (CPRI) ou *Open Base Station Architecture Initiative* (OBSAI) são usados nos sistemas RoF. CPRI e OBSAI diferem na forma como a informação é transmitida. O protocolo CPRI é uma interface de linha serial que transmite dados de taxa de bits constante (CBR), através de um canal dedicado. Por outro lado, o protocolo OBSAI usa uma interface de transmissão baseada em pacotes. Entretanto, os métodos de mapeamento do CPRI são mais eficientes do que o OBSAI [26] e a maioria dos provedores opta pela implementação do CPRI em seus equipamentos.

Uma versão mais atual do protocolo CPRI foi lançada recentemente. Essa versão é designada por *enhanced CPRI* (eCPRI) [27]. O eCPRI permite reduzir as exigências da taxa de dados no *fronthaul*, através de uma decomposição funcional flexível na camada física. Por isso, a especificação eCPRI permite maior eficiência para atender às necessidades previstas para os sistemas 5G.

Existem várias opções de tecnologias viáveis para o transporte de dados *fronthaul*. Fatores como latência, distância e custo de transmissão, devem influenciar para escolha da tecnologia adequada. Algumas dessas tecnologias são listadas abaixo [28]:

1. **Fibra dedicada**

Tecnologia considerada atrativa para cenários onde existe grande infraestrutura de fibra instalada. Entretanto, o custo da implantação de novas infraestruturas de fibra e a sua manutenção, caso necessário, pode ser elevado, limitando a aplicabilidade desta opção.

2. ***Optical Transport Network* (OTN)**

Esta tecnologia apresenta métodos de correção de erro (FEC), o que permite estender o comprimento do enlace óptico. Porém, os recursos da OTN podem aumentar a latência na transmissão.

3. ***Passive Optical Network* (PON)**

PON é uma tecnologia considerada atraente para o transporte de sinais CPRI em áreas de alto tráfego, com cenários de *small cells*, como é o caso dos centros urbanos. Entretanto, a PON é considerada vulnerável à latência e perda de potência, devido

à necessidade de uso de *splitters*, para separar e coletar sinais ópticos.

4. Microondas

O transporte de sinais por microondas pode suportar alguns subconjuntos das opções de taxa de bits do protocolo CPRI. Assim, esta tecnologia pode ser aplicada para cenários com distâncias curtas, até 1 km.

5. CPRI over Ethernet (CoE)

O uso do *Ethernet* para encapsular e transportar o dados CPRI entre BBU's e RRH's apresenta custos significativos. Neste caso, os dados CPRI não são enviados de forma contínua na rede *fronthaul*, mas como *frames* discretos *Ethernet*. Assim, para atender os requisitos de *jitter* e latência, o CoE exige enlaces *Ethernet* dedicados.

6. Wavelength-based systems

A multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM) oferece uma boa combinação de características para o transporte do CPRI. Particularmente, WDM suporta atrasos baixos de propagação e dados elevados. Portanto, WDM é uma escolha econômica, tanto no custo dos equipamentos, como no uso de recursos de fibra.

O uso da arquitetura C-RAN traz vantagens sob ponto de vista da eficiência energética, redução do OPEX ⁵ e CAPEX ⁶, aumento da capacidade e eficiência espectral, adaptabilidade ao tráfego não uniforme e permite a extensibilidade da rede. Outras vantagens do C-RAN incluem a capacidade de reunir recursos, reutilizar a infraestrutura, simplificar as operações e o gerenciamento da rede. Além disso, a integração do *Software Defined Network* (SDN) com o C-RAN permite novas aplicações de software e inteligência na rede. Assim, a arquitetura C-RAN facilita o *design* de topologias de rede flexíveis [25] [26].

2.1.1 Desafios para implantação do CRAN

A ideia inicial do C-RAN é a centralização, que visa mover todas as BBUs das estações base para um local comum. Dentre várias vantagens, isso proporciona economia de energia para resfriamento dos equipamentos. Atualmente, o conceito C-RAN inclui a “cloudificação”, que consiste na substituição das BBUs em *hardware* por BBUs baseadas em *software*, o que permite a execução dessas BBUs em máquinas virtuais através do uso de servidores comerciais. Conforme mencionado acima, o protocolo mais usado na rede *fronthaul* é o CPRI. Entretanto, o CPRI foi inicialmente projetado para operar em

⁵ Despesas operacionais, ex: consumo de energia nas estações base

⁶ Despesas com bens de capital, ex: equipamentos para expansão da rede

enlaces óptico entre BBU e RRH na arquitetura RAN, distribuída, onde a distância de separação entre as BBUs e RRHs era tipicamente menor. Com o C-RAN, a distância entre a BBU e RRH pode ser de até 20 km [24], o que introduz requisitos mais rigorosos para a transmissão do sinal. Esses requisitos incluem o retardo da comunicação (latência) e atenuação de potência óptica, fazendo com que a escolha da tecnologia de distribuição óptica adequada seja crítica. Portanto, além da latência, da atenuação da potência óptica e a escolha do protocolo de comunicação, outros desafios para implantação da rede *fronthaul* são:

- **Heterogeneidade** - esse desafio se deve ao fato de que as interfaces do *fronthaul* podem ser compostas por uma mistura de enlaces de fibra, microondas e cobre. Portanto, há uma necessidade de estratégias de integração eficiente dessas infraestruturas.
- **Segurança** - os sistemas baseados em SDN necessitam de um nível de segurança muito alto, uma vez que se espera o aumento dos ataques, devido à implementação das funcionalidades de rede em um ambiente virtualizado.
- **Controlador SDN** - gerenciamento do plano de controle da rede, levando em consideração um sistema de acesso por rádio, composto por várias estações base.

2.2 Sistemas de Rádio-sobre-Fibra

Para uma implantação eficaz de um sistema baseado na arquitetura C-RAN, a rede *fronthaul* deve garantir uma alta capacidade para o transporte de dados. Além disso, requisitos que garantam uma latência suficientemente baixa devem ser verificados [29]. Sob ponto de vista da capacidade, a fibra óptica é o meio de transmissão mais indicado para implementação da rede *fronthaul*. Além disso, a fibra fornece uma baixa atenuação do sinal e, uma blindagem eletromagnética, que minimiza as interferências, comparando com outros meios de transmissão como cabos de cobre e micro-ondas. A implementação do *fronthaul* através de uma infraestrutura de fibra óptica é baseada nos sistemas de Rádio-sobre-Fibra (RoF).

Os sistemas de Rádio-sobre-Fibra permitem simplificar a configuração e reduzir o custo das terminações rádio das redes sem fio. Nesses sistemas, portadoras ópticas podem ser moduladas por sinais de rádio analógicos ou digitais. Portanto, os sistemas de Rádio-sobre-Fibra podem ser analógicos (ARoF) ou digitais (DRoF) [28].

O sistema RoF, Figura 2, consiste de componentes para conversão eletro-ótica (E/O) e óptico-elétrica (O/E), além de uma fibra óptica como o meio transmissão. Os sistemas de rádio sobre fibra apresentam várias vantagens em relação aos sistemas de transmissão baseados nos cabos coaxiais ou sem fio. Algumas dessas vantagens são a baixa atenuação do canal, alta capacidade de transmissão, flexibilidade e alocação dinâmica de recursos.

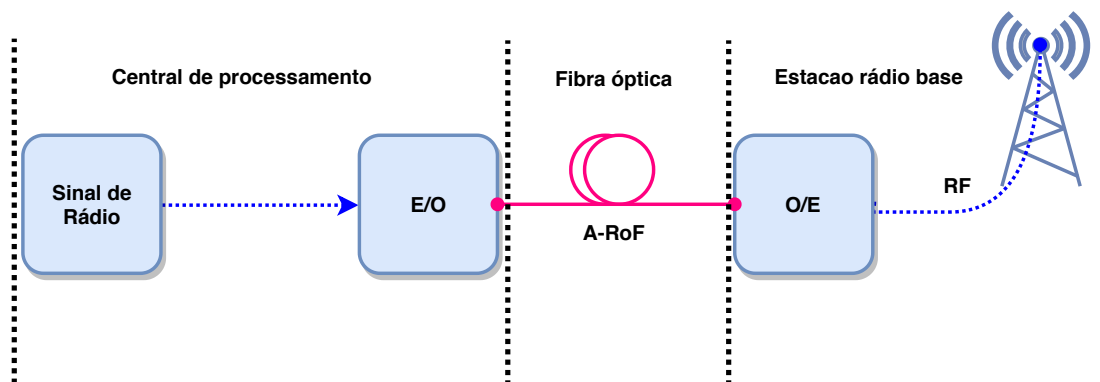


Figura 2 – Sistema de Rádio sobre Fibra (RoF).

O desempenho de um sistema RoF depende de várias figuras de mérito que precisam ser verificadas em cada subsistema, central de processamento, enlace de fibra óptica e a estação base. Destacam-se, neste caso [30]:

- **Custo e Simplicidade** - seleção das tecnologias apropriadas para cada subsistema visando reduzir o OPEX e CAPEX.
- **Frequência e largura de banda** - Cada subsistema de um sistema RoF deve ser projetado para atender os requisitos da frequência de operação e largura de banda.
- **Potência de saída de RF e potência de sinal** – no sistema RoF a portadora do sinal do rádio, que depende da potência disponível na BS, pode auxiliar o terminal móvel no processo de *downconversion*, evitando o uso de osciladores locais de alta frequência.
- **Integridade da transmissão** - nível de degradação do sinal, geralmente medida como BER e EVM.
- **Escalabilidade** – aumento da capacidade do sistema, cobertura e os serviços dentro da rede, para atender a demanda dos usuários, sem aumento significativo de custos.
- **Consumo de energia** - figura de mérito importante numa rede, que pode ser expressa pelo consumo de energia por usuário em relação à taxa média de acesso (Watts/Mbps).
- **Confiabilidade e Disponibilidade** - A confiabilidade indica a qualidade com que a rede transporta de tráfego, é definida como a probabilidade de existir um caminho funcional entre um determinado par de entidades. Por outro lado, a disponibilidade é o nível de desempenho operacional alcançado durante um período de tempo. Geralmente é expresso como a percentagem de tempo em que o sistema está operacional.

2.2.1 Radio-sobre-Fibra Analógico

O sinal analógico transmitido através da fibra óptica pode ser um sinal em frequência de rádio (RF), frequência intermediária (IF) ou sinal em banda base (BB). No sistema de Rádio-sobre-Fibra analógico, o sinal elétrico modula diretamente a portadora óptica, usando uma modulação direta ou externa. Apesar de simplificar o *design* da BS, o sistemas ARoF é suscetível à dispersão cromática das fibras, o que limita severamente a distância de transmissão. Além disso, ARoF exige técnicas de modulação e detecção óptica de alta velocidade [31]. A Figura 3 mostra um sistema ARoF com transmissão em IF ou RF.

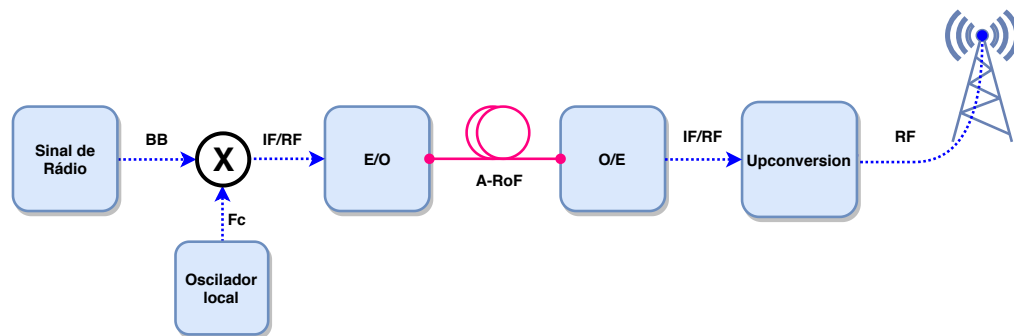


Figura 3 – Rádio sobre Fibra analógico(A-RoF).

Note que no caso da transmissão em IF, a BS necessita de osciladores locais para a conversão do sinal em frequência para RF (*upconversion*), antes da transmissão pela antena. Se a transmissão do sinal de rádio ocorrer no domínio de RF, o *upconversion* torna-se desnecessário, tornando a BS mais simples.

Por outro lado, apesar dos efeitos, como por exemplo, a dispersão cromática serem desprezíveis, a transmissão do sinal em BB implica uma maior complexidade da BS pois, parte do processamento do sinal permanece na mesma.

A transmissão de sinais analógicos requer um enlace óptico de alto desempenho, em termos de linearidade. Além disso, existem várias distorções decorrentes das características não-lineares e das limitações de resposta de frequência associadas ao laser ou ao modulador externo, bem como ao efeito da dispersão de fibras [31].

2.2.2 Radio-sobre-Fibra Digital

Para mitigar as restrições de linearidade dos componentes ópticos, uma alternativa para transmissão do sinal no *fronthaul* é o sistema de Rádio sobre Fibra Digital. A tecnologia DRoF é considerada uma alternativa eficiente, principalmente nos casos onde a distorção e a sensibilidade fraca impedem a transmissão analógica em condições de maior ruído e de não linearidades. A realização do sistema DRoF depende bastante do desempenho das funcionalidades do processamento digital do sinal (DSP). Particularmente, essas funcionalidades dependem do desempenho dos conversores ADC e DAC. Nesse caso, o

o sinal pode ser bastante impactado pelo ruído de quantização, dependendo da resolução do quantizador. Portanto, para minimizar o impacto da distorção causada pela quantização, o sinal transmitido precisa ser representado por uma quantidade de bits maior, de tal modo que, a eficiência da largura de banda de um sistema DRoF pode ser muito menor que a de um sistema ARoF. Assim como o ARoF, no DRoF o sinal pode ser transmitido em BB, IF e em RF [7].

2.2.2.1 Radio-sobre-Fibra Digital em Banda Base

Conforme mostra a Figura 4, para a transmissão do sinal digital em BB, o sistema DRoF é basicamente constituído por um modulador e um demodulador I/Q digitais, um par de transceptores ópticos e um enlace de fibra ótica. Além disso, o sistema é composto por dois conversores ADC/DAC, dois conversores de frequência (*up-converter* e um *down-converter*).

Para o sentido de transmissão de *downlink*, o modulador I/Q digital gera o sinal digital em banda base, a partir dos dados de *payload*⁷, na BBU. O sinal I/Q gerado modula uma portadora ótica usando um conversor E/O, no transceptor. Assim, o sinal DRoF gerado em banda base é transmitido através do enlace de fibra.

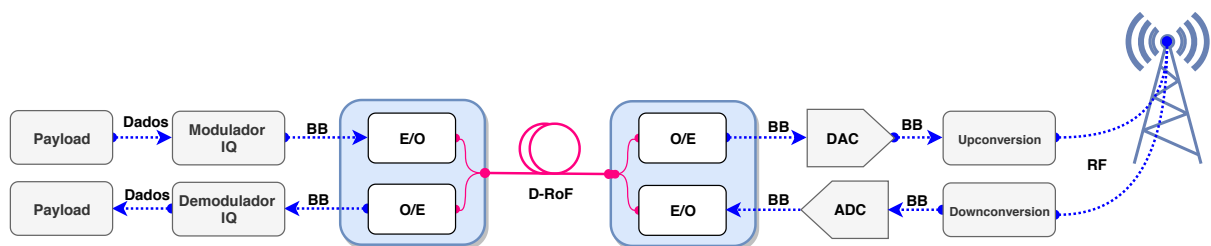


Figura 4 – Sistema D-RoF com transmissão em BB.

Na BS, o sinal DRoF recebido é detectado através de um conversor O/E e é convertido pelo DAC, para gerar o sinal I/Q em banda base desejado. Em seguida, o sinal de *downlink* é convertido (*upconversion*) para uma frequência de RF desejada.

Para o caso do *uplink*, o sinal de RF recebido na RRH passa, primeiro, por um processo de *downconversion*, para geração do sinal I/Q em banda base. Em seguida, o sinal em banda base é digitalizado, através de um conversor ADC. Após a digitalização o sinal modula a portadora ótica usando o conversor E/O, gerando, novamente, um sinal DRoF que é transmitido pelo enlace óptico. Após a detecção do sinal, na BBU, através do conversor O/E, o sinal elétrico detectado passa por um demodulador I/Q digital para recuperar os dados de *payload* de uplink.

⁷ Termo usado na computação para designar a parte dos dados transmitidos que representam a mensagem real que se pretende transmitir

2.2.2.2 Radio-sobre-Fibra Digital em Frequência Intermediária

No caso da transmissão do sinal em IF, conforme mostrado na Figura 5, o sistema DRoF é constituído por um modulador e um demodulador digitais em IF, um par de transceptores ópticos, um enlace de fibra óptica. Na estação base, o sistema é constituído por um DAC, um ADC, além de um *upconverter* (IF para RF) e um *downconverter* (RF para IF).

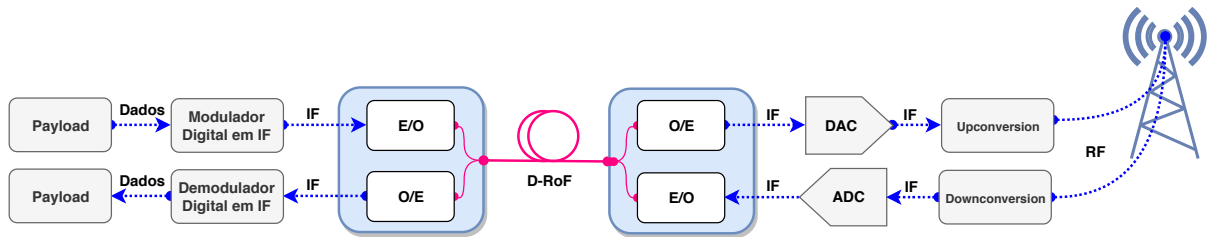


Figura 5 – Sistema D-RoF com transmissão em IF.

Para o sentido de transmissão de *downlink*, uma portadora elétrica na faixa de IF digitalizada é gerada por um modulador IF digital e modulada pelos dados de *payload*, na BBU. Por sua vez, o sinal em IF modula uma portadora ótica no conversor E/O, gerando o sinal DRoF na faixa de IF, que é transmitido através do enlace óptico. Na RRH, o sinal DRoF recebido é detectado usando um conversor O/E no transceptor óptico. Em seguida, o sinal elétrico detectado é convertido através de um DAC, para gerar o sinal IF de *downlink*.

Para o *uplink*, o sinal de RF do UE, recebido na BS, é convertido em frequência para uma IF e digitalizado através de um ADC. Em seguida, o sinal em IF digitalizado modula uma portadora ótica, usando um conversor de E/O no transceptor. Assim, o sinal DRoF gerado é transmitido através de um enlace óptico para a central. Na BBU, o sinal DRoF de *uplink* recebido é detectado usando outro conversor O/E e é demodulado usando o demodulador IF digital, para recuperar os dados de *payload* de *uplink*.

2.2.2.3 Radio-sobre-Fibra Digital em Rádiofrequência

No caso da transmissão do sinal de rádio frequência, conforme ilustrado na Figura 6, o sistema DRoF consiste em um modulador e um demodulador da faixa de RF digital, um par de transceptores ópticos e um enlace de fibra ótica. Na BS o sistema possui um DAC e um ADC.

Para transmissão de *downlink*, uma portadora elétrica de RF é gerada e modulada pelos dados, usando o modulador de RF digital na BBU.

Por sua vez, o sinal digital em RF modula uma portadora ótica usando um conversor E/O, gerando um sinal DRoF em RF, que é transmitido através do enlace óptico. No RRH,

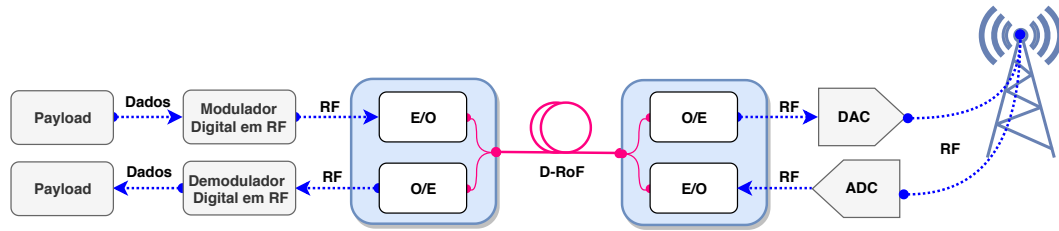


Figura 6 – Sistema D-RoF com transmissão em RF.

o sinal DRoF é detectado usando um conversor O/E no transceptor óptico e é convertido pelo DAC, para gerar o sinal eléctrico de *downlink*.

No *uplink*, o sinal de RF recebido pelo RRH é digitalizado pelo ADC e, em seguida, transmitido através do enlace de fibra. Na BBU, o sinal DRoF recebido é detectado pelo conversor O/E. O sinal eléctrico detectado é demodulado para recuperação dos dados de *payload* de *uplink*.

Embora os sistemas DRoF em radiofrequência permitam a simplificação da estação rádio base, através do deslocamento da maior parte do processamento do sinal para a central, esses sistemas apresenta um desafio maior, devido ao aumento das taxas de transmissão na rede *fronthaul* e, principalmente, pela necessidade de uso de ADCs e DACs com altas taxas de amostragem [32]. Para lidar com essa limitação, foram introduzidas técnicas de amostragem do sinal em banda passante, que permitem amostrar o sinal com taxas menores, proporcionando maior redução de custos e maior flexibilidade do sistema. Além disso, a amostragem em banda passante reduz a complexidade do sistema e realiza o *downconversion* do sinal, de uma forma direta, eliminando a necessidade de uso de osciladores locais [32].

2.3 Sinais LTE

Long Term Evolution (LTE) refere-se a evolução dos sistemas *Universal Mobile Telecommunications* (UMTS), desenvolvido e padronizado pelo *Third Generation Partnership Project* (3GPP). Como padrão de transmissão de rádio, o LTE foi desenvolvido para fornecer uma flexibilidade no espectro. Por exemplo, sinais com larguras de banda até 20 MHz são suportados por portadoras de até cerca de 3 GHz. Além disso, o LTE foi desenvolvido para suportar o espectro pareado *Frequency Division Duplex* (FDD) e não pareado *Time Division Duplex* (TDD). Inicialmente, o desenvolvimento do LTE tinha como principal foco as redes macro com células relativamente maiores. Entretanto, a evolução do LTE deve suportar cenário de densificação, *small cells* e redes heterogêneas, visando prover maior capacidade e permitir tráfego de altas taxas de dados [33].

2.3.1 Sinal LTE no *downlink*

O sistema LTE usa *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) como formato básico para a modulação do sinal no *downlink*. O OFDM é um esquema de modulação por multi-portadoras que subdivide a largura de banda do canal disponível, em vários sub-canais paralelos. Portanto, sob condições ideais, a largura de banda dos sub-canais é tal forma que, cada um, não é seletivo em frequência, isto é, apresenta um ganho plano, espectralmente. Essa propriedade facilita ao receptor compensar os ganhos de cada subcanal individualmente, no domínio da frequência [34] [35].

No OFDM, os sub-canais estreitos são sobrepostos ortogonalmente, o que evita a necessidade de separar as portadoras por meio de bandas de proteção. Isso torna o OFDM espectralmente eficiente. O espaçamento entre os sub-canais no OFDM é de tal forma que eles podem ser perfeitamente separados no receptor. Isso permite uma implementação de receptor de baixa complexidade, que torna o OFDM atrativo para transmissão de dados em altas taxas, como é o caso do *downlink* do LTE.

A Figura 7 (fonte: [35]) ilustra um diagrama de um transmissor baseado em um sistema OFDM.

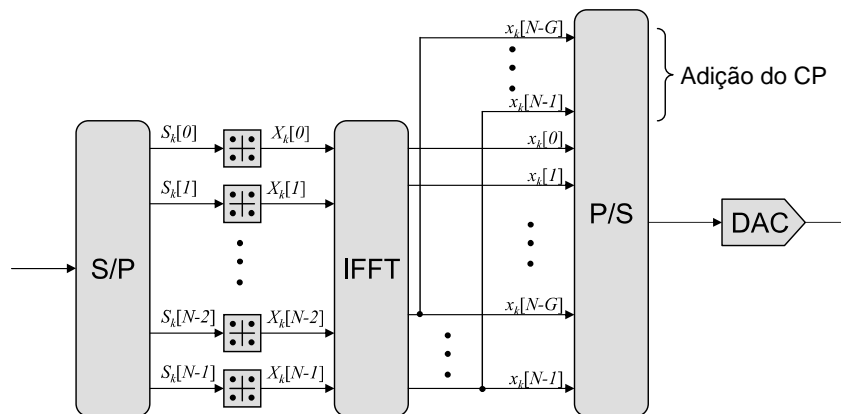


Figura 7 – Transmissor de um sistema OFDM.

Nesse sistema, um *stream* de dados serial é coletado e paralelizado no bloco S/P, gerando blocos de dados $S_k = S_k[0], S_k[1], S_k[2], \dots, S_k[M - 1]^T$, de dimensão M . O k denota o índice do símbolo OFDM. Os blocos paralelos de dados são modulados separadamente usando o *QAM* de diferentes níveis (*QPSK*, *16QAM*, *64QAM* ou *256QAM*), dependendo da SNR de cada subportadora que irá transportar os dados. Assim, algumas subportadoras podem carregar mais dados que outras. A modulação desses blocos gera um símbolo de dados, que é um vetor complexo $X_k = X_k[0], X_k[1], X_k[2], \dots, X_k[M - 1]^T$. Portanto, o símbolo gerado, quando passa por uma operação de *IFFT*, resulta na geração de amostras do sinal OFDM (x_k), no domínio do tempo.

A transmissão do sinal através de um canal rico em multi-percursos, como é o caso

do canal sem fio, pode causar interferência entre símbolos (ISI), que provoca distorção do sinal. Nesse caso, os símbolos adjacentes se sobrepõem uns aos outros. Portanto, no OFDM, um período de guarda designado por prefixo cíclico (CP) é inserido no início de cada símbolo, para controlar o impacto da ISI. O CP é gerado através da duplicação das últimas G amostras do símbolo x_k e anexando-as no seu início. Assim, após a inserção do CP, o símbolo passa por uma conversão paralelo-série (P/S), é convertido para o domínio analógico através do DAC e transmitido pelo canal.

No receptor deve ser efetuada toda a operação inversa, de modo a se recuperar o *stream* de dados. O esquema de recepção de um sistema OFDM é mostrado na Figura 8 (fonte: [35]).

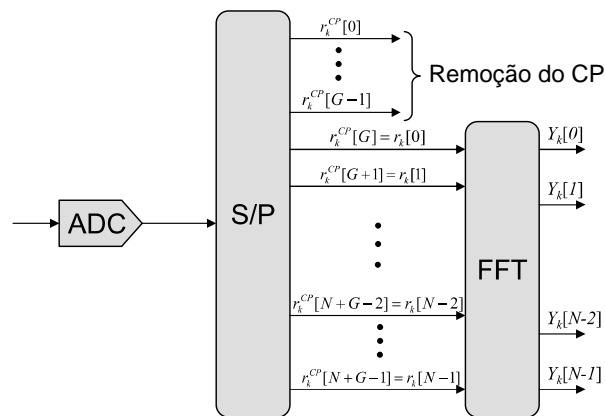


Figura 8 – Receptor de um sistema OFDM.

Nesse caso, o sinal recebido é convertido para o domínio digital pelo ADC, é retirado o CP, antes de passar pela operação de *FFT*, para a recuperação dos símbolos no domínio da frequência. Etapas subsequentes, como é o caso da demodulação dos símbolos, devem ser efetuadas, possibilitando a recuperação do *stream* inicialmente transmitido. A Tabela 1 mostra os parâmetros usado na camada física para transmissão do *downlink* do LTE.

2.3.2 Peak-to-Average Power Ratio

As amostras do sinal OFDM apresenta uma variação de amplitudes que segue uma distribuição Gaussiana. Os amplificadores de potência práticos, nos transmissores de RF, são lineares apenas dentro de uma faixa dinâmica limitada. Assim, é provável que o sinal OFDM sofra de distorção não linear causadas pelo *clipping* na entrada do amplificador. Isso dá origem a emissões espúrias fora de banda do sinal. Para evitar essa distorção, é necessário o uso de amplificadores e transmissores de alto custo. Além disso, o sinal gerado por um sistema OFDM possui uma maior *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) quando comparado a um sistema de portadora única. A PAPR de um símbolo OFDM é definida

Tabela 1 – Parâmetros da camada física para o downlink do LTE

Parâmetro	Valor					
Largura de banda do canal (MHz)	1,25	2,5	5	10	15	20
Duração do frame	10 ms					
Duração do subframe	1 ms					
Espaçamento entre as subportadoras	15 KHz					
Pontos da FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Subportadores ocupadas	76	151	301	601	901	1201
Subportadoras de guarda	52	105	211	423	635	847
Número de resource blocks	6	12	25	50	75	100
Banda ocupada no canal (MHz)	1,140	2,265	4,515	9,015	13,515	18,015
Eficiência espectral (%)	77,1	90	90	90	90	90
Símbolos por subframe	7 (CP normal) 6 (CP longo)					
Prefixo cíclico normal	5,2 μ s primeiro símbolo 4,69 μ s outros símbolos					
Prefixo cíclico longo	16,67 μ s todos símbolos					

como o quadrado da amplitude do pico dividido pela potência média, conforme a Equação 2.1.

$$PAPR = \frac{\max_n[|x(n)|^2]}{E[|x(n)|^2]} \quad (2.1)$$

Existem técnicas desenvolvidas para a redução da PAPR. Algumas, como é o caso das técnicas designadas por *selected mapping* e técnicas baseadas em *codeword selection* são consideradas ineficientes e incompatíveis, respectivamente, para o contexto do LTE [35]. Entretanto, a PAPR pode ser reduzida no sinal LTE através de técnicas baseadas no *clipping* e filtragem do sinal. Nesse caso, o sinal precisa passar, primeiro, por um processo de sobreamostragem e por uma *IFFT* mais longa, para prevenir a emissão fora de banda.

Outros exemplos de técnicas para redução da PAPR usando processamento do sinal em sistemas de transmissão por multi-portadoras são: *Partial transmit sequence*, *Selected mapping*, *Interleaving*, *Tone injection*, *Active constellation extension* [36].

2.3.3 Sinal LTE no *uplink*

O problema com a PAPR é mais preocupante no *uplink*, uma vez que a eficiência do amplificador de potência é crítica, devido à limitação da energia da bateria em um terminal móvel. Assim, o LTE usa *Single Carrier FDMA* (SC-FDMA) com prefixo cíclico no *uplink*, o que reduz o PAPR, pois há apenas uma única portadora. O SC-OFDMA é implementado através de uma *Discrete Fourier Transform Spread* (DFTS), que é usada para multiplexar a transmissão *uplink* em blocos específicos de frequência, dentro da banda disponível. Alguns desafios para implementação do *uplink* do LTE são [33] [35] [37]:

- Transmissão *uplink* ortogonal para diferentes UE, para minimizar a interferência intracelular e maximizar a capacidade.
- Flexibilidade para suportar uma ampla faixa de dados, permitindo que essas taxas sejam adaptadas ao SINR .
- PAPR suficientemente baixa na forma de onda transmitida, para evitar custos excessivos, tamanho e consumo de energia do Amplificador de Potência no UE.
- Capacidade de explorar a diversidade de frequência oferecida pelo canal banda larga, mesmo quando transmitindo a baixas taxas de dados.
- Suporte para técnicas avançadas de múltiplas antenas, para explorar a diversidade espacial e melhorar a capacidade de *uplink*.
- Suporte para escalonamento seletivo em frequência.

SC-FDMA também divide a largura de banda de transmissão em múltiplas subportadoras paralelas. Entretanto, diferente do OFDM, usado no *downlink*, onde os símbolos de dados modulam, diretamente, cada subportadora de forma independente, no SC-FDMA o sinal modulado, em cada subportadora, é uma combinação linear de todos os símbolos de dados transmitidos simultaneamente. Assim, em cada período de símbolo, todas as subportadoras transmitidas de um sinal SC-FDMA transportam um componente de cada símbolo de dados modulados. Isso resulta em uma PAPR significativamente menor que no caso do OFDM [35]. A Tabela 2 mostra os parâmetros usados na camada física para transmissão do *uplink* do LTE.

Tabela 2 – Parâmetros da camada física para o uplink do LTE

Parâmetro	Valor	Descrição
Duração do subframe	1 ms	
Duração do slot	0,5 ms	
Espaçamento das subportadoras	15 KHz	
Duração do símbolo SC-FDMA	66,67 μ s	
Prefixo cíclico	Normal	5,2 μ s primeiro símbolo
		4,69 μ s outros símbolos
	Longo	16,67 μ s todos símbolos
Número de símbolos por slot	7 (CP normal)	
	6 (CP normal)	
Nr. de subportadoras por RB	12	

2.3.4 Redundâncias no sinal LTE

Para superar os efeitos do canal sem fio, variante no tempo, o sinal LTE usa técnicas que aumentam a sua robustez. Além da inserção do CP, o sinal LTE é sobre-amostrado, isto é, a taxa de amostragem do sinal LTE é muito alta, dependendo da largura de banda do sinal, conforme mostrado na Tabela 3. Geralmente o fator de usado para a sobre-amostragem do sinal LTE é de cerca de 1.7 [38].

Tabela 3 – Amostragem do sinal LTE

Largura de banda (MHz)	1,4	3	5	10	15	20
Frequência de amostragem (MHz)	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72
Número de amostras por slot	960	1920	3840	7680	11520	15360

O sinal LTE em banda base possui duas componentes, uma em fase (I) e outra em quadratura (Q). Para permitir uma melhor representação no quantizador, cada amostra do sinal LTE é representada com uma resolução de 15 bits para cada componente, o que totaliza 30 bits por cada amostra complexa. Portanto, a inserção do CP, a sobre-amostragem e a alta resolução na quantização, fazem com que o sinal LTE apresente várias redundâncias que podem ser exploradas no processo da compressão.

2.3.5 *Feedback* e adaptação do enlace no LTE

Os sistemas LTE têm a capacidade de ajustar o esquema de modulação e a taxa de codificação para a correção de erros, de acordo com a qualidade do enlace de rádio.

No LTE, o UE pode ser configurado para relatar as informações do *Channel Quality Indicator* (CQI), auxiliando o *eNodeB* a selecionar o esquema de modulação e codificação (MCS) apropriado para usar nas transmissões de *downlink*. Os relatórios CQI são derivados da qualidade do sinal recebido, normalmente com base nas medições dos sinais de referência.

Para a transmissão no sentido de *downlink*, a estação base geralmente seleciona a modulação e taxa de codificação, dependendo da previsão das condições do canal. As informações sobre essa previsão são fornecidas como um *feedback*, através do (CQI) transmitido pelo UE no canal de *uplink*. E, para a transmissão no sentido do *uplink*, o processo de adaptação do enlace é semelhante ao *dowlink*, com a estação base fornecendo o *feedback* [39].

Tabela 4 – Tabela do CQI no LTE.

Índice de CQI	Modulação	Code rate x 1024	Eficiência
0	-	-	-
1	QPSK	78	0,1523
2	QPSK	120	0,2344
3	QPSK	193	0,3770
4	QPSK	308	0,6016
5	QPSK	449	0,8770
6	QPSK	602	1,1758
7	16 QAM	378	1,4766
8	16 QAM	490	1,9141
9	16 QAM	616	2,4063
10	64 QAM	466	2,7305
11	64 QAM	567	3,3223
12	64 QAM	666	3,9023
13	64 QAM	772	4,5234
14	64 QAM	873	5,1152
15	64 QAM	948	5,5547

A Tabela 4 [40] mostra o MCS que pode ser reportado pelo CQI. Note que quando o CQI reporta valores menores para a qualidade do canal, esquemas de modulação mais robustos são recomendados, como o QPSK. Por outro lado, quando o CQI reporta valores maiores, podem ser usadas modulações menos robustas, como é o caso de 64 QAM ou 256 QAM.

A informação recebida pelo *eNodeB* leva em consideração as características do receptor do UE, e não apenas a qualidade do enlace de transmissão. Portanto, um UE projetado com algoritmos avançados de processamento de sinais, com técnicas de cancelamento de interferência, pode reportar uma qualidade de canal mais alta e, dependendo das características do escalonador de recursos da *eNodeB*, pode receber uma taxa de dados mais alta.

2.4 Companding e Quantização do sinal

A quantização é um processo que consiste na discretização das amplitudes de um sinal analógico, atribuindo uma faixa de valores finitos. Na conversão analógico/digital,

a quantização sucede o processo de amostragem do sinal. O quantizador do sinal pode ser modelado através da adição de um sinal de erro, $e(n)$, aleatório e uniformemente distribuído, ao sinal original $X(n)$, de acordo com a Equação 2.2. [41].

$$\hat{X}(n) = X(n) + e(n) \quad (2.2)$$

onde, $\hat{X}(n)$ é o sinal quantizado, $X(n)$ é o sinal de entrada no quantizador e $e(n)$ é a diferença entre $\hat{X}(n)$ e $X(n)$, designado por erro de quantização.

Este modelo linear para o quantizador só é válido quando a amplitude do sinal de entrada apresentar uma ampla faixa dinâmica e o erro de quantização $e(n)$ não for correlacionado com o sinal de entrada $X(n)$.

A quantização é um processo não linear que particiona a faixa de amplitudes do sinal em vários subespaços e representa todos os valores em cada subespaço por um único valor. Portanto, este processo introduz ruído no sinal, que é denominado ruído de quantização.

A unidade básica de quantização é designada por passo de quantização. Quando os passos de quantização possuem comprimento uniforme, a quantização é também designada uniforme.

Um sistema que possui Q níveis de quantização, igualmente espaçados, o ruído de quantização é igual para todas as magnitudes do sinal. Portanto, com a quantização uniforme, a relação sinal ruído de quantização (SQNR), dada pela Equação 2.3, tende a ser pior para os sinais com baixa magnitude, comparando com os sinais que possuem magnitude maior [42].

$$SQNR_{(dB)} = 20 \times \log_{10}(2^Q) = 20Q \times \log_{10}(2) = Q \times 6,02 \quad (2.3)$$

Por outro lado, a quantização não uniforme insere o ruído de quantização de uma forma proporcional ao sinal, isto é, a quantização não uniforme reduz o ruído para os sinais mais fracos predominantes e aumenta o ruído para os sinais fortes, que raramente ocorrem. Conseqüentemente, na quantização não uniforme observa-se uma melhora na SQNR global. Além disso, a quantização não uniforme pode ser usada para tornar a SQNR constante para todos os sinais no intervalo de entrada [42].

A ideia do quantizador não uniforme consiste em explorar a PDF Gaussiana do sinal e adaptar os níveis de quantização de acordo com a probabilidade de ocorrência das amostras do sinal. Nesse caso, mais níveis de quantização serão alocados ao centro da Gaussiana e menos níveis serão alocados às extremidades da Gaussiana.

A qualidade de um quantizador pode ser medida pela comparação entre o sinal original $X(n)$ e o sinal resultante $\hat{X}(n)$, após passar pelo quantizador. Assim, uma medida de distorção é definida e, geralmente, usa-se o valor médio quadrático (MSE), que é a energia

ou potência média do ruído de quantização [43], conforme a Equação 2.4.

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (X(n) - \hat{X}(n))^2 \quad (2.4)$$

onde N é o número de amostras do sinal, X_i é o sinal de entrada no quantizador e Q_i é o sinal quantizado.

Uma forma de se obter a quantização não uniforme é através de uso de quantizadores não uniformes. Entretanto, a quantização não uniforme pode ser também alcançada através da pré-distorção do sinal original através de técnicas de compressão logarítmica, por exemplo, e posteriormente, usando um quantizador uniforme. A compressão logarítmica altera efetivamente a distribuição das amplitudes do sinal de entrada, de modo que não haja uma preponderância de sinais de baixa magnitude na saída do compressor. Após a compressão logarítmica, o sinal distorcido é usado como entrada para um quantizador uniforme [42] e, em seguida, transmitido.

No receptor, uma compressão logarítmica inversa (expansão) é aplicada, visando a recuperação do sinal original. Este processo de compressão e expansão do sinal é designado por *companding*.

Companding é uma técnica que permite a distorção do sinal antes da quantização e transmissão. Essa técnica também permite a expansão do sinal após a recepção e dequantização. Portanto, o termo *companding* resulta da combinação das palavras "*compressing*" e "*expanding*". O *companding* é necessário para elevar os níveis menores da amplitude do sinal, em comparação com os níveis mais elevados, e com isso, tornar o codificador do sinal mais robusto contra o ruído. As técnicas *companding* recomendadas em [44], para codificação dos sinais de voz, são μ -law e A -law. A técnica μ -law é dada pela Equação 2.5.

$$C(x) = x_{max} \ln \left[1 + \mu \frac{|x|}{x_{max}} \right] \times \frac{sgn(x)}{\ln(1 + \mu)}, \quad sgn(x) = \begin{cases} +1 & \text{se } x \geq 0 \\ -1 & \text{se } x < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Onde, μ é uma constante positiva, x e $C(x)$ representam as amostras de entrada e saída, respectivamente. A Figura 9 (fonte: [42]) ilustra as características da compressão do sinal usando a técnica μ -law [42].

Note que os valores do parâmetro μ variam de 0 a 255, sendo o último, o valor padrão usado na América do Norte. Além disso, é também importante notar que, quando o parâmetro μ assume o valor zero ($\mu=0$), a curva do *companding* é uma função linear, isto é, para este caso, os valores de entrada para a função *companding* serão iguais aos valores de saída. A função inversa da técnica μ -law, que deverá ser implementada no receptor

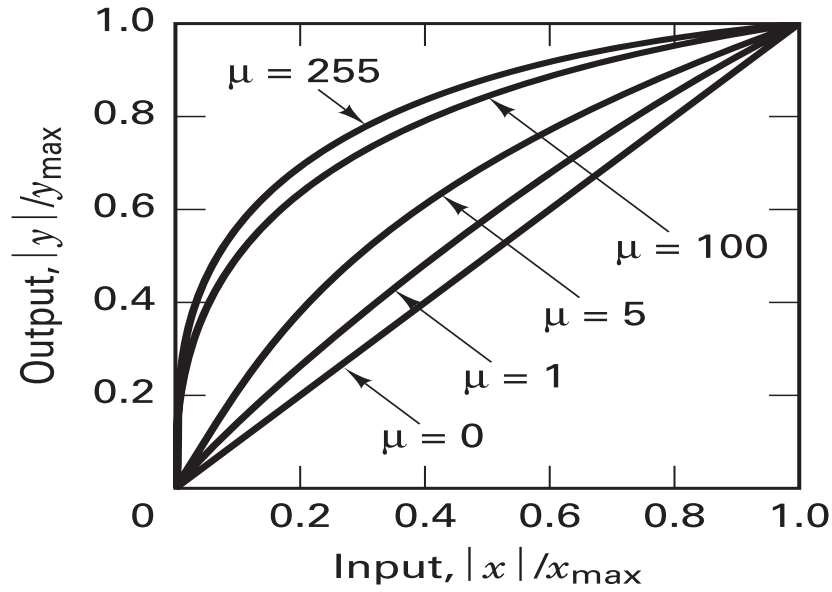


Figura 9 – Característica de compressão para μ -law.

para expansão do sinal, é dada pela Equação 2.6.

$$C(x)^{-1} = \frac{x_{max}}{\mu} \left[(1 + \mu)^{\frac{|x|}{x_{max}}} - 1 \right] \times \text{sgn}(x) \quad (2.6)$$

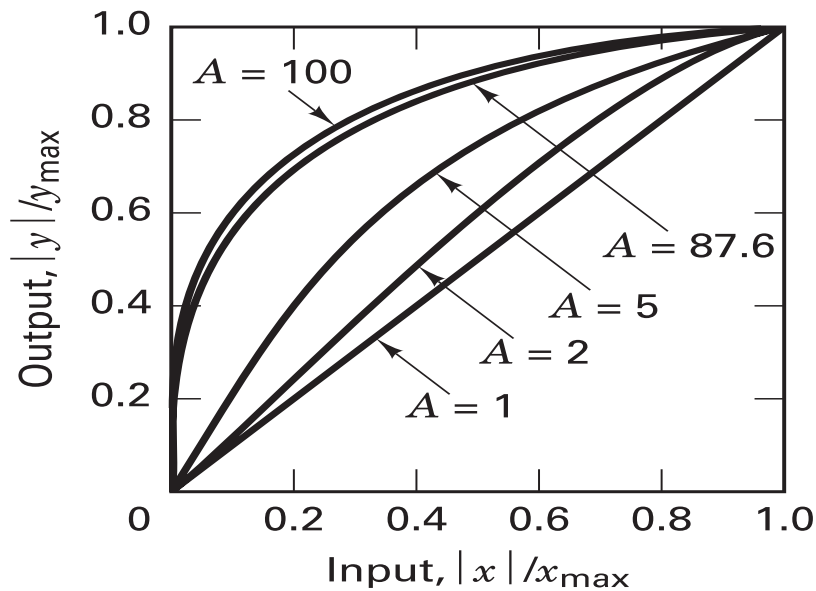


Figura 10 – Característica de compressão para A -law.

Por sua vez, a técnica A -law é definida pela Equação 2.7, onde A é um parâmetro

positivo.

$$c(x) = \begin{cases} \frac{A|x|}{1+\ln A} \operatorname{sgn}(x), & 0 \leq \frac{|x|}{x_{max}} \leq \frac{1}{A} \\ x_{max} \frac{\ln(A|x|/x_{max})}{1+\ln A} \operatorname{sgn}(x), & \frac{1}{A} \leq \frac{|x|}{x_{max}} \leq 1 \end{cases} . \quad (2.7)$$

A Figura 10 (fonte: [42]) mostra o efeito causado pela variação do parâmetro A , na compressão do sinal. Neste caso, o parâmetro A assume valores de 0 a 100, sendo o valor padrão fixado em 87.6 ($A = 87.6$).

Note que, para o caso do *companding*, usando a técnica A -law, a curva característica é uma função linear, quando o parâmetro $A = 1$. Assim, o efeito do *companding* é semelhante ao caso do μ -law, quando $\mu = 0$.

Para a expansão do sinal no receptor, a função inversa da técnica A -law é dada pela Equação 2.8.

$$c(x)^{-1} = \begin{cases} \frac{|x|}{A}(1 + \ln A), & 0 \leq \frac{|x|}{x_{max}} \leq \frac{1}{1+\ln A} \\ \frac{x_{max}}{A} \exp\left[\frac{|x|}{x_{max}}(1 + \ln A) - 1\right], & \frac{1}{1+\ln A} \leq \frac{|x|}{x_{max}} \leq 1 \end{cases} \quad (2.8)$$

3 Método de Compressão para o Sinal DRoF em IF

O método de compressão desenvolvido neste trabalho é designado por *Adaptive non Linear Distortion (AnLD)*. Este método consiste, basicamente, na redução da faixa dinâmica do sinal, através da introdução da distorção não linear, antes da quantização. O método AnLD foi desenvolvido para compressão do sinal DRoF transmitido em frequência intermediária e é composto por duas etapas principais:

Etapla 1: Introdução da distorção não linear no sinal de rádio

A distorção não linear ocorre quando, após o processamento, o sinal resultante e o sinal original apresentam uma relação não linear. Essa distorção pode ocorrer devido às não linearidades do sistema que efetua o processamento do sinal. Um exemplo de um sistema não linear são os amplificadores de potência. Note que, nesses casos, a distorção não linear do sinal é prejudicial e os seus efeitos devem ser mitigados [45] [46]. Entretanto, no método de compressão desenvolvido neste trabalho, a distorção não linear é intencionalmente introduzida no sinal de rádio, visando reduzir a sua faixa dinâmica.

Etapla 2: Compressão da função de distorção

Este processo permite que a função da distorção não linear $D[n]$, introduzida no sinal, seja representada por uma versão compactada, ou seja, essa função será convertida e representada por um conjunto de coeficientes. Para este trabalho, as técnicas usadas para a compressão da função de distorção são baseadas em modelos, portanto, designadas por *Model-based techniques* [47].

- **Modelos constantes:** as técnicas de compressão baseadas em modelos constantes convertem a F_d , usando funções constantes. Essas técnicas apresentam maior simplicidade e necessitam de um número reduzido de parâmetros para representar o modelo. São exemplos dessas técnicas: *Piecewise Constant Approximation (PCA)*, *Piecewise Aggregate Approximation (PAA)* e *Piecewise Constant Histogram (PCH)*.
- **Modelos lineares:** as técnicas baseadas em modelos lineares são uma extensão dos modelos constantes. Portanto, a redução da F_d é feita através de funções lineares. Alguns exemplos das técnicas baseadas em modelos lineares são: *Piecewise Linear Approximation (PLA)* e *Piecewise Linear Histogram (PWLH)*.
- **Modelos não lineares:** Para a compressão da função da distorção, essa técnica usa funções mais complexas, como é o caso dos polinômios de *Chebyshev*. geralmente, as técnicas baseadas em modelos não lineares resultam em uma boa eficiência, isto é,

introduzem menos distorção do sinal. Entretanto, essas técnicas necessitam de um número elevado de parâmetros para representar o modelo.

- **Modelos de correlação:** as técnicas baseadas em modelos de correlação consistem na aproximação de várias funções, simultaneamente, eliminando as redundâncias presentes. Um exemplo prático para aplicação desses modelos é a compressão das funções da distorção, em cenários de transmissão por múltiplas antenas, onde são geradas diversas matrizes para transmissão do sinal, cujas dimensões dependem do número de antenas envolvidas. Um exemplo de técnica baseada em modelo de correlação é *Grouping and Amplitude Scaling (Gamps)*.

3.1 Descrição do método de compressão

3.1.1 Transmissor

A Figura 11 ilustra o fluxograma do compressor *AnLD* que se encontra no transmissor.

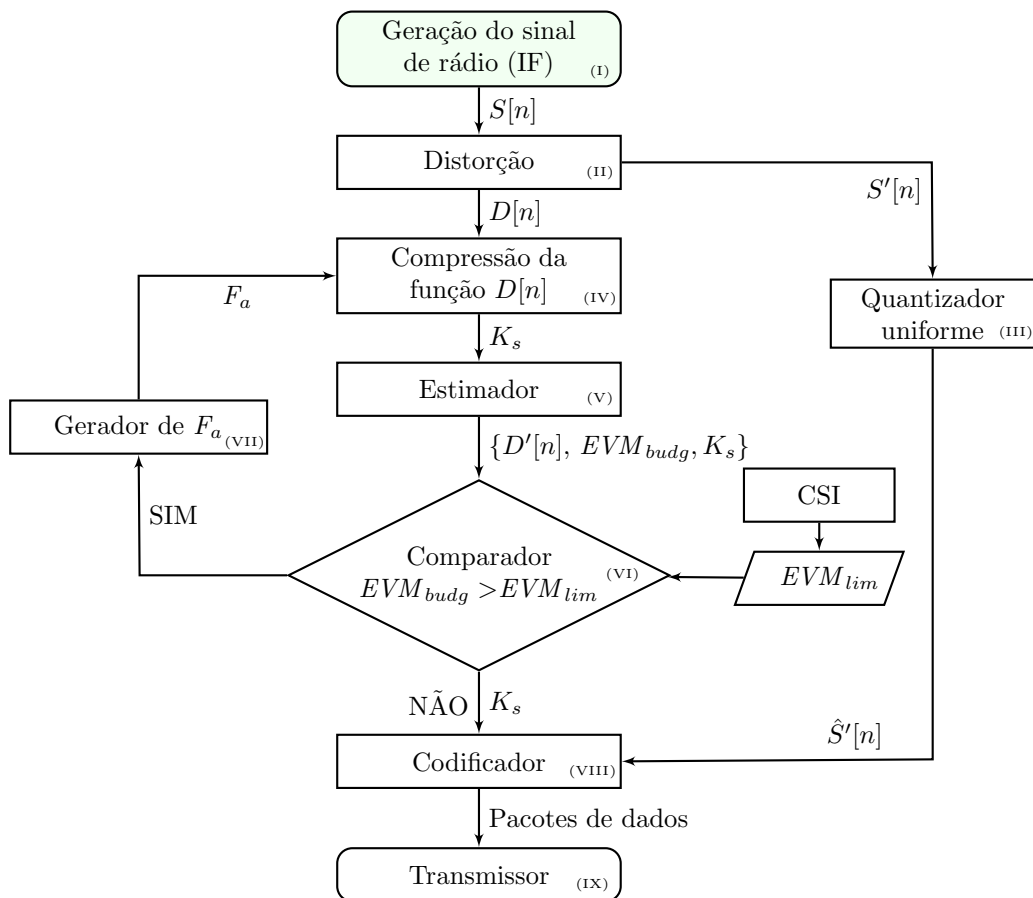


Figura 11 – Fluxograma do método *AnLD* no transmissor.

Os blocos funcionais do compressor *AnLD* são descritos a seguir:

- **Geração do sinal de rádio (I)** - esta etapa consiste na geração do sinal de rádio ($S[n]$), onde n representa o índice das amostras. O sinal de rádio, em frequência intermediária, é gerado através de simulação, misturando o sinal LTE em banda base com uma portadora digital.
- **Distorção (II)** - esta etapa consiste na introdução da distorção não linear, no sinal de rádio gerado na etapa anterior, visando reduzir a sua faixa dinâmica. O processo da distorção consiste na atenuação das amostras do sinal, cujas amplitudes são maiores que um limiar definido pelo produto entre a amostra que possui a maior amplitude $S[n]_{max}$ e o fator de escalonamento das amostras (F_e), de acordo com a Equação 3.1.

$$D[n] = \frac{F_e \times S[n]_{max}}{S[n]} \quad (3.1)$$

Onde $D[n]$ é a função da distorção. Assim, o sinal distorcido ($S'[n]$), dado pela Equação 3.2, apresenta uma faixa dinâmica reduzida e é enviado para um quantizador uniforme (III).

$$S'[n] = S[n] \times D[n] \quad (3.2)$$

Note que, amostras que possuem maiores amplitudes representam uma parcela menor do sinal de rádio, cuja distribuição das amostras segue uma função Gaussiana, caracterizada pelo valor médio (μ) e o desvio padrão (σ^2), [$S \sim N(\mu, \sigma^2)$]. Por outro lado, amostras com menores amplitudes (valores mais próximos do μ) representam uma parcela maior do sinal. Assim, durante o processo da distorção, as amostras com menores amplitudes são preservadas, isto é, não são distorcidas, para prevenir a perda de uma parcela maior da informação, durante o processo de quantização.

- **Compressão da função da distorção (IV)** - A função $D[n]$ é enviada para a compressão⁸, onde $D[n]$ é representada por um conjunto de coeficientes (K_s), que correspondem ao respectivo modelo. A compressão do $D[n]$ também visa reduzir a quantidade de informação enviada pela rede. Entretanto, os coeficientes gerados devem ser transmitidos, para possibilitar a reconstituição do sinal, no receptor.

Para este trabalho, $D[n]$ foi convertida através de dois modelos, *PCA*, que é um modelo constante e *PWLH*, um modelo linear. Esses modelos foram escolhidos considerando a simplicidade de implementação e eficiência (rápida conversão para $D[n]$ e menor distorção, comparando com outros modelos).

⁸ Neste caso, a compressão da função da distorção refere-se ao processo da representação do $D[n]$ através de coeficientes de um modelo e se difere do processo de compressão que envolve o método como um todo

3.1.1.1 Compressão da função $D[n]$ usando *PCA*

PCA é um modelo de janela de tempo constante, isto é, este modelo subdivide a função $D[n]$ em vários segmentos, contendo o mesmo número de amostras e, em seguida, essas amostras são substituídas por um segmento de reta constante, correspondente ao valor (v_{med}), que é a média das amostras. Assim, v_{med} é dado pela Equação 3.3.

$$v_{med} = \frac{v_{max} - v_{min}}{2} \quad (3.3)$$

Onde v_{max} é a amostra com o maior valor no segmento e v_{min} é a amostra com o valor mínimo.

Para a substituição das amostras pelo v_{med} , o modelo *PCA* observa o seguinte critério apresentado na Equação 3.4.

$$v_{max} - v_{min} < 2\xi \quad (3.4)$$

Onde ξ é o limiar de erro, definido como um deslocamento a partir da reta dada pelo v_{med} .

Quando o critério acima não é obedecido, o *PCA* mantém as amostras originais, isto é, não as substitui pelo v_{med} . Portanto, *PCA* necessita necessitar informar, através de um bit de controle (b), se cada segmento contém amostras originais ou apenas o v_{med} das amostras.

Assim, após aplicação do *PCA*, a função $D[n]$ é representada por um conjunto de coeficientes, $K_s(PCA) = (v_{med}, b)$, do modelo *PCA*, conforme a Equação 3.5.

$$PCA = [K_s(1), K_s(2), \dots, K_s(i)] \quad (3.5)$$

Note que, a quantidade total de coeficientes gerados pelo modelo *PCA* depende do comprimento da janela temporal.

3.1.1.2 Compressão da função $D[n]$ usando *PWLH*

PWLH é um modelo que possui uma janela temporal, cujo comprimento é variável. Basicamente, *PWLH* ajusta o comprimento da janela, de tal forma que, o nível de distorção do sinal seja minimizado. Portanto, *PWLH* é, um modelo adaptativo. Diferente do *PCA*, onde o segmento de reta que representa as amostras é sempre constante, no modelo *PWLH* as amostras de cada segmento são substituídas por uma reta rotativa (que pode assumir diferentes declives), o que confere ao modelo *PWLH* uma maior precisão.

Para a representação do modelo *PWLH* são necessários os seguintes parâmetros: os valores inicial (v_i) e final (v_f) da reta que representa as amostras em cada segmento, assim como o tempo (t) de duração de cada janela de amostras, isto é, $K_s(PWLH) = v_i, v_f, t$. Desta forma, o modelo *PWLH* pode ser representado pela Equação 3.6.

$$PWLH = [v_i(1), v_f(1), t(1); v_i(2), v_f(2), t(2); \dots; v_i(i), v_f(i), t(i)] \quad (3.6)$$

Para o caso deste trabalho, o número de coeficientes (K_s) gerados, através do modelo de aproximação do $D[n]$, é dado como porcentagem do número total de amostras do $D[n]$ na sua forma original, isto é, sem reduzir sua dimensão. Assim, 100 % de coeficientes indica que $D[n]$ é não reduzido. A análise do impacto da redução do $D[n]$ é efetuada em função do *EVM*.

3.1.2 Adaptação do método *AnLD*

Para garantir que somente um número suficiente de coeficientes do modelo seja transmitido, isto é, um número de coeficientes que minimize a distorção do sinal e o *overhead*, o método *AnLD* possui um mecanismo de *feedback*, no qual os coeficientes do modelo de compressão da função $D[n]$ são testados, antes da transmissão. Esse mecanismo de *feedback* é composto por basicamente três elementos (**Estimador**, **Comparador** e o **Gerador do fator de ajuste**). Esses elementos são descritos a seguir:

- **Estimador (V)**: usa os coeficientes gerados pelo modelo para estimar a função $D[n]$, através de um processo inverso à compressão. Assim, o estimador gera uma versão aproximada da função $D[n]$, designada por $D'[n]$, que será usada para a expansão das amostras, no processo de reconstituição do sinal. Uma vez que a função $D'[n]$ é uma aproximação, existe uma diferença entre $D[n]$ e $D'[n]$, que é um erro de aproximação ($Erro_{approx}$), cujo valor *MSE* é dado pela Equação 3.7.

$$Erro_{approx}(mse) = E\{D[n] - D'[n]\}^2 \quad (3.7)$$

A Figura 12 mostra um exemplo da diferença existente entre a função da distorção $D[n]$ e a sua versão aproximada $D'[n]$, para um segmento de 1000 amostras, usando o modelo *PCA*, com $\xi = 0,1$. Essa diferença entre $D[n]$ (curva azul) e $D'[n]$ (curva vermelha) é o $Erro_{approx}$.

Note que $Erro_{approx}$ provoca uma distorção⁹ no sinal reconstituído. Essa distorção é designada por EVM_{comp} e possui um limiar, que permite manter um nível aceitável da qualidade do sinal reconstituído.

⁹ Neste caso, o termo distorção se refere ao *EVM* no sinal recebido e é diferente da distorção induzida no método *AnLD*, que é expressa em dB.

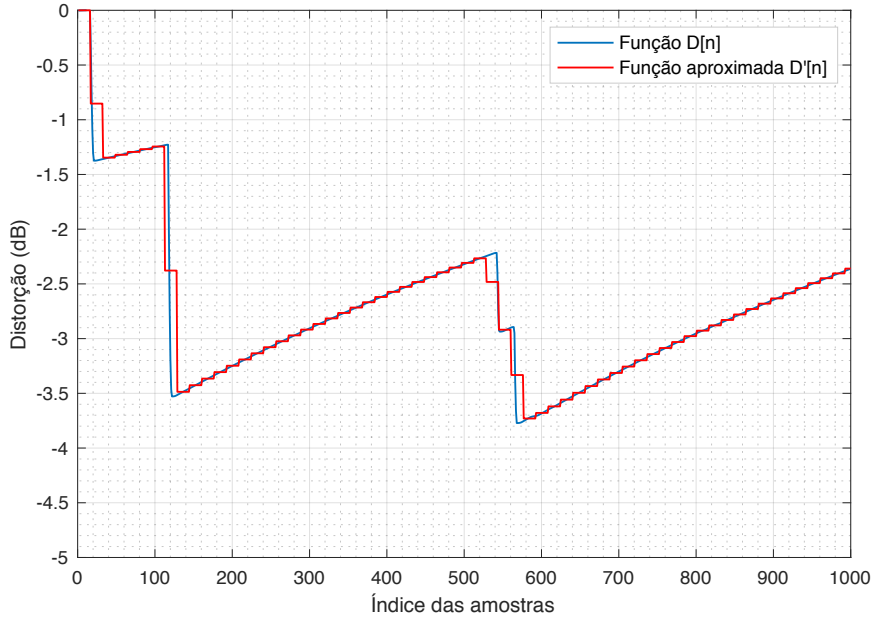


Figura 12 – Erro de aproximação da função da distorção usando *PCA*.

- **Comparador (VI):** para se estabelecer um limiar para EVM_{comp} , é necessário o conhecimento do *budget* da distorção do sinal em todo sistema. Essa distorção pode ser provocada por diversas fontes, como por exemplo, degradação do enlace de transmissão na rede *fronthaul* (EVM_{front}), ou pelo processamento do sinal, incluindo a compressão (EVM_{comp}), assim como pela transmissão na rede de acesso sem fio ($EVM_{wireless}$). Portanto, o *budget* da distorção é a soma das distorções causadas por todas as fontes, conforme a Equação 3.8 e é designado por EVM_{budg} . Note que as distorções do sinal, provocadas por diferentes fontes, são eventos independentes e, portanto, são eventos descorrelacionados.

$$EVM_{budg}^2 = EVM_{front}^2 + EVM_{wireless}^2 + EVM_{comp}^2 \quad (3.8)$$

No método *AnLD*, o EVM_{budg} é fornecido pelo estimador. Assim, o elemento Comparador estabelece uma comparação entre o *budget* da distorção (EVM_{budg}) e o limite instantâneo permitido para o total da distorção do sinal (EVM_{lim}). Assim, EVM_{lim} é definido levando em consideração o formato de modulação do sinal em banda base. Dependendo das condições de propagação, no canal sem fio, a modulação do sinal deve ser ajustada de acordo com as informações da tabela do CQI, conforme mencionado na seção 2.3.5, do Capítulo 2, deste trabalho. Portanto, a variação nos formatos de modulação implica valores diferentes de EVM_{lim} .

A Tabela 5 mostra os valores limiares para EVM_{lim} , de acordo com o formato de modulação do sinal, segundo [40]. Esses valores são usados para a adaptação dos parâmetros do método *AnLD*, isto é, a quantidade de coeficientes necessários para a representação da função $D[n]$ será determinada considerando o EVM_{lim} .

Tabela 5 – Valores do EVM_{lim} em função do formato de modulação.

Formato de Modulação	EVM_{lim} (rms)
QPSK	17,5 (%)
16 QAM	12,5 (%)
64 QAM	8 (%)
256 QAM	3,5 (%)

- **Gerador do fator de ajuste (VII):** o método $AnLD$ é sempre "ciente" sobre as condições de propagação, no canal sem fio, isto é, este método explora as CSI's, neste caso o CQI, para gerar, de forma adaptativa, o fator (F_a) que ajusta os parâmetros do modelo para compressão da função $D[n]$. Esse ajuste permite a geração de coeficientes necessários para que EVM_{lim} permaneça mínimo, de tal forma que, o EVM_{budg} seja sempre menor que EVM_{lim} , conforme 3.9.

$$\min(EVM_{comp}) \mid EVM_{budg} < EVM_{lim} \quad (3.9)$$

Essa é a condição de adaptabilidade no método $AnLD$ e é verificada no comparador. Se a condição de adaptabilidade for satisfeita, K_s é enviado para o codificador. Caso contrário, um fator (F_a) será gerado para o ajustar os parâmetros do modelo.

Note que, para o sistema atingir as taxas de transmissão desejadas, o $eNodeB$ seleciona o melhor MCS para cada subportadora do sinal LTE, dependendo das informações reportadas pelo CQI, isto é, diferentes índices podem ser reportados para diferentes subportadoras. Entretanto, por questões de simplicidade, neste trabalho considera-se apenas o CQI reportado para as subportadoras com a melhor SNR, isto é, onde são recomendados os formatos de modulação de ordens maiores. Por exemplo, numa transmissão onde são recomendados, simultaneamente, os formatos de modulação QPSK, 16 QAM, 64 QAM e 256 QAM, a adaptação do método será feita considerando $EVM_{lim} = 3,5 \%$, que corresponde ao limiar de EVM na modulação de 256 QAM, para a adaptação do método.

Por fim, o método $AnLD$ é composto por:

- **Codificador (VIII)** - após a verificação da condição de adaptabilidade apresentada em (4.5), o sinal quantizado ($\hat{S}'[n]$) é enviado para um codificador, onde são gerados os pacotes de dados, nos quais K_s é anexado como informação de *overhead*, desde que essa informação não exceda a capacidade do protocolo de transmissão. No caso do protocolo CPRI, o *overhead* corresponde a 6 % da sua capacidade total de transmissão [48].
- **Transmissor (IX)** - Por fim, o sinal comprimido é transmitido, juntamente com o conjunto de coeficientes através da rede *fronthaul*.

3.1.3 Receptor

Após a transmissão pelo *fronthaul*, todo o processamento do sinal, inverso, é realizado no lado do receptor, a fim de se recuperar o sinal comprimido (descompressão). O processo de descompressão do sinal é mostrado na Figura 13 e descrito em seguida.

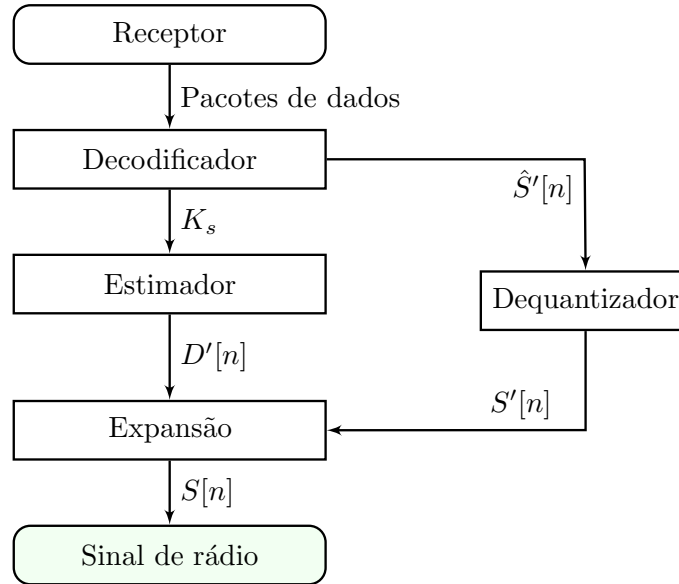


Figura 13 – Fluxograma para o processamento *AnLD* inverso no receptor.

O sinal recebido, como pacotes de dados, é enviado para o decodificador, de onde será extraído o conjunto de coeficientes K_s , no cabeçalho, e será recuperado o sinal quantizado $\hat{S}'[n]$. O K_s é enviado para um estimador, onde será gerada a função $D'[n]$, através de um processo inverso à compressão. Por outro lado, o sinal $\hat{S}'[n]$ é enviado para um dequantizador, onde será gerado o sinal dequantizado ($S'[n]$). Assim, tendo $D'[n]$ e $S'[n]$ é possível a recuperação, com certo grau de distorção, do sinal enviado, através da operação descrita pela Equação 3.10. Onde, $S[n]$ representa o sinal $S[n]$ recuperado com distorção.

$$S[n] = \frac{S'[n]}{D'[n]} \quad (3.10)$$

Esta operação é designada por expansão do sinal $S'[n]$ através da função $D'[n]$.

4 Resultados - Análise do Método AnLD

Nesta seção é efetuada a análise do método de compressão *AnLD*, para a transmissão do sinal, no sentido de *downlink*. Esta análise foi feita basicamente em três etapas:

- Simulação computacional (DSP) para o pré-processamento do sinal;
- Construção de *set-up* experimental, emulando a rede *fronthaul*, para a transmissão dos sinais processados;
- Simulação computacional para o pós-processamento (DSP) do sinal recebido.

O cenário estudado é apresentado na Figura 14.

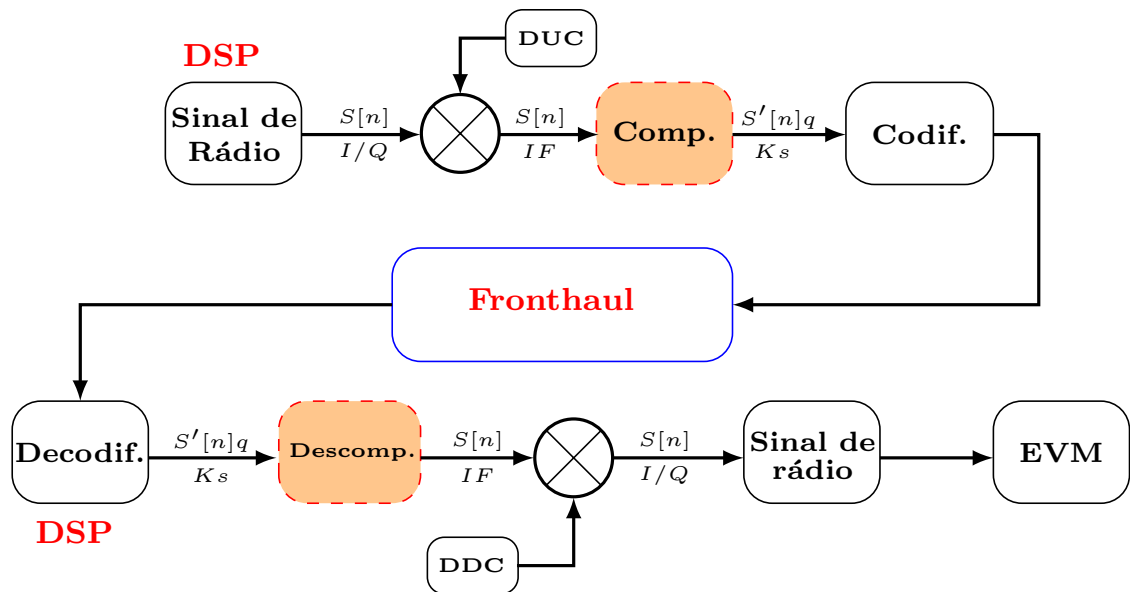


Figura 14 – Estudo de caso (Processamento *AnLD*).

4.1 Pré-processamento do sinal

O pré-processamento do sinal compreende as etapas desde a geração do sinal de rádio até a obtenção do sinal que deve ser transmitido pela rede *fronthaul*, conforme descrito a seguir:

4.1.1 Geração do sinal de Rádio

A geração e o processamento do sinal são realizados *offline*, através de simulações, usando o *MATLAB*. Assim, sinais LTE padrão (*test models*), em banda base (sinal I/Q), com 20 MHz de largura de banda e uma modulação de 64 QAM, são gerados.

Exemplos do sinal em banda base gerado, no domínio do tempo (forma de onda) e sua representação espectral, são mostrados nas Figura 15 e Figura 16, respectivamente.

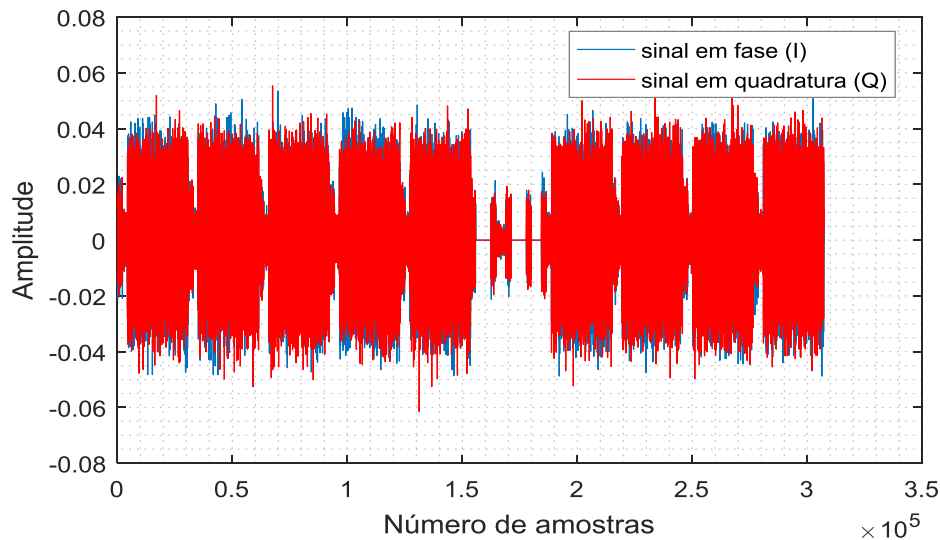


Figura 15 – *Test model* - Sinal LTE em banda base.

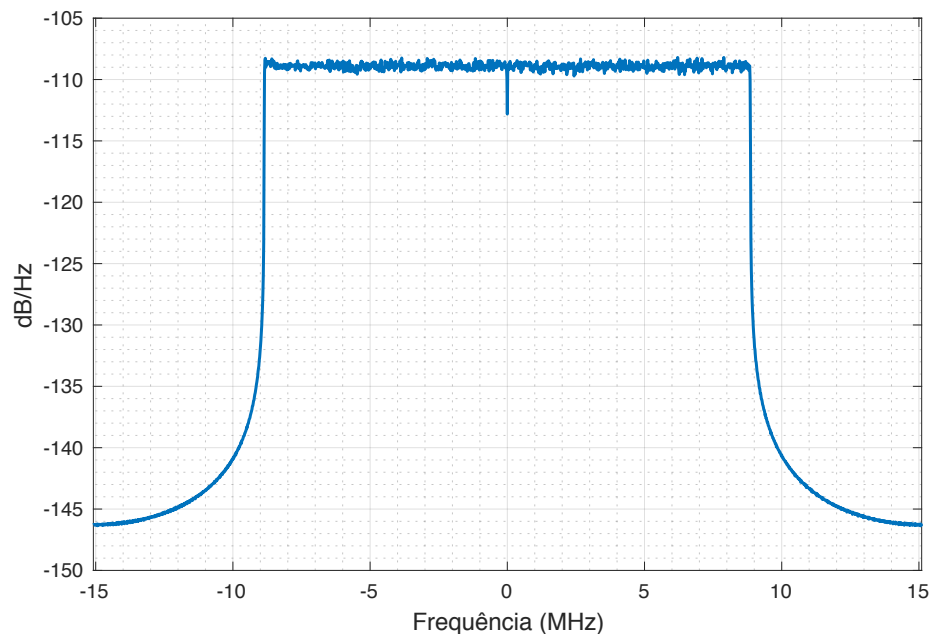


Figura 16 – *Test model* - Espectro do sinal LTE em banda base.

Uma vez que, este trabalho analisa o *fronthaul* no qual o sinal DRoF é transmitido em IF, o sinal em banda base passa por um processo de *upconversion* digital, também implementado *offline* usando *MATLAB*. O sinal em IF foi gerado para as frequências

centrais de 500 MHz, 600 MHz e 700 MHz. Portanto, as frequências de amostragem do sinal correspondem ao dobro das frequências centrais, isto é, 1 GHz, 1,2 GHz e 1,4 GHz, respectivamente. Uma onda senoidal foi usada como oscilador local. Além disso, para o filtro do sinal em IF foi considerada uma largura de banda de 20 MHz. O Exemplo dos sinais em IF gerados nessa implementação são apresentados na Figura 17. Os valores para as IFs foram escolhidos, neste trabalho, para atender os limites das taxas de transmissão dos equipamentos usados na análise experimental.

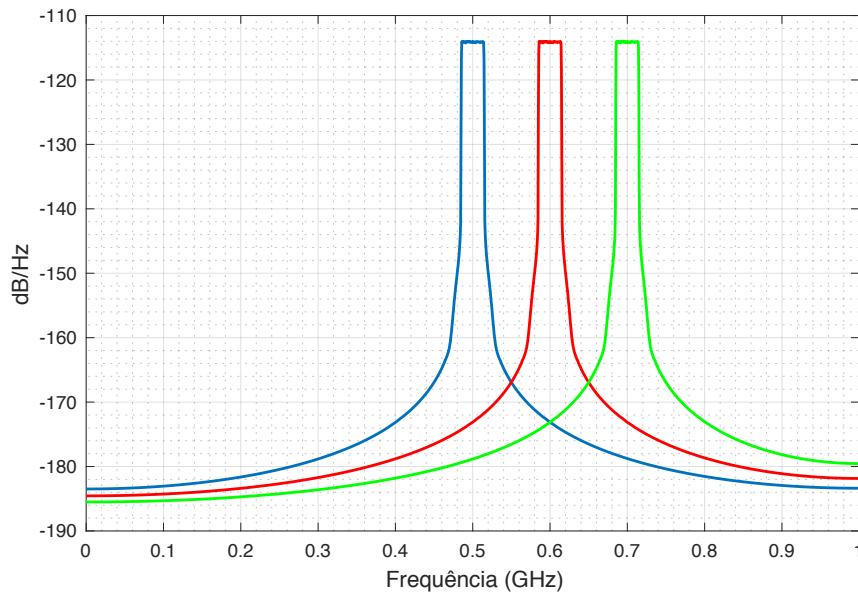


Figura 17 – Sinal de rádio centrado nas IFs de 500 MHz, 600 MHz e 700 MHz.

4.1.2 Distorção do sinal de rádio

O processamento do sinal pelo método *AnLD* é aplicado conforme descrito no capítulo IV, deste trabalho. Assim, conforme ilustrado na Figura 18, onde é apresentada a distribuição Gaussiana das amostras, a aplicação do *AnLD* no sinal de rádio $S[n]$, cuja faixa dinâmica varia entre $-0,01$ e $0,01$ Volts (V), permite que o sinal seja mapeado em uma faixa dinâmica estreita e mais próxima ao valor médio das amostras do sinal, por exemplo, entre $-0,005$ V e $0,005$ V , que corresponde ao fator de escalonamento $F_e = 2,6$ dB.

Além disso, a Figura 18 mostra outras faixas nas quais o sinal é mapeado, que correspondem ao fator de escalonamento de 5,6 dB; 8,5 dB e 10 dB. Esses valores de F_e garantem uma redução de um bit, dois bits, três bits e quatro bits por amostra, respectivamente, após a quantização do sinal. Note que, apesar do incremento no F_e mostrar uma tendência de redução no erro de quantização, com um incremento maior, acima de 10 dB por exemplo, o sinal distorcido tende a ser mapeado em uma faixa de amplitudes mais próxima do valor médio, zero. Assim, esse incremento pode resultar na perda das amostras do sinal.

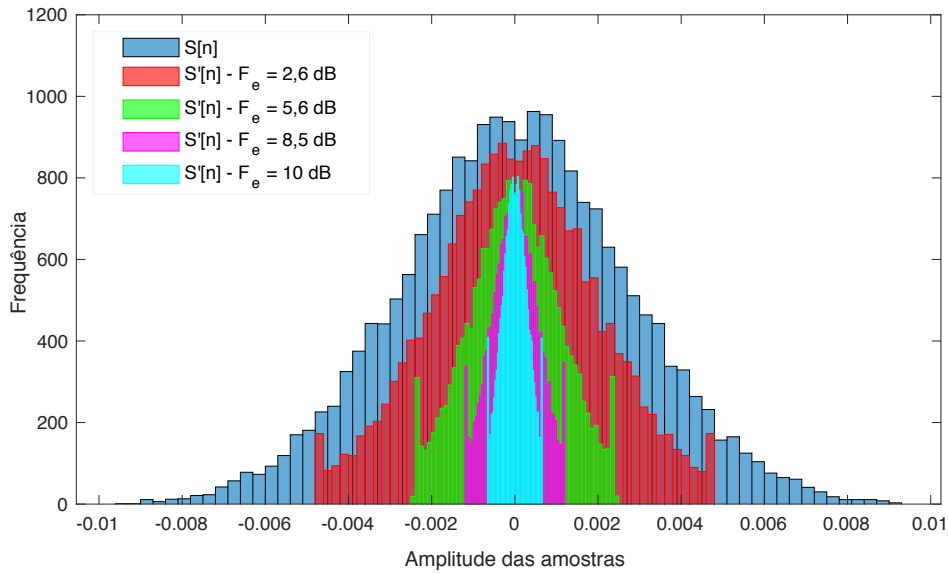


Figura 18 – Distorção do sinal de rádio.

As funções $D[n]$ correspondentes à distorção do sinal são apresentadas na Figura 19. Cada função $D[n]$ corresponde ao sinal distorcido, representado pela mesma cor.

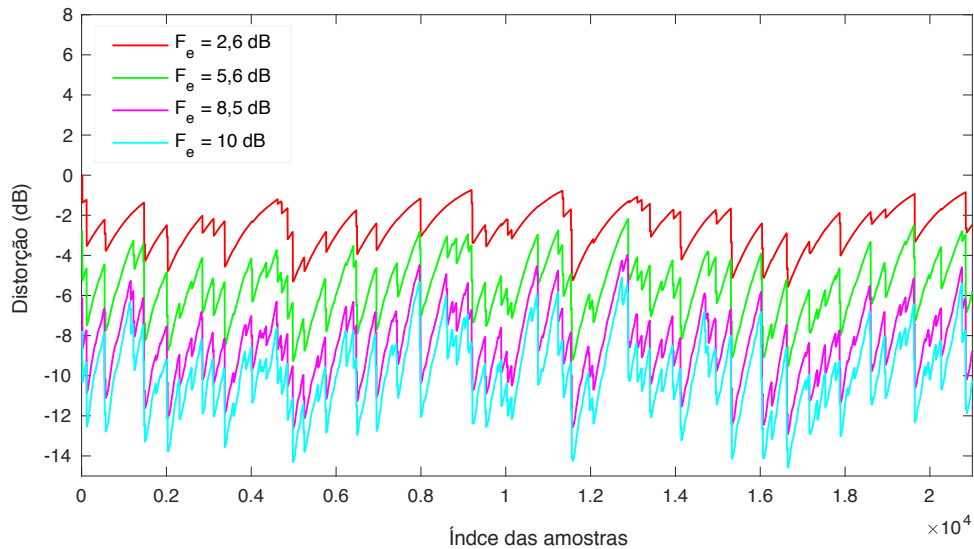


Figura 19 – Funções de distorção do sinal.

Note que, quando F_e é menor, como é o caso de 2.6 dB, a função $D[n]$ tende a ser mais suave, isto é, apresenta pouca variabilidade. Esse comportamento ocorre porque, nesse caso, a maior parte das amostras do sinal permanecem abaixo do limiar da distorção e, não são distorcidas. Por outro lado, quando o limiar da distorção aumenta, como é caso de 5,6 dB; 8,5 dB e 10 dB, a função $D[n]$ apresenta uma maior variabilidade, uma vez que mais amostras são distorcidas, para que sejam mapeadas em uma faixa dinâmica menor.

4.1.3 Quantização do sinal

Após a distorção, o sinal de rádio ($S[n]$) é enviado para um quantizador uniforme, cuja resolução varia entre 4 bits e 8 bits. Entretanto, por se tratar de um sinal transmitido na frequência intermediária, ao invés de se adotar o EVM , que é uma métrica para análise do sinal em banda base, o desempenho do quantizador foi analisado usando-se a potência do ruído de quantização (valor MSE do ruído). O resultado desta análise, para o sinal centrado em 500 MHz, é apresentado na Figura 20. A análise para as frequências de 600 MHz e 700 MHz mostraram um resultado semelhante. É possível verificar-se, neste caso, que o ruído de quantização tende a diminuir devido ao aumento da resolução do quantizador, de 4 bits para 8 bits. Além disso, a Figura 20 mostra, também, que o ruído de quantização diminui à medida em que aumenta o F_e .

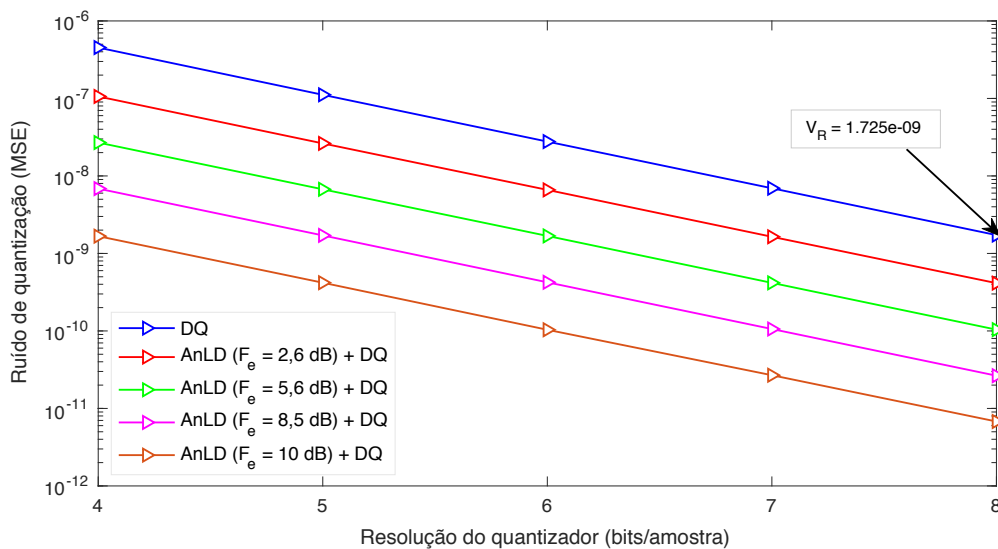


Figura 20 – Performance do quantizador com *AnLD*.

Para esta análise, foi estabelecido um valor de referência, $V_R = 1,725e-9$, para o erro de quantização. Este valor corresponde ao erro de quantização no sinal original (linha azul), provocado pela quantização direta (QD) do sinal de IF, com 8 bits, o que corresponde a um EVM de cerca de 0,2 % no sinal em banda base. Note que, aplicando o *AnLD*, com o $F_e = (2,6 \text{ dB}; 5,6 \text{ dB}; 8,5 \text{ dB} \text{ e } 10 \text{ dB})$ antes da quantização, o V_R é alcançado, reduzindo a resolução do quantizador para 7 bits, 6 bits, 5bits e 4 bits, respectivamente.

4.1.4 Compressão do $D[n]$ usando *PCA*

O impacto da redução do $D[n]$ usando *PCA*, para diferentes comprimentos da janela temporal ($PCA_{win} = 16, 24, 32 \text{ e } 40$), é apresentado na Figura 22 (a), (b), (c) e (d).

O resultado mostra que, em todos os casos, o EVM tende a ser maior, quando a distorção aplicada no sinal (F_e) é, também, maior. O EVM cresce linearmente, abaixo de 1,5 %, conforme diminui a quantidade de coeficientes do modelo, até atingir um ponto

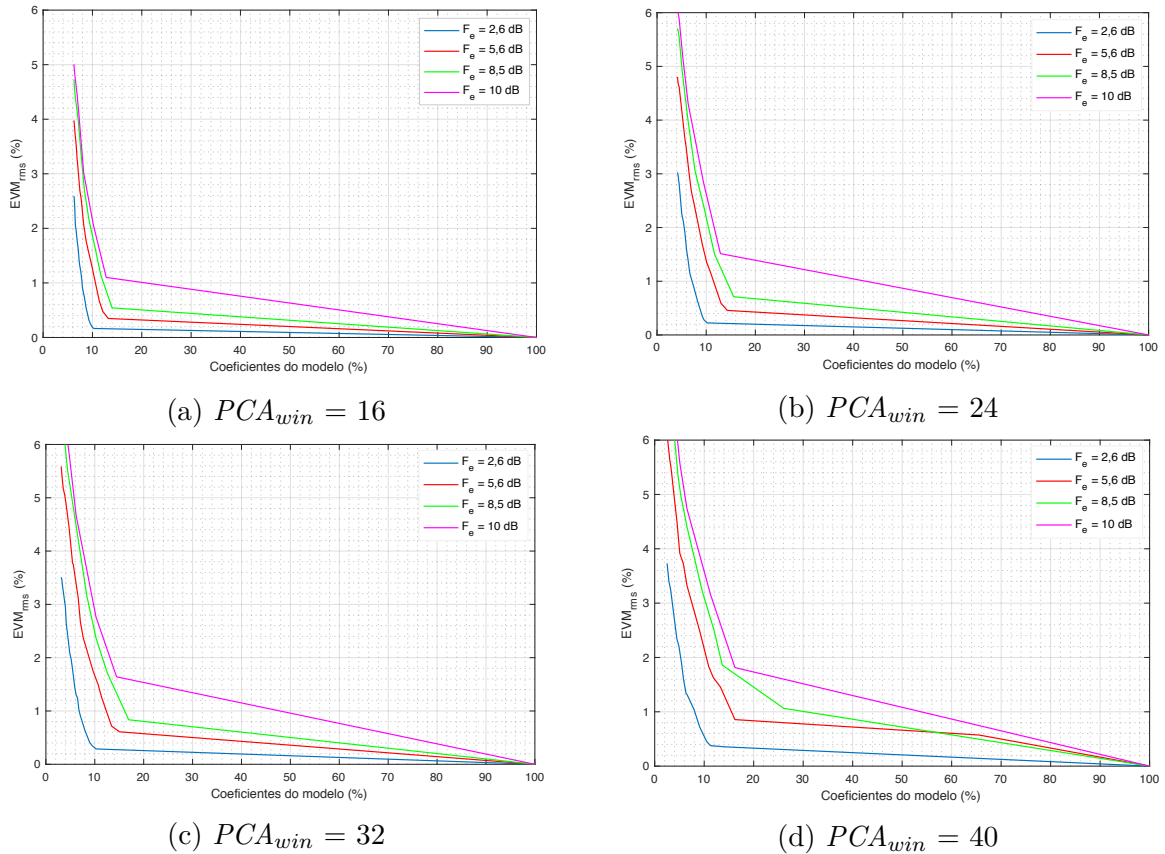


Figura 21 – Impacto da redução do $D[n]$ usando PCA.

de saturação, onde o EMV cresce abruptamente. Para os casos analisados, os pontos de saturação ocorrem quando $D[n]$ é representado por uma quantidade de coeficientes em torno de 27 %, 18 %, 14 % e 12 %, em média, para $PCA_{win} = 4, 8, 12$ e 16, respectivamente.

Note que, com o aumento do F_e de 2,6 dB para 5,6 dB, 8,5 dB e 10 dB, $D[n]$ apresenta maior variação (mais amostras são distorcidas), como mostra a Figura 19. Assim, a aproximação do $D[n]$ através do PCA torna-se menos precisa e o EVM tende a aumentar.

4.1.5 Compressão do $D[n]$ usando $PWLH$

O impacto da redução do $D[n]$ usando $PWLH$ é apresentado na Figura 22. Os resultados mostram que, para todos os casos de distorção analisados, o EVM permanece abaixo de 3%, desde que $D[n]$ seja representado por, pelo menos, 10 % de K_s . Os valores de EVM correspondentes a 10 % de K_s são 0,6365 %, 1,207 %, 1,796 % e 2,521 %, para 2,6 dB, 5,6 dB e 8,5 dB, respectivamente.

Assim como nos casos anteriores, com o aumento da distorção de 2,6 dB para 5,6 dB, 8,5 dB e 10 dB, $D[n]$ apresenta maior variação (mais amostras são distorcidas), como mostra a Figura 20. Assim, a aproximação do $D[n]$ através de $PWLH$ torna-se menos precisa e o EVM tende a aumentar.

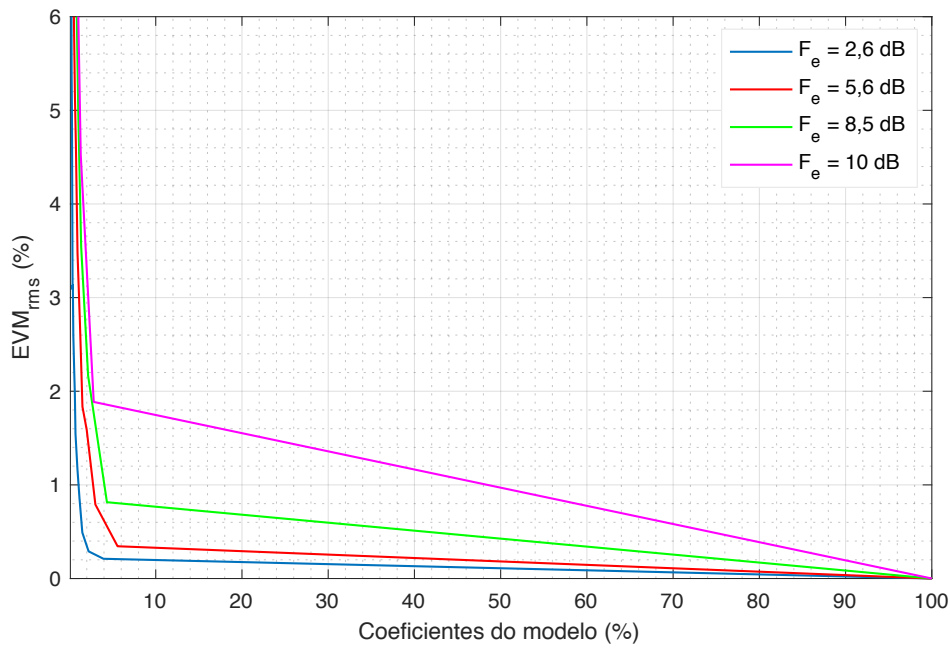


Figura 22 – Impacto da redução do $D[n]$ usando $PWLH$.

4.1.6 Taxa de compressão do método AnLD

Conforme mostrado na seção 4.2.3, deste trabalho, a aplicação do método *AnLD* permite reduzir a resolução do quantizador de 8 bits/amostra para 4 bits/amostra, mantendo o mesmo nível de ruído de quantização no sinal. Teoricamente, essa redução representa um fator de compressão (F) de 2:1, ou de 50 %. Entretanto, considerando a transmissão dos coeficientes dos modelos de compressão da função $D[n]$, como *overhead*, esse fator de compressão diminui. Neste caso, a Equação 4.1 é usada para o cálculo do fator de compressão efetivo para o método *AnLD*.

$$F = \frac{Sinal_original_{(QD)}}{Sinal_comprimido_{(AnLD)} + overhead} \quad (4.1)$$

Onde, $Sinal_original_{(QD)}$ é o sinal original diretamente quantizado, com uma resolução de 8 bits/amostra e $Sinal_comprimido_{(AnLD)}$ é o sinal após aplicação do *AnLD*, quantizado com uma resolução de 4 bits/amostra.

O *overhead* considerado, neste caso, provem da informação dos coeficientes do modelo que comprime a função $D[n]$ e é dado pela Equação 4.2.

$$overhead = r_Q \times nr_J \times nr_{(K_s)} \quad (4.2)$$

Onde, r_Q é a resolução do quantizador, nr_J é o número total de janelas geradas pelo modelo e $nr_{(K_s)}$ é o número de coeficientes gerados em cada janela do modelo. Note que, conforme mencionado na seção 4.2.4, deste trabalho, o modelo *PCA* necessita enviar os

valores v_{med} e b , em cada janela, para possibilitar a recuperação do sinal no receptor. Assim, assumindo uma resolução de 4 bits/amostra (resolução do quantizador aplicando *AnLD*), para representação do v_{med} e adicionando o bit de controle b , o modelo *PCA* deve gerar 5 bits de *overhead* por cada janela.

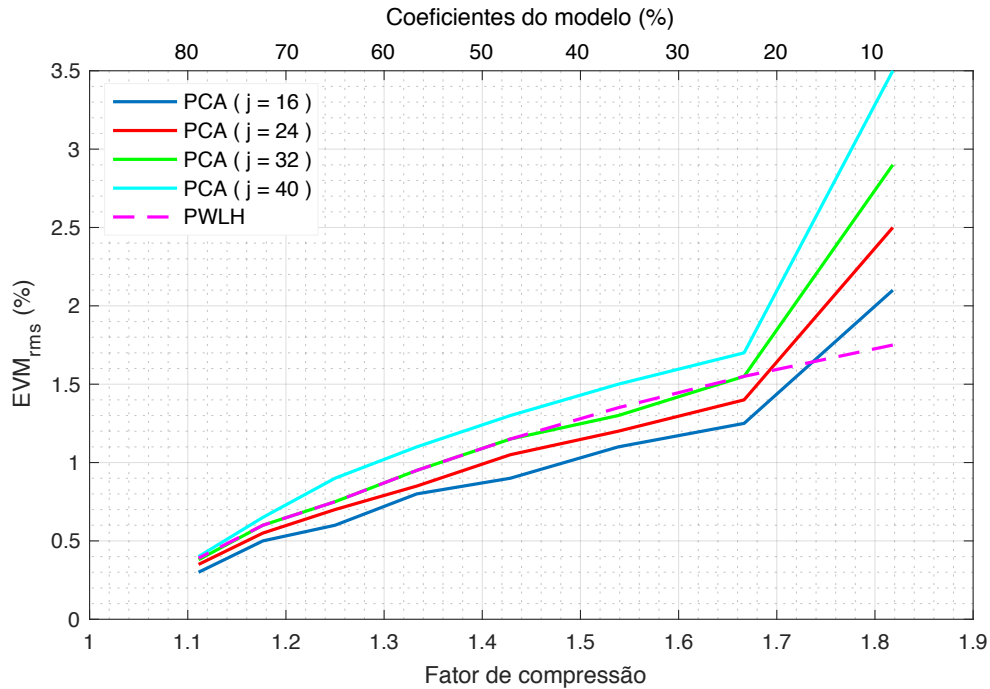


Figura 23 – Distorção do sinal pela taxa de compressão.

A Figura 23 mostra a relação entre o fator de compressão (F) do método *AnLD* e a distorção do sinal EVM , provocada pela compressão da função da distorção, para o $F_e = 10$ dB, o que garante a redução da resolução do quantizador para 4 bits/amostra. O comprimento da janela (j) considerado varia entre 16, 24, 32 e 40 amostras.

Conforme mostra o resultado, representando a função $D[n]$ por, no mínimo, 10 % dos coeficientes do modelo garante um EVM abaixo de 3,5 % (EVM_{lim} para 256 QAM), em todos os casos analisados. Além disso, considerando menos de 10 % dos coeficientes, os modelos de compressão da função $D[n]$ mostram uma instabilidade e o EVM cresce bruscamente. Neste caso, o máximo fator de compressão alcançado é de cerca de 1,8182:1, ou seja 45,05 %. Este resultado mostra também que, apesar de reduzir a distorção do sinal, usar um número maior de coeficientes do modelo de compressão do $D[n]$ implica no aumento do *overhead* e, conseqüentemente, na redução do fator de compressão. Por exemplo, com 80 % dos coeficientes do modelo é possível manter o EVM abaixo de 0,5 % mas a taxa de compressão é de cerca de 1.1:1, apenas. Por fim, o modelo *PWLH* mostrou uma melhor performance, para o maior fator de compressão, apresentando um EVM de 1,75 %.

A Tabela 6 mostra um resumo deste resultado, sobre a relação entre a taxa de compressão do método *AnLD*, quantidade de coeficiente do modelo de compressão da

função da distorção e a distorção total do sinal.

Tabela 6 – Relação entre K_s , fator de compressão e a distorção do sinal.

K_s (%)	Fator de compressão	EVM (%)				PWLH
		PCA				
		j = 16	j = 24	j = 32	j = 40	
10	1,8182	2,1	2,5	2,9	3,5	1,75
20	1,6667	1,25	1,4	1,55	1,7	1,55
30	1,5385	1,1	1,2	1,3	1,5	1,35
40	1,4286	0,9	1,05	1,15	1,3	1,15
50	1,3333	0,8	0,85	0,95	1,1	0,95
60	1,2500	0,6	0,7	0,75	0,9	0,75
70	1,1765	0,5	0,55	0,6	0,65	0,6
80	1,1111	0,3	0,35	0,38	0,4	0,39

4.2 Transmissão do sinal na rede fronthaul - Análise experimental

Após o processamento pelo *AnLD*, no Matlab, o sinal gerado foi transmitido através de um enlace de fibra construído em laboratório, para emular a rede *fronthaul* baseada no sistema DRoF. O diagrama esquemático da rede *fronthaul* é apresentado na Figura 24.

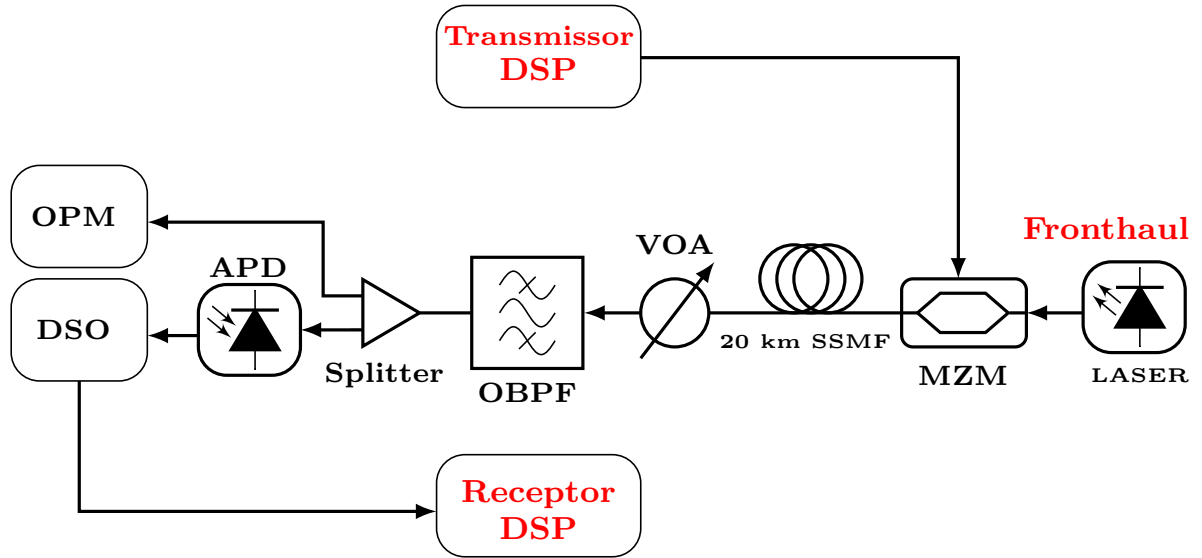


Figura 24 – Estudo de caso (rede *fronthaul*).

Portanto, uma portadora óptica centrada em 1547.72 nm foi gerada por uma fonte *laser* sintonizável. Esta portadora foi modulada (*On-Off Keying*) pelo sinal *Non-return to zero (NRZ)* previamente processado e carregado no gerador de pulsos padrão (*PPG*). A modulação da portadora óptica foi efetuada através de um *Mach-Zehnder*¹⁰ (*MZM*). Neste caso, ambos *PPG* e *MZM* são embarcados no mesmo equipamento, um transceptor óptico do tipo *SHF46210B*. Além disso, esse equipamento é, também, composto por um analisador de erros (*BER tester - BERT*).

Então, o sinal modulado é transmitido através de um enlace de 20 km de fibra monomodo padrão (*SSMF*). A potência de transmissão óptica aplicada foi de -2,5 dBm. Este experimento foi feito para diferentes taxas de transmissão (T_t) na rede. Essas taxas foram calculadas considerando diferentes faixas de IF (500 MHz, 600 MHz e 700 MHz) e a resolução do quantizador (r_Q), de acordo com a Equação 4.3.

$$T_t = 2 \times \left[fr + \frac{B_w}{2} \right] \times r_Q \quad (4.3)$$

Onde B_w é a largura de banda do sinal em banda base (20 MHz) e o fator $2 \times [fr + \frac{B_w}{2}]$ corresponde a taxa de amostragem do sinal, pelo critério de *Nyquist*. As taxas de transmissão

¹⁰ Modulador óptico usado para controlar a amplitude do sinal óptico através de uma mudança de fase induzida

usadas, são mostradas na Tabela 6. O sinal quantizado com 8 bits por amostra é considerado sinal de referência, para cada IF.

Tabela 7 – Taxas de transmissão na rede *fronthaul*.

Resolução do quantizador	Faixas de IF		
	500 MHz	600 MHz	700 MHz
4 bits/amostra	4,08 Gbps	4,88 Gbps	5,68 Gbps
6 bits/amostra	6,12 Gbps	7,32 Gbps	8,52 Gbps
8 bits/amostra	8,16 Gbps	9,76 Gbps	11,36 Gbps

O receptor deste sistema é composto por um filtro passa-banda óptico (OBPF), modelo *YENISTA XTM-50*, que opera na faixa entre 1450 nm e 1650 nm e um fotodetector de avalanche (APD). Além disso, foram usados, neste caso, um atenuador óptico variável (VOA) e um medidor de potência (OPM), para variação e medição da potência óptica recebida. Por fim, um osciloscópio digital (DSO) de amostragem em tempo real do tipo *Agilent 86100B* foi usado na captura o sinal recebido. A Figura 25 mostra o *setup* experimental para a rede *fronthaul*.

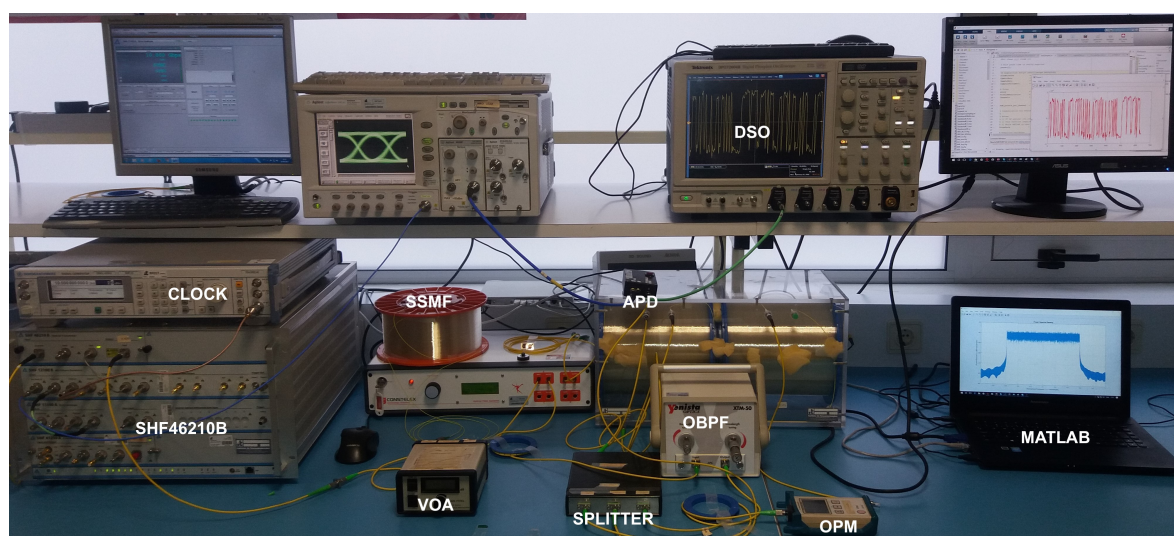


Figura 25 – *Setup* experimental para a rede *fronthaul*.

A fonte *laser* usada para geração da portadora óptica é ilustrada na Figura 26.

4.2.1 Análise dos resultados experimentais

A análise do desempenho do *fronthaul* óptico é feita nesta seção. A métrica usada nesta análise é a taxa de erro de bits (BER), provocada pela degradação do enlace óptico.

A Figura 27 mostra o desempenho da rede *fronthaul*, transmitindo um sinal IF-DRoF centralizado em 500 MHz. Os resultados mostram que a transmissão é afetada pela perda da potência óptica recebida. Esta perda de potência é devido à atenuação do canal óptico, emulada pelo VOA. Assim, para o sinal de 500 MHz, uma potência óptica recebida de até

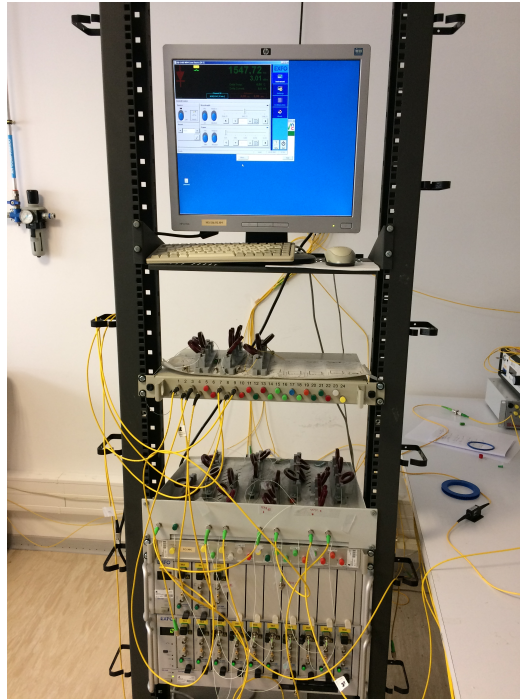


Figura 26 – Fonte *laser* (gerador da portadora óptica).

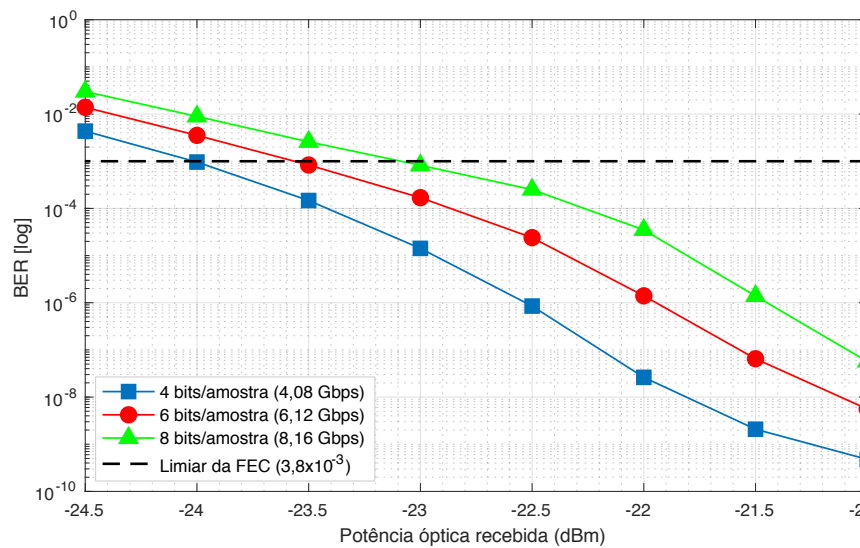


Figura 27 – Desempenho do *fronthaul* para o sinal centrado em 500 MHz.

-24 dbm, -23,5 dbm e -23 dbm, permite a transmissão do sinal, com menos erros, ou seja, a BER permanece abaixo do limiar ($3,8 \times 10^{-3}$) para o sistema de correção de erros (FEC) [49], para sinais quantizados com 4 bits, 6 bits e 8 bits, respectivamente. Além disso, o resultado apresentado na Figura 25 também mostra que o desempenho da transmissão também é afetada pelo aumento da taxa de transmissão, isto é, de 4.08 Gbps para 6.12 Gbps e 8.16 Gbps.

Para o sinal centrado na IF de 600 MHz, Figura 28, os resultados mostram que, uma potência óptica mínima de -23.7 dbm, -23.4 dbm e -22.5 dbm é necessária no receptor,

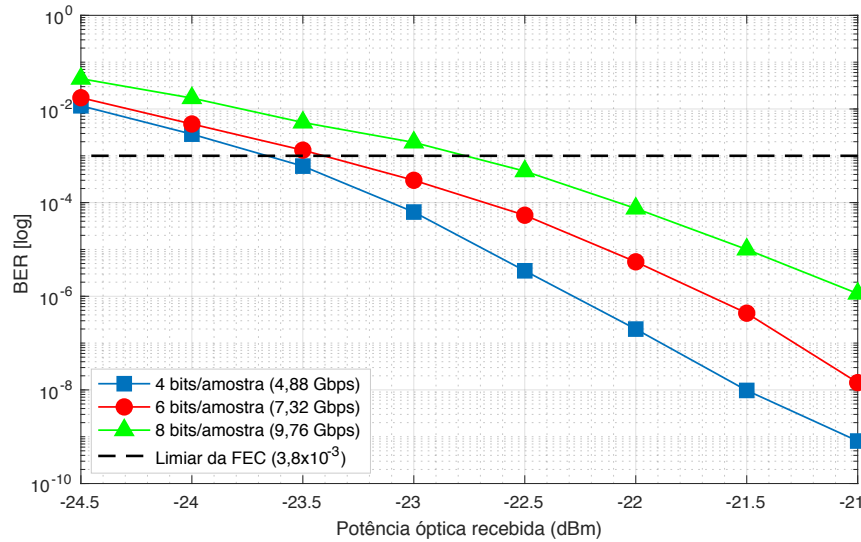


Figura 28 – Desempenho do *fronthaul* para o sinal centrado em 600 MHz.

para manter um bom desempenho da transmissão, isto é, uma BER abaixo do limite FEC, para 4 bits, 6 bits e 8 bits, respectivamente.

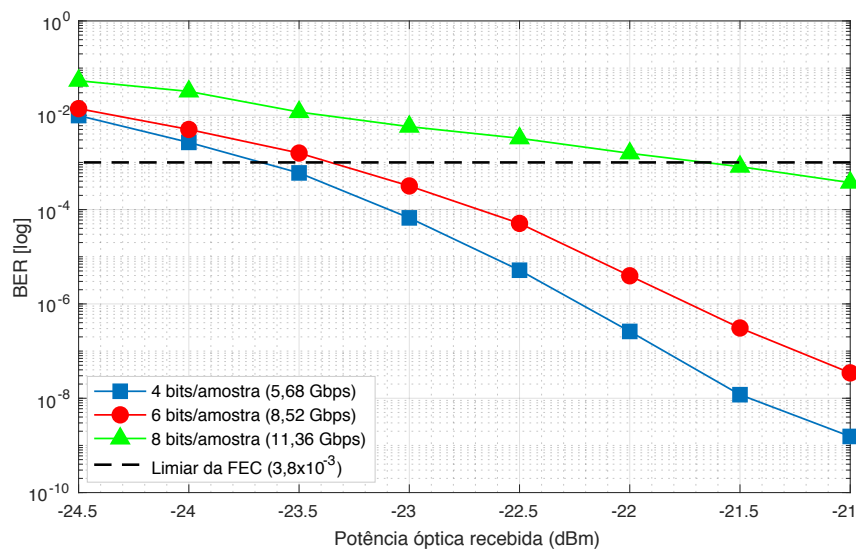


Figura 29 – Desempenho do *fronthaul* para o sinal centrado em 700 MHz.

Por fim, para o caso do sinal centrado na IF de 700 MHz, Figura 29, os resultados mostram que, no geral, o desempenho do *fronthaul* decresce. Para o sinal quantizado com 8 bits por amostra, isto é, o sinal transmitido com uma taxa de 11,36 Gbps o desempenho do *fronthaul* é mais ineficiente. Neste caso, a BER aumenta drasticamente, devido ao aumento significativo da taxa de transmissão. Consequentemente, a BER permanece acima do limite de FEC, para praticamente toda faixa de potência analisada (entre -24,5 dBm e -21 dBm).

4.3 Pós-processamento do Sinal

Após a transmissão pela rede *fronthaul*, os dados recebidos passaram pelo processamento adequado, visando a decodificação e posterior análise. Neste caso, o pós-processamento do sinal consiste na decodificação da forma de onda recebida pelo osciloscópio, para recuperação da sequência binária transmitida, através da implementação de um circuito de decisão de bit. Um exemplo da forma de onda capturada pelo osciloscópio no receptor, após a conversão óptico-elétrico, é mostrado na Figura 30, para diferentes valores de atenuação do *fronthaul*. Para permitir uma melhor visualização, este exemplo contém apenas trezentas (300) amostras.

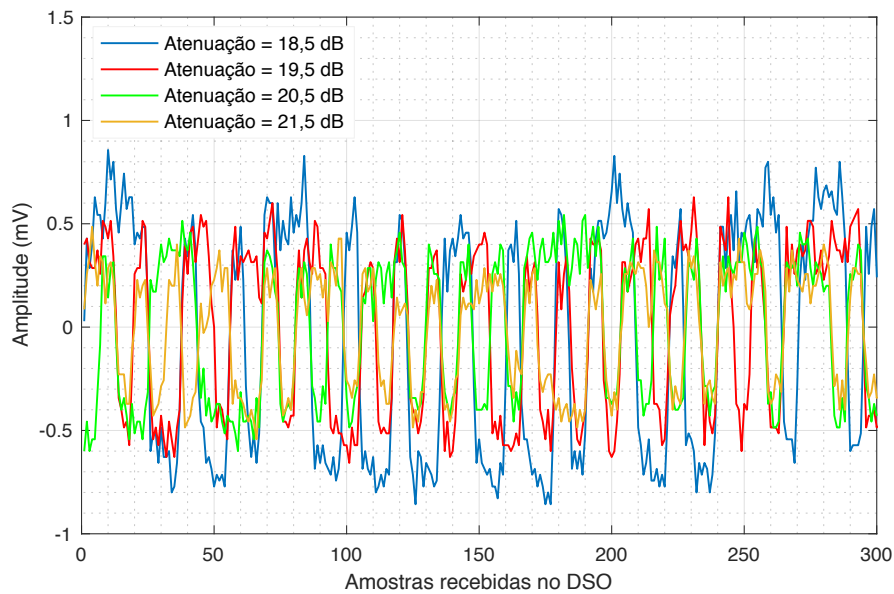


Figura 30 – Sinal capturado no receptor.

Essas amostras correspondem à sequência binária ilustrada na Figura 31, com 60 bits. Portanto, cada bit transmitido, pode ser recuperado através de cinco (5) amostras da forma de onda recebida no DSO.

Após a recuperação dos bits no receptor, todo o processamento *AnLD* inverso foi efetuado, para a recuperação do sinal de rádio. Em seguida, um processo de *downconversion* (DDC) é efetuado, para obtenção da versão em banda base, do sinal recebido. Por fim, a distorção do sinal recebido é avaliada, através da análise do *EVM*, conforme a Equação 4.4 [50].

$$EVM(rms) = \sqrt{\frac{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |S_m - S_0|^2}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |S_0|^2}} \quad (4.4)$$

onde M é o número de símbolos na constelação, S_m é o símbolo recebido e S_0 é o símbolo ideal, na constelação.

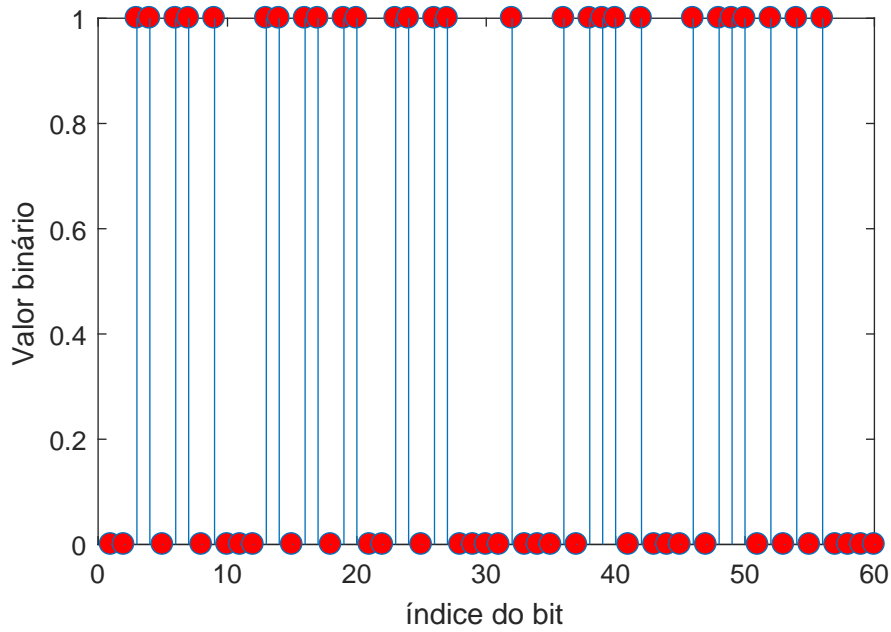


Figura 31 – Sequência binária transmitida.

Para permitir uma melhor visualização dos resultados, o EVM é apresentado na escala logarítmica (dB), de acordo com Equação 4.5.

$$EVM(db) = 20 \times \log_{10}(EVM) \quad (4.5)$$

4.3.1 Análise do sinal em banda base

A análise do EVM , para o sinal DRoF centrado na IF de 500 MHz é apresentada na Figura 32. Neste caso, os resultados mostram que, embora o enlace óptico opere com uma taxa de transmissão menor, como é o caso de 4.08 Gbps (linha azul com marcador sólido), o que implica uma BER menor, maior EVM é observado. Esse EVM varia entre -15.78 dB e -22.44 dB, para toda faixa de potência óptica analisada (entre -24.5 dBm e -21 dBm). Isso ocorre devido ao fato de que, o sinal transmitido com uma taxa de 4.08 Gbps foi quantizado diretamente (QD), isto é, sem processamento prévio usando $AnLD$, com uma resolução baixa (4 bits por amostra), o que introduz o ruído de quantização que provoca cerca de 7,9%. Portanto, usar uma QD com resolução de 4 bits não é viável para transmissão de sinais com uma modulação de 64 QAM pois, o EVM gerado, de -22.1 dB (7.9 %) é praticamente igual ao EVM_{lim} , -22 dB (8 %). Nesse caso, a condição mostrada em 4.5, onde o EVM_{budg} deve permanecer abaixo do EVM_{lim} , não é satisfeita, independentemente da potência óptica que alcança o receptor.

O uso do DQ para o sinal transmitido com a taxa de 6.12 Gbps (linha vermelha com marcador sólido) mostrou-se viável, isto é, o EVM gerado é menor que o EVM_{lim} , quando a potência que alcança o receptor for maior que -22.5 dBm. Para o caso do sinal transmitido

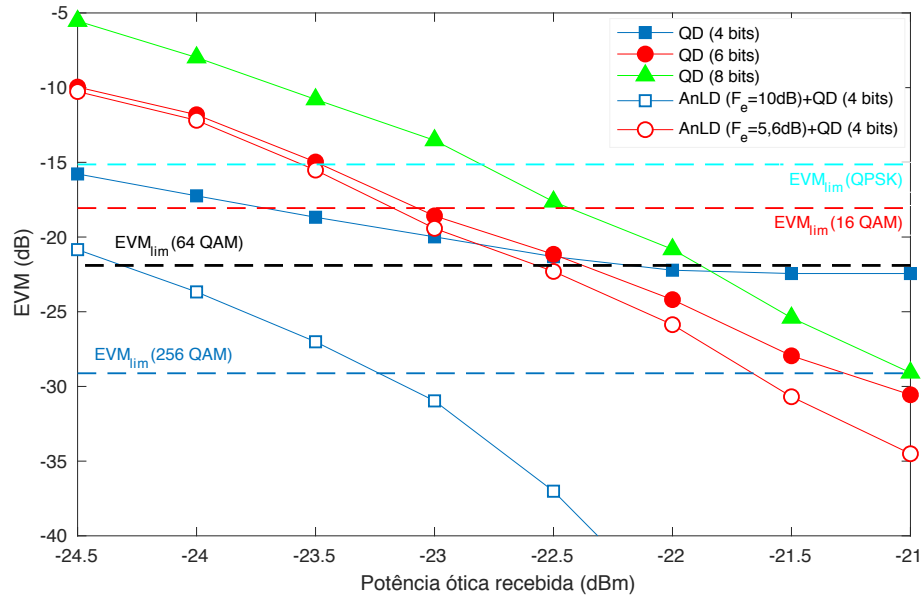


Figura 32 – Distorção do sinal centrado na IF de 500 MHz.

8.16 Gbps (linha verde), embora apresente menor ruído de quantização, devido à alta resolução do quantizador (8 bits por amostra), o *EVM* degrada mais rápido, devido à taxa de transmissão, que é relativamente alta, o que implica uma maior BER. Assim, o sinal transmitido com 8.16 Gbps requer potências acima de -21.8 dBm no receptor.

Entretanto, conforme mostrado na Figura 20, a aplicação *AnLD* antes da quantização, com uma uma distorção de 5.6 dB e 10 dB, por exemplo, permite a quantização do sinal com 6 bits e 4 bits (*AnLD*+*QD*), com o mesmo erro de quantização provocado por uma resolução de 8 bits. Portanto, a redução do erro de quantização e a baixa taxa de transmissão, permitem uma redução do *EVM*, cerca de -22.87 dB (7.18 %) para o sinal transmitido a 4.08 Gbps (linha azul com marcador oco) e cerca de 2 %, para o sinal transmitido com 6.12 Gbps (linha vermelha com marcador oco).

O comportamento descrito acima pode ser, também, observado nos casos da transmissão do sinal D-RoF nas faixas de 600 MHz e 700 MHz, conforme mostram as Figura 33 e Figura 34, respectivamente. Nesses casos, as taxas de transmissão correspondentes ao sinal de 600 MHz (4.88 Gbps, 7.32 Gbps e 9.76 Gbps) e 700 MHz (5.68 Gbps, 8.52 Gbps e 11.36 Gbps), são relativamente maiores, comparadas às taxas de transmissão para 500 MHz. Portanto, apesar de o *EVM* apresentar um comportamento semelhante, os valores são, também, relativamente maiores.

No caso de 600 MHz, o sinal transmitido com 4.88 Gbps (linha azul com marcador sólido) usando DQ é inviável em toda a faixa de potência analisada (entre -24.5 dBm e -21 dBm). Com aplicação do *AnLD* esta transmissão torna-se viável para potências acima de -23.5 dBm.

A redução do *EVM*, devido a aplicação do *AnLD*, para o sinal transmitido com 7.32

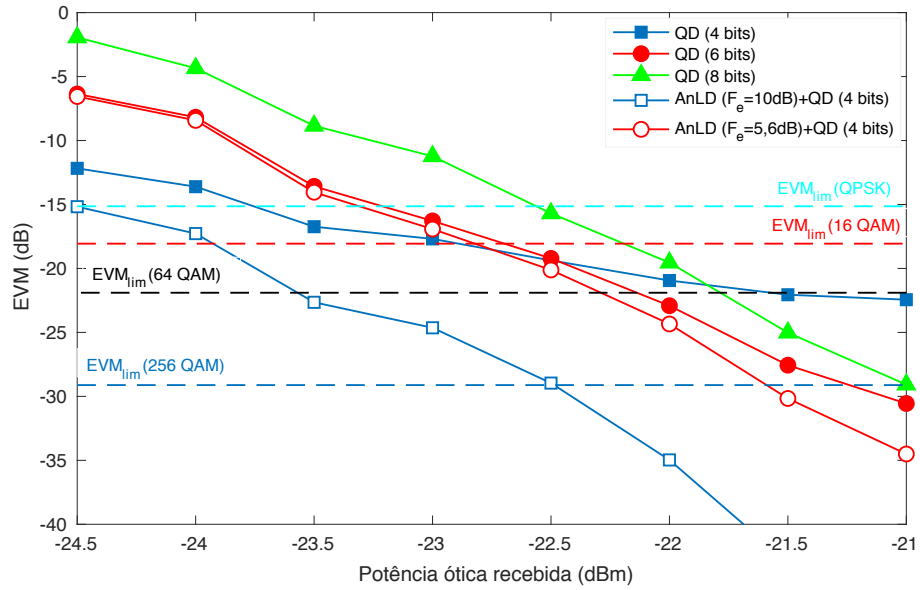


Figura 33 – Distorção do sinal centrado na IF de 600 MHz.

Gbps (linhas vermelhas) é de cerca de 4 dB para potência de -21 dBm, no receptor, e torna-se pouco significativa, na medida em que a potência óptica diminui. O sinal de referência, transmitido com 9.76 Gbps (linha verde), só é viável para potências acima de -21.8 dBm.

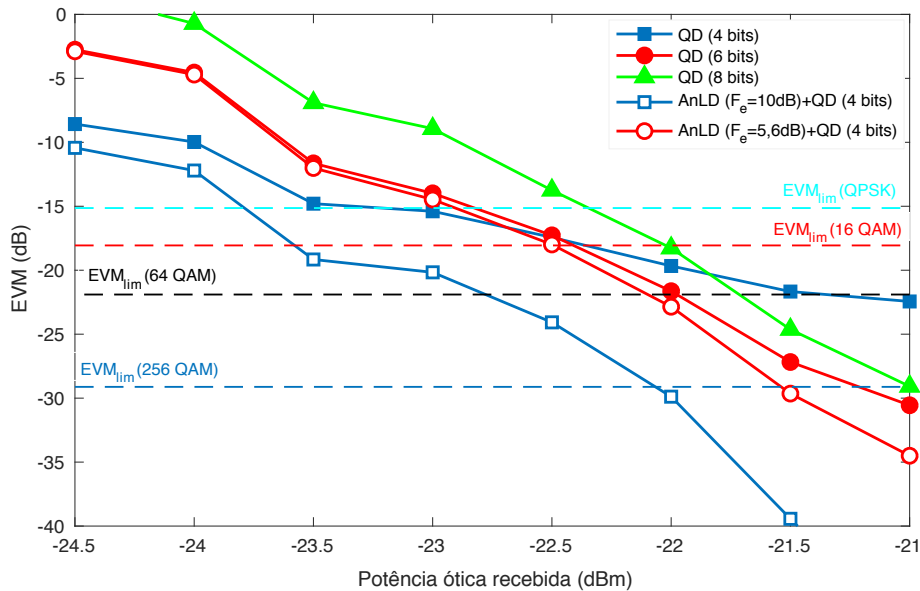


Figura 34 – Distorção do sinal centrado na IF de 700 MHz.

Para 700 MHz, assim como nos casos anteriores, o sinal transmitido com 5.68 Gbps (linha azul com marcador sólido) usando DQ é inviável em toda a faixa de potência analisada, devido ao ruído de quantização. Com aplicação do *AnLD* esta transmissão torna-se viável para potências acima de -22.8 dBm. A redução do *EVM*, devido a aplicação do *AnLD*, para o sinal transmitido com 8.52 Gbps (linhas vermelhas) é de cerca de 4 dB

para potência de -21 dBm e tende para zero, na medida em que a potência ótica diminui. O sinal de referência, transmitido com 11.36 Gbps (linha verde), só é viável para potências acima de -21.7 dBm.

4.4 Comparação com as técnicas companding μ -law e A-law

Nesta seção é efetuada uma análise comparativa do desempenho entre o método desenvolvido, *AnLD*, e as técnicas de *companding* μ -Law e A-Law. Assim como o *AnLD*, as técnicas de *companding* reduzem a faixa dinâmica do sinal e a sua performance já foi testada para os sinais LTE [51]. Entretanto, μ -Law e A-Law são bastante usados para codificação dos sinais de áudio.

Para este caso, a análise efetuada avalia a relação sinal ruído de quantização (SQNR) de cada uma das técnicas. Assim, para as técnicas μ -Law e A-Law foram usados os parâmetros $\mu = 255$ e $A = 87,6$, respectivamente. A resolução do quantizador varia na faixa entre 4 bits/amostra e 8 bits/amostra, conforme os casos analisados nas seções anteriores. O resultado dessa análise é apresentada na Figura 35.

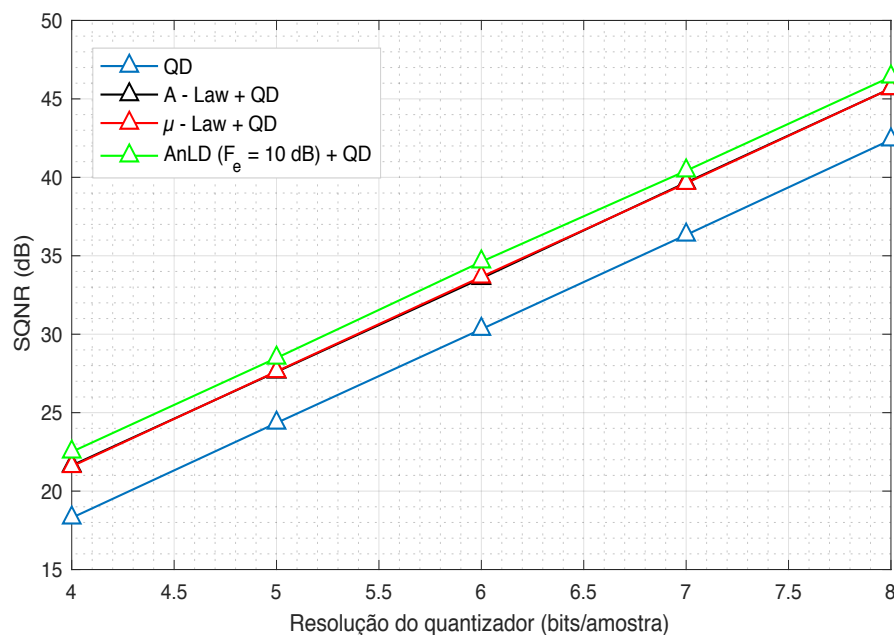


Figura 35 – Comparação da SQNR (*AnLD*, μ -Law e A-Law).

Portanto, conforme mostra o resultado, observa-se uma melhora da SQNR no método *AnLD* (curva verde), comparando com as técnicas μ -Law e A-Law (curvas sobrepostas, preta e vermelha, respectivamente). Esse melhora é de 21,5 dB para 22,5 dB, isto é, 1 dB, na faixa analisada, para a resolução do quantizador, 4bits/amostra para 8 bits/amostra. Além disso, o resultado desta análise, também mostra que, a melhora na SQNR, do método *AnLD*, comparando com a quantização direta (curva azul), é de 18,5 dB para 22,5 dB, isto é, 4 dB.

5 Conclusões

Este trabalho consistiu no desenvolvimento de estratégias alternativas para a redução das taxas de transmissão no *fronthaul* baseado nos sistemas de Rádio-sobre-Fibra digital com transmissão em frequência intermediária, nos sistemas *Centralized Radio access Network (C-RAN)*, visando aumentar a capacidade de transporte da rede. Portanto, foi desenvolvido, neste trabalho, um método para compressão do sinal de rádio sobre fibra digital (DRoF), que trafega na rede *fronthaul*. O método desenvolvido é designado por *Adaptive non Linear Distortion (AnLD)* e, é baseado na introdução da distorção no sinal. A viabilidade do método *AnLD* foi avaliada experimentalmente, em uma transmissão através de um enlace óptico de 20 km.

Das contribuições deste trabalho destaca-se o desenvolvimento de um método para compressão adaptativa do sinal em IF, que usa informações sobre o estado do canal sem fio para controlar o processo de compressão do sinal no *fronthaul*.

De um modo geral, os resultados obtidos através de simulações e testes experimentais mostraram que o método desenvolvido (*AnLD*), neste trabalho, apresenta um potencial para aplicação em sistemas de Rádio sobre Fibra no *fronthaul*, pois, este método permite a redução das taxas de transmissão na rede e minimiza o impacto da distorção causada pela quantização direta do sinal.

De uma forma específica, os resultados obtidos neste trabalho permitem-nos concluir que a quantização direta, isto é, sem processamento prévio do sinal DRoF, torna as resoluções de 4 bits ou menos, inviáveis (a distorção do sinal atinge o limiar), quando o sinal transmitido for modulado com 64 QAM. Entretanto, a aplicação do método *AnLD* torna a resolução de 4 bits viável, reduzindo a distorção do sinal para valores próximos de zero.

O método *AnLD* pode fornecer um fator de compressão de cerca de 1,8:1. Isso permite reduzir cerca de 45,05 % das taxas de dados na rede, aumentando, desta forma, a sua capacidade de transmissão.

Por outro lado, *AnLD* permite reduzir o ruído de quantização, isto é, melhorar a SNR no enlace. Como consequência, observa-se uma redução do *EVM* para resoluções menores no quantizador (exemplo, 4 bits/amostra). Assim, em termos práticos, além do ganho da compressão, essa melhora na SNR também permite a extensão do comprimento do enlace no *fronthaul*, possibilitando uma transmissão com níveis de *EVM* abaixo do limiar determinado pelo 3GPP, por exemplo, 8 %, para uma modulação de 64 QAM.

Por fim, foi possível concluir que a capacidade de redução de ruído, do método *AnLD*,

supera as técnicas de *companding* μ -Law e A-Law, isto é, *AnLD* apresenta uma melhora na relação sinal ruído de quantização, em torno de 1 dB. Enquanto que, em relação a quantização direta, a melhora na SQNR é de cerca de 4 dB.

Por fim, foi possível concluir que a degradação do sinal, no *fronthaul*, provoca impacto no desempenho do usuário final da rede *CRAN*. Esse impacto pode causar até 60 % de perdas no *throughput* do usuário.

5.1 Trabalhos Futuros

Para a continuação deste trabalho, estão em andamento as seguintes atividades:

Análise do método de compressão no sentido de transmissão de *uplink*, visando analisar o impacto da compressão no sinal transmitido pelo usuário, para a central BBU, uma vez que o esquema de modulação é diferente do sentido de transmissão de *downlink*;

Entretanto, algumas atividades são propostas para trabalhos futuros, como por exemplo:

Desenvolvimento de estratégias para compressão do sinal, em cenários mais complexos, como por exemplo, cenários onde são usadas tecnologias como *Massive MIMO*, *Carrier aggregation* e *Beamforming*), o que permite estudar ambientes 5G mais realistas;

Desenvolvimento de estratégias eficientes para compressão do sinal DRoF em cenários onde a transmissão ocorre em RF. Nesses cenários, a compressão é também baseada apenas na quantização direta do sinal.

5.2 Publicações

D. M. Mathe, B. Neto, R. S. Oliveira, A. L. J. Teixeira and J. C. W. A. Costa, "Adaptive Signal Compression in Intermediate Frequency Band for DRoF Mobile Fronthaul," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 31, no. 8, pp. 579-582, 15 April 2019.

doi: 10.1109/LPT.2019.2901444

D. M. Mathe, R. S. Oliveira, A. L. J. Teixeira and J. C. W. A. Costa, "Impact of Fronthaul Signal Degradation on CRAN End-Users," in SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, Aveiro, 2019: No prelo.

Referências

- 1 Peng, M. et al. Fronthaul-constrained cloud radio access networks: insights and challenges. *IEEE Wireless Communications*, v. 22, n. 2, p. 152–160, April 2015. ISSN 1536-1284. Citado na página 16.
- 2 Huang, Y. et al. Enabling DSL and radio on the same copper pair. In: *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1031–1035. ISSN 1550-3607. Citado na página 16.
- 3 Huang, Y. et al. LTE over copper - potential and limitations. In: *2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1339–1343. Citado na página 16.
- 4 Nieman, K. F.; Evans, B. L. Time-domain compression of complex-baseband LTE signals for cloud radio access networks. In: *2013 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1198–1201. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 20.
- 5 Guo, B. et al. LTE/LTE-A signal compression on the cpri interface. *Bell Labs Technical Journal*, v. 18, n. 2, p. 117–133, Sep. 2013. ISSN 1538-7305. Citado 4 vezes nas páginas 16, 17, 18 e 20.
- 6 Ramalho, L. et al. An LPC-based fronthaul compression scheme. *IEEE Communications Letters*, v. 21, n. 2, p. 318–321, Feb 2017. ISSN 1089-7798. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 23.
- 7 ITU-T. *Radio-over-fibre (RoF) technologies and their applications*. 2018. Disponível em: <<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.Sup55/en>>. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 34.
- 8 ERICSSON Mobility Report. 2015. Disponível em: <<https://www.ericsson.com/assets/local/mobility-report/documents/2018/ericsson-mobility-report-november-2018.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 27.
- 9 LIM, C.; YANG, Y.; NIRMALATHAS, A. Transport schemes for fiber-wireless technology: Transmission performance and energy efficiency. In: . [S.l.: s.n.], 2014. Citado na página 17.
- 10 HADI, M. U. et al. Optimized digital radio over fiber system for medium range communication. *Optics Communications*, v. 443, p. 177 – 185, 2019. ISSN 0030-4018. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401819302329>>. Citado na página 17.
- 11 Liu, L.; Zhang, R. Optimized uplink transmission in multi-antenna C-RAN with spatial compression and forward. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 63, n. 19, p. 5083–5095, Oct 2015. ISSN 1053-587X. Citado na página 21.
- 12 MAIDEN, R. *Low-loss compression of CPRI baseband data*. 2014. Disponível em: <<https://www.edn.com/design/integrated-circuit-design/4434857/Low-loss-compression-of-CPRI-baseband-data>>. Citado na página 21.

- 13 Xu, M. et al. Key technologies for next-generation digital RoF mobile fronthaul with statistical data compression and multiband modulation. *Journal of Lightwave Technology*, v. 35, n. 17, p. 3671–3679, Sep. 2017. Citado na página 21.
- 14 Kim, S. H.; Chung, H. S.; Kim, S. M. Experimental demonstration of CPRI data compression based on partial bit sampling for mobile fronthaul link in C-RAN. In: *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–3. Citado na página 22.
- 15 ZHU, P.; YOSHIDA, Y.; KITAYAMA, K. ichi. Adaptive space-time compression for efficient massive MIMO fronthauling. *Opt. Express*, OSA, v. 26, n. 18, p. 24098–24113, Sep 2018. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-26-18-24098>>. Citado na página 22.
- 16 QI, Y. et al. Fronthaul data compression for uplink CoMP in cloud radio access network C-RAN. *Trans. Emerg. Telecommun. Technol.*, John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, v. 27, n. 10, p. 1409–1425, out. 2016. ISSN 2161-3915. Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/ett.3088>>. Citado na página 22.
- 17 Liu, A. et al. Fronthaul data reduction in massive MIMO aided C-RAN via two-timescale hybrid compression. In: *2018 IEEE Information Theory Workshop (ITW)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. Citado na página 22.
- 18 Xu, M. et al. A novel data-compression technology for digital mobile fronthaul with lloyd algorithm and differential coding. In: *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–3. Citado na página 22.
- 19 Lu, F. et al. Adaptive digitization and variable channel coding for enhancement of compressed digital mobile fronthaul in PAM-4 optical links. *Journal of Lightwave Technology*, v. 35, n. 21, p. 4714–4720, Nov 2017. ISSN 0733-8724. Citado na página 23.
- 20 HEO, E.; SIMEONE, O.; PARK, H. Optimal fronthaul compression for synchronization in the uplink of cloud radio access networks. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, v. 2017, n. 1, p. 22, Jan 2017. ISSN 1687-1499. Disponível em: <<https://doi.org/10.1186/s13638-017-0804-8>>. Citado na página 24.
- 21 Jang, S. et al. A digitized IF-Over-Fiber transmission based on low-pass Delta-Sigma Modulation. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 26, n. 24, p. 2484–2487, Dec 2014. ISSN 1041-1135. Citado na página 24.
- 22 SUNG, M. et al. Improvement of the transmission performance in multi-IF-over-Fiber mobile fronthaul by using tone-reservation technique. *Opt. Express*, OSA, v. 23, n. 23, p. 29615–29624, Nov 2015. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-23-23-29615>>. Citado na página 24.
- 23 YANG, Y. *Investigation on Digitized RF Transport over Fiber*. Dissertação (PhD Thesis) — University of Melbourne, 2011. Citado na página 25.
- 24 VENKATARAMAN, H.; TRESTIAN, R. *5G Radio Access Networks: Centralized RAN, Cloud-RAN and Virtualization of Small Cells*. CRC Press, 2017. ISBN 9781351863377. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=7GxdDgAAQBAJ>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 31.

- 25 VAEZI, M.; ZHANG, Y. *Cloud Mobile Networks: From RAN to EPC*. Springer International Publishing, 2017. (Wireless Networks). ISBN 9783319544960. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=v1i-DgAAQBAJ>>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 30.
- 26 de la Oliva, A. et al. An overview of the CPRI specification and its application to C-RAN-based LTE scenarios. *IEEE Communications Magazine*, v. 54, n. 2, p. 152–159, February 2016. ISSN 0163-6804. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- 27 COMMON Public Radio Interface: eCPRI Interface Specification. 2018. Disponível em: <http://www.cpri.info/downloads/eCPRI_v_1_2_2018_06_25.pdf>. Citado na página 29.
- 28 Alimi, I. A.; Teixeira, A. L.; Monteiro, P. P. Toward an efficient C-RAN optical fronthaul for the future networks: A tutorial on technologies, requirements, challenges, and solutions. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 20, n. 1, p. 708–769, Firstquarter 2018. ISSN 1553-877X. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 31.
- 29 GOMES, N. J. et al. Fronthaul evolution: From CPRI to Ethernet. *Optical Fiber Technology*, v. 26, p. 50 – 58, 2015. ISSN 1068-5200. Next Generation Access Networks. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1068520015000942>>. Citado na página 31.
- 30 Beas, J. et al. Millimeter-wave frequency Radio over Fiber systems: A Survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 15, n. 4, p. 1593–1619, Fourth 2013. ISSN 1553-877X. Citado na página 32.
- 31 NETO, R. E. M. *Análise do Desempenho de Sistemas Rádio sobre Fibra usando Sinais OFDM e SC-FDMA*. Dissertação (Dissertação de mestrado) — Universidade do Porto, 2014. Citado na página 33.
- 32 CAO, M. et al. Photonic aided bandpass sampling in coherent phase modulated Radio-over-Fiber links. *Optics Communications*, v. 368, p. 160 – 164, 2016. ISSN 0030-4018. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401816301080>>. Citado na página 36.
- 33 DAHLMAN, E.; PARKVALL, S.; SKOLD, J. *5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology*. Elsevier Science, 2018. ISBN 9780128143230. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=lcSLswEACAAJ>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 40.
- 34 DAHLMAN, E.; PARKVALL, S.; SKOLD, J. *4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*. Elsevier Science, 2013. ISBN 9780124199972. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=AbkPAAAAQBAJ>>. Citado na página 37.
- 35 SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. *LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*. Wiley, 2011. ISBN 9780470660256. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=g0lficnQ6eUC>>. Citado 4 vezes nas páginas 37, 38, 39 e 40.
- 36 Seung Hee Han; Jae Hong Lee. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *IEEE Wireless Communications*, v. 12, n. 2, p. 56–65, April 2005. ISSN 1536-1284. Citado na página 39.

- 37 SAUTER, M. *From GSM to LTE-Advanced Pro and 5G.: An Introduction to Mobile Networks and Mobile Broadband*. Wiley, 2017. ISBN 9781119346937. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=AEozDwAAQBAJ>>. Citado na página 40.
- 38 RAMALHO, L. L. *Compressão de Sinais LTE para Redes 4G/5G em Arquitetura C-RAN*. Dissertação (Tese de Doutorado) — Universidade Federal do Pará, 2016. Citado na página 41.
- 39 PARADISI M. D. YACOUB, F. L. F. A.; TRONCO, T. R. *Long Term Evolution 4G and Beyond*. Springer, 2016. ISBN 978-3-319-37304-1. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=AbkPAAAAQBAJ>>. Citado na página 42.
- 40 LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Base Station (BS) Radio Transmission and Reception. 2017. Disponível em: <https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/14.03.00_60/ts_136104v140300p.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 52.
- 41 ZÖLZER, U. *Digital Audio Signal Processing*. Wiley, 1997. ISBN 9780471972266. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=IPMhDE-QWzQC>>. Citado na página 43.
- 42 SKLAR, B. *Digital communications: fundamentals and applications*. Prentice-Hall PTR, 2001. (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series). ISBN 9780130847881. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=Bh4fAQAAIAAJ>>. Citado 3 vezes nas páginas 43, 44 e 46.
- 43 Gray, R. M.; Neuhoff, D. L. Quantization. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 44, n. 6, p. 2325–2383, Oct 1998. ISSN 0018-9448. Citado na página 44.
- 44 ITU-T. *Pulse code modulation (PCM) of voice frequencies*. 1988. Disponível em: <<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.711-198811-I/en>>. Citado na página 44.
- 45 Desoer, C. Nonlinear distortion in feedback amplifiers. *IRE Transactions on Circuit Theory*, v. 9, n. 1, p. 2–6, March 1962. ISSN 0096-2007. Citado na página 47.
- 46 LEGARDA, J. *Feedforward Amplifiers for Wideband Communication Systems*. Springer US, 2006. ISBN 9780387351384. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=KIHb5T9-3VoC>>. Citado na página 47.
- 47 Hung, N. Q. V.; Jeung, H.; Aberer, K. An Evaluation of Model-Based Approaches to Sensor Data Compression. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, v. 25, n. 11, p. 2434–2447, Nov 2013. ISSN 1041-4347. Citado na página 47.
- 48 TORNATORE, M.; CHANG, G.; ELLINAS, G. *Fiber-Wireless Convergence in Next-Generation Communication Networks: Systems, Architectures, and Management*. Springer International Publishing, 2017. (Optical Networks). ISBN 9783319428222. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=PZPZDQAAQBAJ>>. Citado na página 53.
- 49 XU, Y. et al. Experimental investigation on fiber-wireless MIMO system with different LO at W Band. *IEEE Photonics Journal*, v. 7, n. 2, p. 1–7, April 2015. ISSN 1943-0655. Citado na página 66.

-
- 50 FORESTIER, S. et al. Joint optimization of the power-added efficiency and the error-vector measurement of 20-GHz pHEMT amplifier through a new dynamic bias-control method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 52, p. 1132–1141, 2004. Citado na página 68.
- 51 Brubaker, D. et al. *The Emerging Need for Fronthaul Compression*. 2016. Citado na página 72.