Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Análise Experimental de Técnicas de Modulação e-OFDM na Comunicação via Luz Visível

Felipe Teixeira Monteiro

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

Coorientador: Prof. Dr.Evandro Ottoni Teatini Salles
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Vitória-ES
10 de dezembro de 2018

Felipe Teixeira Monteiro

Análise Experimental de Técnicas de Modulação e-OFDM na Comunicação via Luz Visível

Aplicação de Técnicas de Modulação e-OFDM proposta para 5G na Tecnologia de Comunicação via Luz Visível

Linha de pesquisa: Telecomunicações

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

Coorientador: Prof. Dr.Evandro Ottoni Teatini Salles
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Vitória-ES
10 de dezembro de 2018

Felipe Teixeira Monteiro

Análise Experimental de Técnicas de Modulação e-OFDM na Comunicação via Luz Visível

Aplicação de Técnicas de Modulação e-OFDM proposta para 5G na Tecnologia de Comunicação via Luz Visível

- Vitória-ES, ————

Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva
Orientador

Prof. Dr.Evandro Ottoni Teatini Salles
Coorientador

PhD. Carlos Eduardo Schmidt Castellani
Universidade Federal do Espirito Santo

Dr. Reginaldo Barbosa Nunes
Instituto Federal do Espirito Santo

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Vitória-ES
10 de dezembro de 2018

À minha família e aos meus amigos.

Agradecimentos

Acredito que tudo que somos são influências de nossos pais, tanto em caráter, amor e em educação. Então antes de mais nada gostaria de agradecer aos meu pais, pois eles me colocaram no caminho para chegar aonde cheguei e me deram todo o suporte necessário para nunca pensar em desistir de nada na vida. Eles são os meus espelhos que me mostram que falhar faz parte do caminho, mas desistir não, por isso, sem eles esse título nunca seria possível.

Gostaria de agradecer também a minha companheira Livia Bonella, pois ela foi paciente e sábia me fazendo ter calma e amadurecimento ao longo desta etapa acadêmica. Não poderia esquecer do meu amigo David Moscon que foi graças a ele que ingressei nessa jornada e fez com minha matricula fosse literalmente efetuada no mestrado, um irmão que ganhei na graduação e segue firme comigo até os dias de hoje com seu companheirismo, seu enorme coração e humildade.

Ao professor Dr. Jair Adriano Lima Silva, pela confiança que depositou em mim com esse projeto e pela orientação que não só me acrescentou em conhecimento acadêmico, mas também me fez amadurecer como pessoa com seu exemplo de vida, de vir de onde veio e ser o que se tornou.

Aos meus colegas de laboratório do Laboratório de Telecomunicações da UFES (LabTel), que no dia-a-dia estiveram comigo, auxiliando nas pesquisas e acima de tudo, criando um ciclo de amizade em um ambiente onde temos o prazer de trabalhar.

À Universidade Federal do Espirito Santo, que me deu a oportunidade de buscar esse título tão almejado por muitos, e também a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro atribuído ao longo de toda a pesquisa, na forma de bolsa de estudos.

À Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Espírito Santo (FAPES) pelos apoios financeiros no âmbitos dos projetos cujas identificações são 80599230/17, 538/2018, 84343338 e 601/2018.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo amparo no âmbito dos projetos cujas identificações são 307757/2016-1, 304564/2016-8 e 309823/2018-8.

'Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes." (Marthin Luther King)

Resumo

Uma comparação de desempenho entre formatos de modulação multiportadoras candidatos à quinta geração de telefonia móvel (5G), aplicada a sistemas de comunicação via luz visível (VLC - *Visible Light Communications*), é apresentada neste trabalho. A tecnologia VLC é considerada promissora devido a vantagens que incluem a utilização de diodos emissores de luz (LED: *Light-Emitting Diode*) para transmissão de dados em espectro não licenciado, além da inexistência de interferência eletromagnética com sistemas de comunicação sem fio convencionais. A sua integração da tecnologia VLC no contexto 5G pressupõe uma avaliação de desempenho entre as técnicas de modulação recomendadas para 5G, bem como a comparação com a modulação designada para quarta geração de telefonia móvel (4G).

Assim sendo, o desempenho de sistemas VLC com multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), modulação usada em sistemas 4G, é comparado com dois novos formatos de modulação candidatos para a padronização do 5G, quais sejam, a multiplexação por banco de filtros (FBMC - *Filter Bank Multicarrier*) e a uma versão generalizada da multiplexação de subportadoras não ortogonais (GFDM - *Generalized Frequency Division Multiplexing*).

Resultados obtidos após simulações numéricas em canais que adicionam ruído Gaussiano branco mostraram que a técnica de modulação FBMC supera as multiplexações OFDM e GFDM. Um aparato experimental de um enlace VLC contendo um LED transmissor e um foto-receptor foi preparado e explorado para a comprovação dos princípios abordados. Os resultados experimentais mostraram que, em um enlace VLC de 1 m de comprimento e para diferentes valores da relação entre a potência de sinal e a potência de ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*), a multiplexação GFDM apresentou melhor desempenho quando comparado ao OFDM, embora para valores de SNR $\leq$ 8 dB a FBMC obteve melhor desempenho entre as demais. Isso também é verdade quando o comprimento do enlace alcança valores próximos de $2,5$ m, para altos valores de SNR. No entanto, o ganho de ≈ 5 dB na métrica de magnitude do vetor de erro obtido em $d = 2,5$ m, reforça a ideia de que tanto a FBMC quanto a GFDM podem ser adotados para comunicação VLC em ambientes internos, empregada como sistema complementar de aplicações em 5G. Além disso, também conjecturamos que, para comprimentos de enlace $d > 2.5$ m, a multiplexação FBMC pode ser o esquema de modulação favorito, considerando a rápida degradação do desempenho dos sistemas VLC baseados em GFDM.

Palavras-Chave: Comunicação por luz Visível VLC, 5G, OFDM, FBMC, GFDM.

Abstract

A performance comparison between a multicarrier modulation scheme candidate of 5th generation mobile phone (5G) applied to Visible Light Communications (VLC) is presented in this work. The VLC technology is considered promising to due the advantages of including the use of Light-Emitting Diode (LED) for unlicensed spectrum data transmission, and the absence of electromagnetic interference with wireless communication conventional systems. Its integration of VLC technology in the 5G context presupposes a performance assessment among the recommended 5G modulation techniques, as well as comparison with the modulation assigned to fourth generation mobile telephony (4G).

Therefore, the performance of VLC systems with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), modulation used in 4G systems, is compared with two new modulation scheme candidate for 5G standardization, which is Filter Bank Multiarrier (FBMC) and the generalized version of unorthogonal subcarrier multiplexing (GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing).

Results obtained after the numerical simulations in channels that add white Gaussian noise showed that FBMC modulation technique achieves better performance when compared to OFDM and GFDM multiplexing. The experimental setup of a VLC channel with transmitter LED and photoreceiver was prepared and explored to prove the principles discussed. Experimental results showed that for a VLC link of 1 m length and for different values of the Signal-to-Noise Ratio (SNR), the GFDM scheme presented better performance when compared to OFDM, although for SNR ≤ 8 dB values FBMC had better performance among the others. This is also true when the link length reaches values ≈ 2.5 m for high SNR values. However, to the ≈ 5 dB gain in the magnitude metric of the error vector obtained at $d = 2.5$ m reinforces the idea that both FBMC and GFDM can be adopted for VLC communication in Indoor environments, used as a complementary system of 5G applications. Nevertheless, we conjecture that for link lengths $d > 2.5$ m, FBMC can be the favorite modulation scheme, regarding the rapid performance degradation of GFDM based VLC systems

Palavras-Chave: Visible light communications, 5G, OFDM, FBMC, GFDM.

Lista de Figuras

Figura 1 – Diagrama em blocos de um sistema de comunicação VLC LOS. 7
Figura 2 – Comportamento teórico de um LED em termos da curva potência óptica de saída em função da corrente de alimentação. 8
Figura 3 – Modelo de canal VLC na configuração LOS. 10
Figura 4 – Canal VLC LOS depois da colimação. (a) Distribuição da iluminância, (b) Resposta em frequência e (c) Resposta impulsiva. 11
Figura 5 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda. [Neves 2018] 17
Figura 6 – Resposta em frequência e coeficientes do filtro protótipo proposto no projeto Phydyas para $K = 4$. Retirado de [Viholainen et al. 2009] . . . 19
Figura 7 – Espectros de um sinal OFDM e de um sinal FMBC, com este último fazendo uso do filtro PHYDYAS. 19
Figura 8 – (a) Formação de sinal OFDM com um único CP e (b) construção dos blocos de um sinal GFDM, sendo que cada contém seu prefixo. CP - *Cyclic Prefix*. 20
Figura 9 – Arranjo dos subsímbolos GFDM em grade de tempo-frequência. Retirado de [Michailow et al. 2014]. 21
Figura 10 – Espectro de um sinal OFDM em comparacao com o de um sinal GFDM gerados com 128 subportadoras, $K = 64$ e um filtro RC com fator de decaimento $\alpha = 0,5$. 22
Figura 11 – Diagrama em blocos das modulações multiporadoras. (a) OFDM, (b) FBMC and (c) GFDM. (De)Map: (De)mapeamento; Freq: Frequencia; K: Fator de superamostragem; I: Em fase; Q: Quadratura; Eq: Equalização; Esp: Espalhamento; Desesp: Desespalhamento. 22
Figura 12 – Metodologia utilizada nas simulações numéricas para validação dos modelos. 25
Figura 13 – Comparação de desempenhos em um canal AWGN para a modulação 4-QAM. Os diagramas de constelação mostrados ilustram a diferença de desempenho. 26
Figura 14 – Comparação de desempenhos em um canal AWGN para a modulação 16-QAM. Os diagramas de constelação mostrados ilustram a diferença de desempenho. 27
Figura 15 – Diagrama de blocos do aparato experimental. AE: amplificador elétrico, DC: corrente de polarização, PD: fotodetector. 28

Figura 16 – Aparato experimental desenvolvido no LabTel para experimentos com VLC. 28
Figura 17 – (a) Densidade espectral de potência medida em função de comprimentos de onda. (b) Iluminância em função da tensão direta aplicada no LED. 29
Figura 18 – Curva de corrente versus tensão do LED usado nos experimentos. . . . 29
Figura 19 – (a) Método de medição e (b) resposta em frequência medida. 29
Figura 20 – Representação nos domínios do tempo e da frequência de parte de sinais gerados. (a) OFDM, (b) FBMC e (c) GFDM. 31
Figura 21 – Desempenhos obtidos em B2B elétrico, para 4-QAM como modulação nas subportadoras. 31
Figura 22 – Desempenhos obtidos em mediante propagação em um canal VLC de 1 m, para 4-QAM como modulação nas subportadoras. 32
Figura 23 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 20 dB. 33
Figura 24 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 7 dB. 33
Figura 25 – Sistema com canal B2B com transmissão de sinais OFDM, GFDM e FBMC mediante de ruído aditivo: Curva EVM vs SNR - 16 QAM. . . 34
Figura 26 – Desempenhos obtidos em mediante propagação em um canal VLC de 1 m, para 16-QAM como modulação nas subportadoras. 34
Figura 27 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 20 dB. 35
Figura 28 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 7 dB. 35
Figura 29 – EVM em função do comprimento de enlace VLC. (a) 4-QAM sem adição de ruído; (b) 4-QAM para SNR = 10.5 dB; (c) 4-QAM para SNR = 2 dB; (d) 16-QAM sem adição de ruído; (e) 16-QAM para SNR = 10.5 dB; (f) 16-QAM para SNR = 2 dB. Alguns valores de BER são mostrados para comparação. 36
Figura 30 – Diagrama de constelação ilustrativo. 47

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros dos sinais OFDM e e-OFDM gerados. 26

Lista de Abreviaturas e Siglas

I_{dc} Componente de Corrente Continua

4G Quarta Geração de Telefonia Móvel

5G Quinta Geração de Telefonia Móvel

ADC *Analog-to-Digital Converter*

B2B *Back-to-Back*

BER *Bit-Error-Rate*

CP *Ciclic Prefix*

DAC *Digital-to-Analog Converter*

EVM *Error Vector Magnitude*

FBMC *Filter BankMulticarrier*

FDM *Frequency-Division Multiplexing*

FFT *Fast Fourier Transform*

FOV *Field-of-View*

GFDM *Generalized Frequency-Division Multiplexing*

ICI *Interchannel Interference*

IFFT *Inverse Fast Fourier Transform*

IM *Intensity Modulation*

IoT *Internet-of-Things*

ISI *Intersymbol Interference*

LED *Light Emitting Diode*

Li-Fi *Light-Fidelity*

LOS *Line-of-Sight*

OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

PIN *Positive-Intrinsic-Negative*

QAM *Quadrature Amplitude Modulation*

RF Rádio Frequência

RGB *Red Green Blue*

SNR *Signal-to-Noise Ratio*

VLC *Visible Light Communication*

Wi-Fi *Wireless-Fidelity*

Sumário

1 – Introdução **1**
1.1 Motivação e Definição do Problema 2
1.2 Objetivos Geral e Específicos 3
1.3 Metodologia 4
1.4 Trabalhos Relacionados 5
1.5 Principais Contribuições 6
1.6 Organização da Dissertação 6

2 – Comunicação via Luz Visível **7**
2.1 Descrição do Modelo de Sistema 7
2.2 O LED como Portadora Óptica em Sistemas VLC 8
2.3 O Canal de Comunicação via Luz Visível 9
2.4 O Fotodiodo como Conversor Opto-Elétrico em Sistemas VLC 12

3 – Técnicas de Modulação e-OFDM **15**
3.1 A Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais 15
3.1.1 A Importância da Extensão Cíclica 16
3.2 A Multiplexação por Bancos de Filtros FBMC 17
3.2.1 O Filtro Protótipo Designado no Projeto Phydyas 18
3.3 A Multiplexação GFDM 20
3.4 Descrição dos Diagramas em Blocos dos Sistemas e-OFDM 21

4 – Avaliação do Desempenho das Técnicas e-OFDM **25**
4.1 Validação dos Modelos Através de Simulações Numéricas 25
4.2 Comprovação Experimental dos Desempenhos 27
4.2.1 Caracterização dos Dispositivos do sistema VLC 27
4.2.2 Demais Especificidades acerca da Transmissão dos Sinais 30
4.2.3 Análise dos Resultados Experimentais 30
4.2.4 Avaliação do Impacto do Comprimento do Enlace VLC 33

5 – Conclusões e Trabalhos Futuros **37**

Referências **39**

Anexos **45**

ANEXO A–A Métrica Vetor de Erro de Magnitude (EVM) **47**

1 Introdução

Sabe-se que com o surgimento da comunicação por radiofrequência e a popularização de aparelhos e redes de comunicação sem fio, os serviços relacionados a estes tornaram-se essenciais nos dias de hoje [Feng et al. 2016]. Com a crescente demanda por comunicação massiva entre máquinas (mMTC - *massive Machine-Type Communications*) em aplicações de internet das coisas (IoT - *Internet of Things*), as redes móveis do futuro devem escalar-se apropriadamente para fornecer coberturas que podem atingir os 1000000 de dispositivos por metro quadrado [Osseiran et al. 2014], [Han et al. 2019]. Além disso, para lidar com cenários que exigem altas taxas, a tecnologia de comunicação de quinta geração (5G) deverá implementar serviços que demandam larguras de banda (eMBB - *Enhanced Mobile Broadband*) bem maiores que as atuais, ao mesmo tempo em que atendem à comunicação ultra confiável e de baixa latência (URLLC - *Ultra-Reliable Low-Latency Communication*). Isto é, redes 5G devem suportar ganhos em torno dos 1000 vezes maiores na capacidade e na quantidade de usuários individuais multi-Gbit/s [Osseiran et al. 2014]. O crescimento exponencial na demanda por espectro de frequências é, com isso, iminente, assim como é a busca por tecnologias que viabilizam o uso de frequências bem acima das usadas nos sistemas atuais [Che et al. 2017].

Com o objetivo de atender ao requisito eMBB no contexto 5G, comunicações ópticas sem fio (OWC - *Optical Wireless Communication*), termo utilizado para designar qualquer transmissão óptica num meio de propagação não guiado, oferecem como vantagens uma largura de banda ultra larga (400 THz), que inclui as sub-bandas de infravermelho, luz visível, ultravioleta, assim como robustez a interferência eletromagnética e alto grau de confinamento espacial. Além disso, a tecnologia OWC pode operar na banda do espectro não licenciado, reduzindo assim os custos de implementações. A comunicação por luz visível (VLC - *Visible Light Communications*) apresenta-se como uma alternativa OWC interessante, e tem sido extensivamente estudado para complementar as tecnologias que utilizam a rádio frequência (RF) [Rajagopal et al. 2012]. Atuando particularmente em ambientes fechados, a tecnologia VLC utiliza diodos emissores de luz (LEDs - *light-emitting diodes*) para iluminar e transmitir informações com economia de energia e disponibilidade da infraestrutura [Che et al. 2017], [Zwaag et al. 2019].

No entanto, em termos de desempenho e eficiência espectral, espera-se que esquemas de multiplexação/modulação sejam usadas na camada física (PHY - *Physical Layer*) de forma a propiciar transmissões nas taxas demandadas em 5G [Cai et al. 2018], [Viholainen et al. 2009]. Neste contexto, as modulações multiportadoras são desejadas devido à eficiência espectral que as carateriza, apesar do advindo aumento da complexidade. A multiplexação ortogonal por divisão de frequência (OFDM - *Orthogonal Frequency Disivion Multiplexing*)

é popular e muito utilizada pois fornece uma maneira simples de acomodar enlaces de alta taxa de dados em canais de comunicação sem fio caracterizados por desvanecimento multipercurso [Cai et al. 2018]. Porém, esquemas de multiplexação baseados em bancos de filtros tais como FBMC (*Filter Bank Multicarrier*) e GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) podem muito bem ser empregadas em sistemas VLC dentro do contexto 5G, visando atender não somente às aplicações que demandam eMBB, mas também aquelas ensejadas em IoT via mMTC. Também denominadas de e-OFDM (*enhanced*-OFDM) estes utilizam-se de artifícios como a adoção de filtros com baixa emissão fora da banda e filtragem em blocos de subportadoras para atender tais requisitos [Bellanger 2010], [Farhang-Boroujeny e Moradi 2016], [Michailow et al. 2014], [Farhang-Boroujeny e Moradi 2016], [Borges et al. 2018].

Portanto, a integração de sistemas VLC nas aplicações 5G que requerem eMBB é parte principal do escopo do presente trabalho. De maneira mais específica, ressalta-se a necessidade de uma análise de desempenho de diferentes técnicas de multiplexação no referido sistema, de forma a sustentar uma possível futura escolha do modelo de camada física da comunicação VLC no contexto de 5G.

1.1 Motivação e Definição do Problema

O crescimento anual de 53% de dados gerados por dispositivos móveis, sendo 80% destes gerados em aplicativos internos, e a quantidade de dispositivos conectados à Internet alcançando os 212 bilhões em 2020 são apenas algumas das estimativas que obrigam governos, empresas e academias a investirem em pesquisas e desenvolvimentos científicos que almejam, entre outros, a devida implantação da tecnologia 5G [Kuo et al. 2018], [Feng et al. 2016], [Al-Fuqaha et al. 2015]. A constatação de que o espectro outrora disponível não é suficiente para a disposição das velocidades atualmente demandadas, necessariamente remete à procura por alternativas tecnológicas que disponibilizam maiores larguras de banda, sem no entanto, desmerecer os aspectos relacionados a consumo de energia [Conceição 2016].

A liberação de espectros adicionais para comunicações móveis em RF é uma solução possível, porém, sem a eficiência desejada devido à saturação apresentada nesta faixa de frequências [Adiono et al. 2016] [Conceição 2016]. Na padronização da comunicação sem fio em 5G têm-se sugerido o emprego de frequências de operação em diferentes faixas de ondas milimétricas, em detrimento do estabelecimento de células menores e mais densas [Feng et al. 2018], [Han et al. 2019] [Colombo e Cirigliano 2011] [Feng et al. 2018]. É exatamente neste contexto que a tecnologia VLC se apresenta como um sistema complementar, agregando vantagens que incluem baixo custo, segurança, comunicação livre de interferências eletromagnéticas, entre outras [Feng et al. 2018], [Wu et al. 2014]. Convém

informar que na comunicação via luz visível, dados contendo informação modulam LEDs em comprimentos de onda entre $\approx$ 400 nm e $\approx$ 700 nm, isto é, consegue-se larguras de banda de até 10000 vezes maior que na faixa de RF, sendo o espectro não licenciado [Adiono et al. 2016].

Entretanto, alguns limitantes, nomeadamente aqueles referentes ao uso de LEDs de cor branca, afetam significativamente o desempenho dos sistemas VLC [Neves 2018]. Sabe-se que o processo de geração de luz branca limita a largura de banda elétrica de um LED, disponível para comunicação. Além disso, a comunicação de natureza difusa que caracteriza a tecnologia conduz à interpretação de uma transmissão com multipercursos, similar a aquela que assola os sistemas de comunicação sem fio em banda larga. Para combater estes importantes inconvenientes, técnicas de pré-enfatização podem ser utilizadas às custas de uma aumento de complexidade indesejado em determinadas aplicações [Fujimoto e Mochizuki 2013, Chow et al. 2013, Li et al. 2014]. Uma alternativa plausível para contornar estes problemas consiste na adoção de esquemas de multiplexação de múltiplas portadoras, visando atender também a eficiência espectral na camada PHY de sistemas VLC. Como variados são os candidatos a fazerem parte da padronização em 5G, um estudo mais profundo que considera o desempenho de sistemas VLC com modulações multiportadoras em ambientes internos, se faz presente.

1.2 Objetivos Geral e Específicos

Assim sendo, este trabalho teve como objetivo geral analisar o desempenho de técnicas de multiplexação e-OFDM em sistemas de comunicação via luz visível utilizadas para atender aplicações em 5G que requisitam eMBB. Os referidos desempenhos foram comparados com o de sistemas que empregam a modulação OFDM convencional, com o intuito de subsidiar uma escolha técnica da modulação a ser usada no modelo de camada física da aplicação em questão. Para alcançar o objetivo geral, almejou-se de forma mais específica:

- efetuar um levantamento exaustivo do estado da arte, uma vez que a integração entre VLC e 5G via investigação de técnicas de multiplexação não é abordada na literatura de forma vasta;

- aproveitar-se da experiência nos temas OFDM e VLC adquiridos ao longo dos últimos anos no Laboratório de Telecomunicações da UFES (o LabTel), já que isto de certeza iria facilitar de sobremaneira a referida integração;

- investigar e implementar modelos numéricos das multiplexações FBMC e GFDM de forma a comparar seus desempenhos em sistemas VLC com a modulação OFDM;

- validar os modelos implementados através de simulações computacionais em canais que adicionam ruído Gaussiano branco (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*);
- e comparar através de resultados experimentais os supracitados desempenhos, de forma a sustentar uma escolha técnica baseada em desempenho.

1.3 Metodologia

Para alcançar os objetivos delineados foi impreterível a implementação, em software de computação Matlab, de modelos numéricos dos esquemas de multiplexação FBMC e GFDM. Ressalta-se que um modelo OFDM previamente preparado e exaustivamente avaliado no LabTel foi aproveitado nas análises efetuados no âmbito deste trabalho. Estes esquemas foram parametrizados conforme os modelos de canal VLC utilizados nas simulações numéricas de modo a garantir o melhor desempenho de cada um dos sistemas. Isto foi de fato importante já que (naqueles sistemas que disto emprega), o projeto de extensões cíclicas é de fundamental importância para o combate à interferências entre símbolos, bem como para a equalização de efeitos lineares que afetam o desempenho.

A validação dos modelos implementados foi efetuada mediante a realização de simulações numéricas em canais que apenas inseriram ruído AWGN, variando-se a SNR para diferentes níveis de modulação nas subportadoras. Optou-se por esta metodologia de validação pois a comparação com resultados de modelos analíticos presentes no software de simulação foi imediata. De fato, a similaridade entre os resultados numéricos e os analíticos para o sistema com modulação OFDM mostrou que o método de análise e comparação de desempenho era adequado, bastando então a comprovação dos princípios via avaliação experimental.

Um aparato experimental, previamente preparado no LabTel para experimentos com sistema VLC com uma única entrada e um única saída (SISO - *Single Input Single Output*), foi utilizado nas análises experimentais para a comprovação dos conceitos desenvolvidos ao longo deste trabalho de pesquisa. Composto de um LED de luz branca, de um fotodetector, além de dispositivos auxiliares como um bias-T, um amplificador e lentes de colimação e focalização, este foi explorado com processamento *off-line* dos dados recebidos mediante o uso de um gerador/osciloscópio em comunicação com um computador pessoal usado para envio e captura de dados.

Portanto, deve-se ressaltar que a pesquisa desenvolvida foi de natureza quantitativa pois parâmetros de desempenho, em termos de taxa de erro de bits (BER - *Bit-Error-Rate*) e vetor de erro de magnitude (EVM - *Error Vector Magnitude*) em função de diversos valores de SNR, foram medidos após o envio e captura de uma quantidade de dados que permitisse uma avaliação fidedigna. Em relação aos objetivos, a pesquisa pôde ser classificada como exploratória dada à revisão bibliográfica realizada nos temas embutidos no

problema levantado. Aspectos de natureza explanatória foram observados já que, factores que influenciaram a robustez da comunicação foram identificados aquando do correto planejamento dos sistemas.

1.4 Trabalhos Relacionados

Investigações conclusivas acerca da adoção da tecnologia VLC em aplicações que se encaixam no contexto 5G podem ser encontradas em [Han et al. 2019], [Feng et al. 2018] e [Wu et al. 2014]. Estes trabalhos de natureza teórica e experimental abordaram diferentes comparações com técnicas de comunicação em RF. Entretanto, nestes trabalhos de grande relevância, os autores não abordam esquemas de multiplexação visando desempenho e eficiência espectral. Embora, em [Cai et al. 2018] diferentes tipos de modulação foram comparados, apesar da ausência de uma análise de seus efeitos na tecnologia VLC.

Descrições sobre formatos de modulação OFDM e GFDM considerando, entre outros, a densidade espectral de potência dos sinais, podem ser encontradas em [Farhang-Boroujeny e Moradi 2016] e [Michailow et al. 2014]. Nestes trabalhos, os autores fornecem comparações de desempenho entre os formatos de modulação multiportadoras apenas em canais que adicionam ruído Gaussiano branco. As análises fornecidas em [Viholainen et al. 2009] sugerem a técnica FBMC como modulação multiportadora alternativa para aumentar a eficiência espectral em sistemas típicos de 5G, empregando o filtro protótipo desenvolvido pelos autores de [Bellanger 2009]. Entretanto, assim como nos estudos especificados em [Bellanger et al. 2010] que abordam o efeito do parâmetro que relaciona a razão entre a potência de pico e potência média (PAPR - *Peak-to-Average Power Ratio*) de sinais OFDM, nenhuma comparação com a multiplexação GFDM é abordada e nenhuma aplicação da FBMC em sistema VLC é considerada.

Em [Feng et al. 2018], os autores descrevem uma caracterização de canal VLC que considera perdas e dispersão temporal. No entanto, além da natureza teórica do trabalho, os autores não abordaram o efeito de tais desvantagens em técnicas de modulação. As limitações dos canais de comunicação foram consideradas nos sistemas VLC baseados nas modulações multiportadoras descritas em [Zwaag et al. 2019], embora o efeito de cintilação tenha sido abordado apenas na multiplexação OFDM com envoltória constante.

A modulação GFDM é uma das técnicas propostas em [Ahmad et al. 2018] para reduzir PAPR dos sinais em sistemas VLC. De fato, a redução de PAPR para 5 dB não comprometeu o desempenho do sistema numericamente avaliado. Uma técnica GFDM polarizada por corrente direta (DC - *Direct Current*) foi proposta para sistemas VLC em [Kishore e Mani 2019] para reduzir a PAPR. No entanto, os resultados analíticos apresentados carecem de uma prova de conceito experimental. Os resultados numéricos fornecidos em [Yang et al. 2017] mostraram que a FBMC também pode ser utilizada para

o uso em sistemas VLC em ambientes internos, enquanto que o trabalho experimental descrito em [Chen et al. 2018] avalia apenas o desempenho do formato de modulação OFDM com polarização DC.

1.5 Principais Contribuições

De maneira geral, deve-se dizer que a integração supracitada representa a principal contribuição do presente trabalho. Além disso, modelos numéricos devidamente implementados, testados e avaliados ficam como legado para o grupo de pesquisas do LabTel para futuras investigações que, por ventura, venham a envolver o paradigma 5G. Um subsídio referente à uma escolha técnica de qual técnica de multiplexação deve ser usada em sistemas VLC SISO com linha de visada constitui uma importante contribuição desta pesquisa. A análise dos resultados obtidos ao longo deste trabalho podem ser encontrados nas seguintes publicações:

- Felipe T. Monteiro, David M. I. Silva, Wesley S. Costas, Helder R. O. Rocha, Evandro O. T. Salles,Jair A. L. Silva. "**Análise de Desempenho de Esquemas e-OFDM**", Em: VIII Conferêcia Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação, 2018, Salvador-Ba.
- Felipe T. Monteiro, David M. I. Silva, Wesley S. Costa, José L. C. Neves, Helder R. O. Rocha, Jair A. L. Silva . **"Experimental Evaluation of Pulse Shaping Based 5G Multicarrier Modulation Formats in Visible Light Communication Systems"**, in Optics Communications, Vol. 457, February 2020.

1.6 Organização da Dissertação

O restante desta Dissertação está organizada da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta os aspectos teóricos básicos que sustentam um sistema de comunicação VLC SISO, assim como o modelo de canal que mais se adéque ao canal experimental analisado; o Capítulo 3 apresenta os conceitos básicos das formas de ondas e-OFDM e OFDM avaliados; os resultados da avaliação numérica e experimentais são descritos e analisados no Capítulo 4; as conclusões pertinentes são tecidas no Capítulo 5.

2 Comunicação via Luz Visível

Uma breve descrição teórica acerca do modelo de comunicação VLC estudado ao longo deste trabalho é apresentado neste Capítulo. Descreve-se também um modelo de canal SISO que emula bem o canal de comunicação utilizado nos experimentos.

2.1 Descrição do Modelo de Sistema

Normalmente, os sistemas VLC que operam na faixa de espectro de luz visível (380 - 780 nm) modulam em intensidade uma fonte de luz [Zwaag et al. 2018]. Estes, aproveitam-se das vantagens dos lasers e dos LEDs para transmitirem dados a velocidades idealmente imperceptíveis pelo ser Humano. Se a aplicação de um sistema VLC tiver como propósito agregar valor à iluminação de um determinado ambiente através da transmissão de informação, os LEDs são os elementos transmissores preferidos [Neves 2018]. A Figura 1 apresenta os principais elementos de um sistema de comunicação por luz visível.

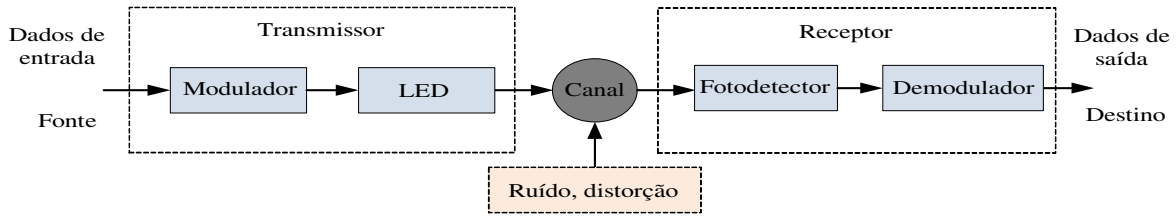


Figura 1 – Diagrama em blocos de um sistema de comunicação VLC LOS.

Observa-se pelo diagrama em blocos da Figura 1 que, assim como em sistemas de comunicação convencionais, os dados contendo a informação gerada em uma fonte são adequados através de algum processo de codificação e/ou modulação no transmissor, antes da conversão eletro-óptica, neste caso realizada por um LED [Khalid et al. 2012], [Vučić et al. 2011]. O canal óptico sem fio que caracteriza esta tecnologia de comunicação, efetua a interligação entre o transmissor e o receptor, porém introduzindo efeitos nocivos à comunicação tais como atenuação, inserção de ruído, dispersão temporal, entre outros. Convém ressaltar que os efeitos da propagação de natureza difusa deste tipo de sistema podem ser minimizados com o auxílio de lentes de colimação de luz [Elgala et al. 2011].

No receptor ilustrado na Figura 1, um fotodetector é o dispositivo responsável por converter o sinal do domínio óptico para o elétrico. Em sistemas VLC, geralmente são usados dois tipos de fotodetetores: o fotodiodo PIN (*Positive-Intrinsic-Negative*) e o fotodiodo APD (*Avalanche Photo-Diodes*). Operações como filtragem, amplificação e equalização também podem ser efetuadas no receptor para compensar as distorções ocorridas durante a propagação dos sinais pelo canal de comunicação [Kumar et al. 2009].

2.2 O LED como Portadora Óptica em Sistemas VLC

Para transmitir informação em sistemas VLC pode-se fazer uso de um LED como portadora óptica que normalmente é modulada em intensidade. Sabe-se que o LED é um dispositivo que emite luz e que os fótons do LED têm diferentes comprimentos de onda e fase, fazendo com que eles sejam utilizados para modulação de intensidade (IM - *Intensity Modulation*). Nesta modulação, a potência óptica de saída do LED varia de acordo com as características do sinal modulado, isto é, a partir da intensidade do sinal modulante. A modulação IM impõe duas importantes restrições no sinal a ser transmitido: o sinal analógico deve ser real e positivo [Kumar et al. 2009]. A restrição do sinal real normalmente é resolvida criando sinais com simetria Hermitiana, embora isto acarreta em perdas na eficiência espectral. A maneira mais comum de tornar um sinal positivo, consiste em adicionar ao sinal original um sinal DC de amplitude adequada, eventualmente seguido de um ceifamento em zero. Com o uso de um fotodetector, a recepção deste tipo de sinal modulado é denominada de detecção direta (DD - *Direct Detection*).

O LED pode operar nas regiões de corte, linear e de saturação. Idealmente não há emissão de luz na região de corte, sendo que o melhor ponto de operação do LED dá-se na região linear da curva mostrada na Figura 2. Portanto, a intensidade de radiação é controlada pela corrente direta que atravessa o LED, e deve concentrar na região linear da curva.

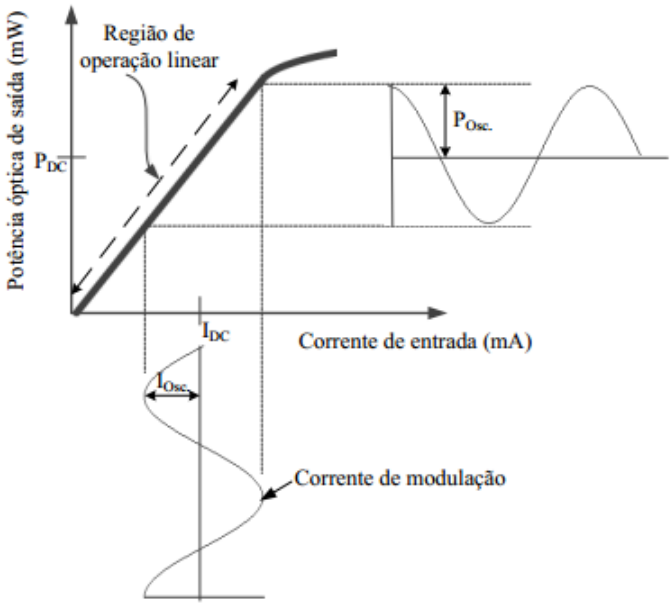


Figura 2 – Comportamento teórico de um LED em termos da curva potência óptica de saída em função da corrente de alimentação.

Para comunicação por luz visível estudada neste trabalho, utiliza-se LEDs de luz branca, pois este cobre o propósito de transmitir informação e prover luminosidade em

determinados ambientes ao mesmo tempo. A largura de banda limitada dos LEDs de luz branca é um dos fatores que limita a taxa de transmissão de dados dos sistemas VLC. Usualmente, são utilizados dois tipos de LEDs para transmissão de informação, os LEDs RGB (*Red, Green, Blue*) que são fontes tricomáticas, e os LEDs fosforescentes que são baseados em conversores de comprimento de onda [Tanaka et al. 2000, Kumar et al. 2009]. Os LEDs RGB utilizam da mistura de três LEDs nas cores vermelho, verde e azul para produzir a cor branca. Esta complexidade é contratada pela maior largura de banda elétrica disponível. Os LEDs fosforescentes apresentam uma limitação de banda dada a baixa eficiência de conversão do fosforo, quando comparado ao RGB [Tanaka et al. 2000].

Intensidade luminosa e potência óptica transmitida são duas grandezas que caracterizam a luz emitida por um LED. Define-se intensidade luminosa como uma quantidade fotométrica, ou seja, a grandeza que indica o fluxo luminoso por ângulo sólido, que pode ser usado para quantificar o brilho do LED [Lee et al. 2011, Dalarmelina et al. 2017]. Por outro lado, a potência óptica transmitida representa a potência total radiada pelo LED, e é um parâmetro com interesse do ponto de vista de comunicação. Matematicamente, a intensidade pode ser expressa pela equação

$$I = \frac{d\phi}{d\Omega}, \tag{1}$$

para Ω o fluxo luminoso que está relacionado ao fluxo de energia e ϕ o angulo sólido determinado conforme a seguinte equação

$$\phi = K_m \int_{380}^{780} V(\gamma)\phi_e(\gamma)d\gamma, \tag{2}$$

onde $V(\gamma)$ representa o espectro de eficiência luminosa em função da sensibilidade ao olho, K_m um fator de normalização correspondente a sensibilidade máxima e ϕ_e corresponde ao fluxo de energia.

2.3 O Canal de Comunicação via Luz Visível

O canal VLC utiliza do espaço livre para a propagação da radiação luminosa. Portanto, para um bom projeto de um sistema VLC, as características do canal devem ser bem compreendidas, afim de tornar o sistema eficiente. Para uma melhor compreensão do sistema, a caracterização do canal por ser obtida pela resposta impulsiva do mesmo. Para aplicação em 5G onde têm-se por objetivo fornecer serviços a taxas elevadas, o reconhecimento do canal é fundamental para o projeto do filtro equalizador que possibilita a designação de um sistema de banda larga.

É importante ressaltar que o sinal óptico recebido em ambientes internos não é afetado apenas pelo comprimento do enlace óptico do canal. Este é afetado também pelas demais fontes de luz do ambiente, posições de refletores, posição do receptor e suas

características [Dalarmelina et al. 2017]. Entretanto, ressalta-se também que neste trabalho, a configuração de interesse é aquela em que utiliza-se de um enlace de comunicação ponto-a-ponto, onde a potência óptica é concentrada em um feixe estreito, de forma a criar alta densidade da potência óptica que incide na área de recepção do fotodetector, conforme ilustrado na Figura 3. Isto é, a perda da potência em relação ao percurso da componente LOS é dada em função da geometria do caminho entre o transmissor e o receptor, sendo assim, determinada a partir da características de radiação da fonte e da orientação relativa ao comprimento do sinal [Lee et al. 2011, Dalarmelina et al. 2017]. O uso de um receptor com um campo de visão estreito (FOV - *Field-of-View*) bem projetado pode fazer com que o sinal não sofra grandes influências de distorções provenientes de ruídos presente no ambiente. Neste caso, a taxa de dados é apenas limitada pela geometria do enlace e pela interferência luminosa presente no ambiente.

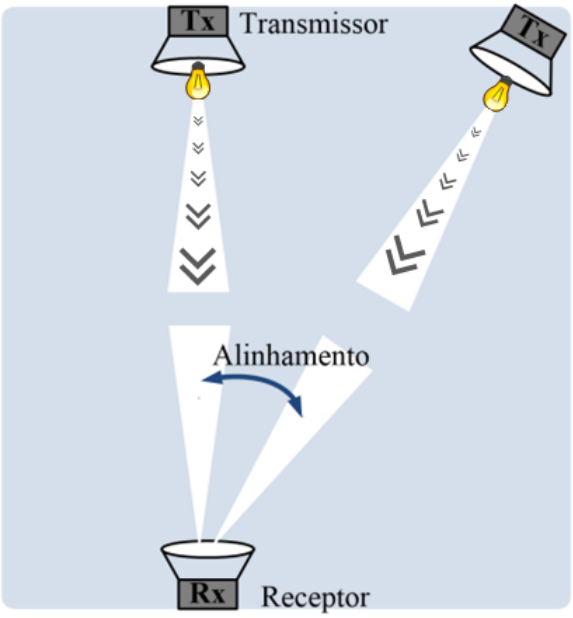


Figura 3 – Modelo de canal VLC na configuração LOS.

Na arquitetura de sistema com LOS, a distribuição angular do padrão de intensidade de radiação é modelada usando uma intensidade radiante Lambertiana generalizada dada por

$$R_o(\Phi) = \begin{cases} \frac{m_1}{2\pi}\cos\Phi, \ para \ (\Phi)\epsilon[\frac{-\pi}{2}, \frac{\pi}{2}] \\ 0, \ para \ \Phi \geq \frac{\pi}{2} \end{cases} \tag{3}$$

onde m_l é o número do modo de Lambert que expressa a direção do feixe de origem, $\Phi = 0$ é o ângulo da potência irradiada máxima. A ordem de emissão Lambertiana m está relacionada ao semi-ângulo de LED a meia potência denotado como $\Phi_{1/2}$ e é definido como

$$m = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos\Phi_{1/2})}. \tag{4}$$

O comprimento do enlace para comunicação interna é relativamente curto e, portanto, a atenuação é muito baixa [Lee et al. 2011, Dalarmelina et al. 2017]. Quando o transmissor e o receptor estão alinhados, o aumento do sinal de LOS é dado por

$$H_l(m_1) = \frac{m_1 + 1}{2} H_l \tag{5}$$

onde H_l é referente ao transmissor Lambertiano. Sabe-se também que os enlaces LOS não são seletivos e a perda do caminho depende do quadrado da distância entre o transmissor e o receptor conforme

$$h_{los}(t) = \frac{A_r(m1 + 1)}{2\pi d^2} \cos^{m1}(\Phi), \tag{6}$$

assumindo $\Phi < 90^o$ e sendo A_r a areá relativa que coleta a radiação incidente e $d >> \sqrt{A_r}$. A Figura 4.(c) ilustra a resposta impulsiva de um canal VLC com linha de visada e com colimação de luz [1]. A resposta representa a aplicação da tecnologia em um ambiente interno com dimensões $0,2 \times 0,2 \times 1$ metros, e uma distância de propagação de 1 m.

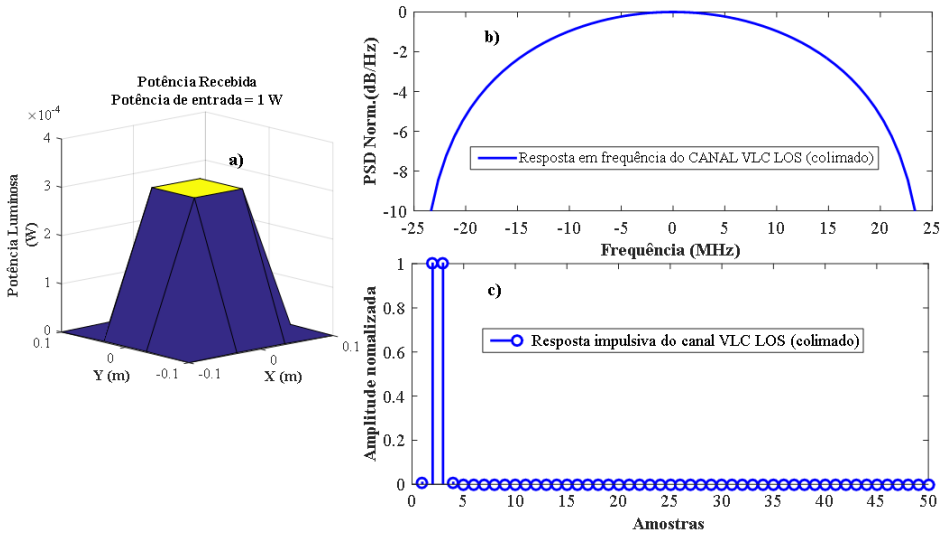


Figura 4 – Canal VLC LOS depois da colimação. (a) Distribuição da iluminância, (b) Resposta em frequência e (c) Resposta impulsiva.

Observa-se pela Figura 4.(b) que uma razoável largura de banda de $B_w = 10$ MHz pode ser estabelecida no sistema, devido à colimação que reduz a dispersão de sinal no ambiente, conforme comprova a Figura 4.(a). Além disso, consegue-se constatar pela Figura 4.(c) que um prefixo cíclico de apenas duas amostras pode ser suficiente para dirimir os efeitos das distorções lineares do canal. No entanto, convém utilizar mais amostras para designar um sistema como modulação multiportadora que seja robusto também nas situações em que a colimação não existe e as distâncias são maiores. Assim, convém mencionar que, como recomendado em [Dalarmelina et al. 2017], optou-se no projeto dos sistemas por adotar um espalhamento por atraso $\tau \approx 26.5$ ns e uma largura de banda limitada por uma LED comercial em 5 MHz.

[1] Assumindo duas lentes biconvexas, sendo uma no transmissor outra no receptor.

2.4 O Fotodiodo como Conversor Opto-Elétrico em Sistemas VLC

A detecção direta que caracteriza a recepção em sistemas VLC baseia-se na captura no número de fótons provenientes do sinal óptico de acordo com o campo óptico do campo detectado através de fotodiodos, convertendo-os em sinais elétricos. Elevada sensibilidade para os comprimentos de onda de interesse, largura de banda e tempos de resposta adequados às taxas utilizadas, ruído mínimo, fraca sensibilidade à variações das condições do ambiente, são características desejáveis para os fotodetectores. É desejado também que o fotodetector possua uma elevada área efetiva para uma boa resposta do sistema.

Mais utilizados em sistemas VLC, os fotodiodos PIN operam com polarização reversa, de modo que os fótons incidentes são absorvidos na região de depleção, onde existe um campo elétrico intenso. A presença do campo elétrico assegura que os portadores foto gerados (pares elétron-lacuna) sejam rapidamente separados e coletados nas regiões p (lacunas) e n (elétrons) do fotodector antes de ocorrer a sua recombinação. Um fotodiodo PIN ideal é aquele que origina um par elétron-lacuna na região depleção por cada fóton incidente [Lee et al. 2011,Dalarmelina et al. 2017]. A eficiência da conversão óptico-elétrica é caracterizada pelo número de pares elétron-lacuna gerados pelo numero de fótons incidentes. Durante a incidência de fótons, nem todos são absorvidos e sua eficiência depende do coeficiente de absorção do material utilizado para fabricação do fotodiodo. O coeficiente de absorção do material depende do comprimento de onda e da capacidade do material em absorver a energia.

Para melhorar a eficiência no sistema de detecção, uma lente óptica ou um concentrador pode ser utilizado para concentrar a luz na superfície do fotodiodo, de forma a miniminizar o ruído óptico produzido pelo ambiente e melhorar a relação do sinal-ruído. O amplificador de transimpedância é mais popular em sistemas VLC, pois garante alta sensibilidade e grande largura de banda. O desempenho de um sistema aumenta com a potência óptica recebida na área efetiva de detecção. Sem filtro e colimador óptico na parte frontal do receptor, esta área é dada por

$$A_{eff}(\varphi) = \left\{ \begin{array}{c} A\cos(\varphi),\ 0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2} \\ 0,\ \varphi > \frac{\pi}{2} \end{array} \right\} \tag{7}$$

onde A é a areá ativa do fotodector, φ é o angulo de incidência do raio luminoso em que se encontra no mesmo eixo do sistema de fotodetecção.

Aumentando-se a área do sistema de fotodecção, aumenta-se também a potência recebida. Entretanto, essa opção resulta também no aumento o ruído recebido pelo fotodector. É comum usar um colimador óptico juntamente com o fotodector para aumentar a área efetiva do detector e consequentemente a resposta óptica pela potência recebida.

Neste caso,

$$A_{eff}(\varphi) = \left\{ \begin{matrix} T_f A \cos(\varphi),\ 0 \leq \varphi \leq FOV \\ 0,\ \varphi > FOV \end{matrix} \right\} \tag{8}$$

para T_f o coeficiente de transmissão do filtro óptico.

3 Técnicas de Modulação e-OFDM

As modulações e/ou as multiplexações fazem parte dos principais processos que compõem os sistemas de comunicação de informação, pois a escolha das mesmas influencia significativamente o desempenho dos próprios sistemas [Farhang-Boroujeny e Kempter 2008]. Entenda-se por modulação e-OFDM, toda a técnica de multiplexação multiportadora que, de uma forma ou de outra, tenta melhorar as eficiências espectral e de consumo de energia do OFDM convencional, sem comprometer o quesito desempenho. É importante lembrar que a multiplexação OFDM é atualmente muito utilizada em sistemas de comunicação sem fio, especialmente na quarta geração de telefonia móvel, devido ao seu desempenho em canais altamente dispersivos e sua consequente robustez ao desvanecimento de potência provocada por transmissão com multipercursos [Nee e Prasad 2000].

No entanto, para no paradigma 5G em que as aplicações requisitam, entre outros, baixa latência, maior eficiência do uso do espectro e baixo consumo de energia, esquemas de multiplexação tais como a FBMC e a GFDM, também denominadas na literatura de e-OFDM, vêm sendo amplamente estudadas e desenvolvidas [Kauhanen et al. 2015]. Porém, antes da avaliação do desempenho das mesmas na tecnologia VLC no contexto 5G, julga-se importante descrições básicas dos princípios de funcionamento destas técnicas, a partir da OFDM convencional [Saeedi-Sourck et al. 2011, Ba et al. 2018].

3.1 A Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais

Nos sistemas baseados em OFDM, os dados são divididos em diversas subsequências que modulam um igual número de subportadoras ortogonais que são transmitidas simultaneamente [Armstrong 2009]. O uso das portadoras ortogonais possibilita a sobreposição espectral, melhorando assim a eficiência espectral quando comparado com a FDM (*Frequency Division Multiplexing*) convencional [Zhang et al. 2013]. Portanto, nesta técnica de multiplexação, a quantidade de subcanais é escolhida de tal forma que a duração de um sinal multiplexado seja muito maior que o espalhamento temporal gerado por exemplo, por comunicação multipercurso. Isto garante maior robustez à interferência entre os símbolos subsequentes, ao mesmo tempo em que minimiza a seletividade em frequência pois a largura de banda de cada subcanal torna-se menor que a largura de banda de coerência do canal [Zhang et al. 2013, Armstrong 2009].

Matematicamente, um único sinal OFDM composto de N subportadoras multiplexados pode, no domínio do tempo, ser dado por

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) \cdot e^{j2\pi f_i t}, \tag{9}$$

onde s_i representa o subsímbolo associado à subportadora de índice i ($i = 1, 2, 3, ..., N-1$) e centrada na frequência $f_i = \frac{w_i}{2\pi}$, com $j = \sqrt{-1}$. Idealmente, na modulação OFDM considera-se $g_{Tx}(t)$ um filtro de transmissão com janela retangular com a mesma duração T_u do símbolo dado pela equação (9). Para garantir a ortogonalidade entre as subportadoras é necessário espaçá-las em $\Delta_f = \frac{1}{T_u}$ na frequência.

Embora estes sinais sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção devem utilizar N moduladores e demoduladores na transmissão e recepção, respectivamente. Isto torna a implementação de um sistema OFDM inviável em termos de custos, tamanho e consumo de potência. Uma solução para este problema está na implementação digital da multiplexação e demultiplexação via as transformadas inversa e direta de Fourier, respectivamente [Pinto e Albuquerque 2002]. Assim, substituindo-se o filtro $g_{Tx}(t)$ por um pulso retangular $rect(\frac{1}{T_n})$ ideal na equação (9), obtém-se

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot rect\left(\frac{1}{T_u}\right) \cdot e^{-j2\pi f_i t}. \tag{10}$$

Amostrando-se o tempo da equação (10) N vezes (fazendo $t = n\frac{T_u}{N}$) e assumindo $rect(\frac{1}{T_u}) = 1$ e $f_i = \frac{i}{T_u}$, o símbolo de tempo discreto na saída do transmissor pode ser dado por

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{-j2\pi \frac{i}{T_u} n \frac{T_u}{N}} = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{-j2\pi \frac{n \cdot i}{N}}, \tag{11}$$

onde fica latente que um algoritmo de rápido IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) pode ser empregado como multiplexador em sistemas OFDM, isto é,

$$s[n] = \text{IFFT}\{s_i\} \tag{12}$$

sendo o subsímbolos s_i provenientes de uma mapeamento de bits em um diagrama de constelação pré-definido. Com isso, é intuitivo pensar que a demultiplexação da subportadoras na recepção pode ser realizada por um algoritmo rápido de transformada direta de Fourier FFT (*Fast Fourier Transform*).

3.1.1 A Importância da Extensão Cíclica

Para mitigar a interferência entre símbolos subsequentes, recomenda-se utilizar uma redundância temporal nos sinais oFDM, também conhecido por prefixo cíclico [Roy et al. 2007]. Este prefixo que transforma os sinais em sinais cíclicos, e com isso preserva a ortogonalidade entre as subportadoras, é descartado na recepção [Keller e Hanzo 2000, Roy et al. 2007]. A Figura 5 ilustra a utilidade desta extensão que naturalmente aumenta a duração dos sinais OFDM para $T_s = T_u + T_g$, sendo T_g a duração do intervalo de guarda preenchido pela própria extensão, a qual deve ser projetada para ser maior ou igual ao máximo espalhamento por atraso τ_{max} sofrido pelo sinais ao longo da propagação pelo canal de comunicação [Silva 2006].

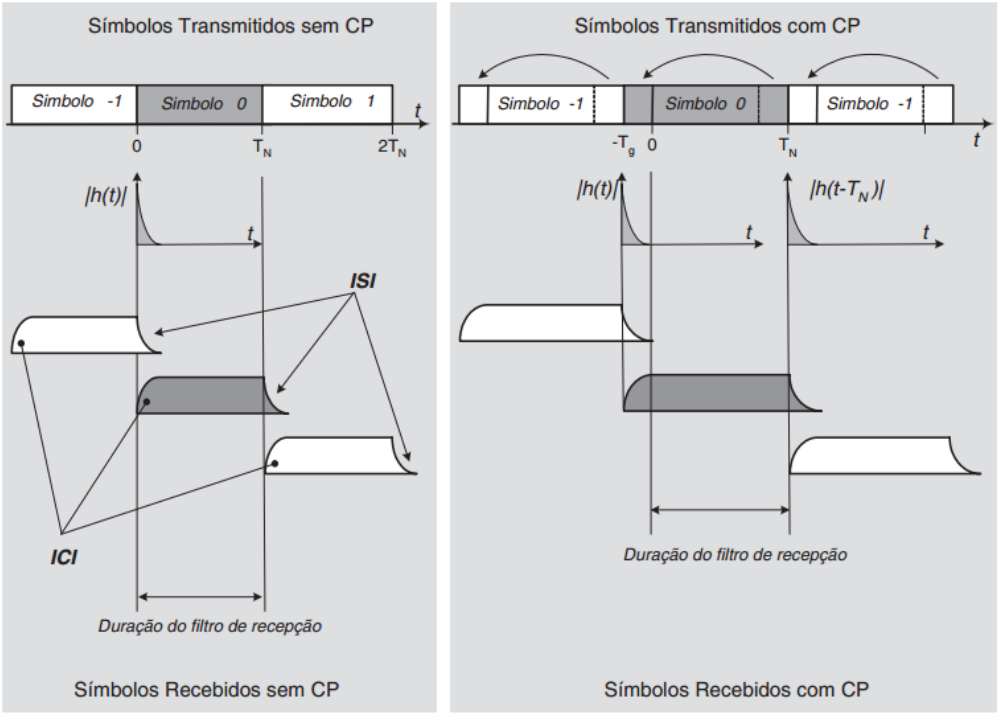


Figura 5 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda. [Neves 2018]

Convém ressaltar que a inserção do intervalo de guarda transforma uma convolução linear [1] do sinal de saída no transmissor $s[n]$ com a resposta impulsiva do canal $h[n]$ em uma convolução circular. Isso auxilia na redução da complexidade do equalizador do domínio da frequência a ser usado no receptor para combater efeitos de distorção lineares ocasionados pelo canal [Keller e Hanzo 2000].

3.2 A Multiplexação por Bancos de Filtros FBMC

Ao contrário da multiplexação OFDM que utiliza um filtro com de formatação retangular, a modulação multiportadora com banco de filtros FBMC emprega filtros protótipos nas subportadoras bem localizados no tempo e na frequência, para reduzir as emissões fora da banda (OOB: *Out-Of-Band*) latentes na OFDM convencional [Almeida et al. 2017]. Para tal, esta técnica aborda o uso de banco de filtros de síntese (SFB - *Synthesis Filter Bank*) no transmissor e banco de filtro de análise (AFB -*Analysis Filter Bank*) no receptor. Esse conjunto de filtros digitais forma uma rede polifásica (PPN - *Polyphase Network*) que traz como vantagem uma melhora na eficiência espectral via eliminação da necessidade da inserção do prefixo cíclico [Bellanger 2010]. Portanto, aliado ao fato de que as subportadoras são digitalmente multiplexadas por uma IFFT, a multiplexação FBMC pode ser considerada uma evolução da OFDM [Farhang-Boroujeny e Moradi 2016].

[1] Usada para descrever matematicamente o efeito no canal nos sinais OFDM.

É importante frisar que a combinação banco de filtros com mapeamento OQAM (*Offset Quadrature Amplitude Modulation*) nas subportadoras propicia a ensejada redução de OOB, apesar da perda da ortogonalidade entre as subportadoras [Schaich 2010, Bellanger 2009]. Convém ressaltar que com o mapeamento OQAM, os coeficientes reais e os imaginários dos símbolos são transmitidos alternadamente, isto é, os da componente imaginária são atrasados de metade da duração do símbolo [Bellanger et al. 2010].

3.2.1 O Filtro Protótipo Designado no Projeto Phydyas

Para a implementação de um banco de filtros, a largura de banda total é dividida em uma quantidade de M subcanais iguais [Viholainen et al. 2009]. Este banco que compõe a rede PPN é projetado como sendo um conjunto de filtros passa-baixa com coeficientes reais obtidos através de um filtro protótipo. Os subanais são distribuídos uniformante na frequência, com a resposta em frequência de uma subportadora de índice i derivada da resposta do filtro projetado, com deslocamento em frequência igual $i.\Delta_f$, para Δf o espaçamento na frequência entre os subcanais.

O filtro protótipo desenvolvido no projeto Phydyas é caracterizado por um fator de sobreposição K que representa a quantidade de subsímbolos que se sobrepõem no domínio do tempo e designa a duração da resposta do filtro [Bellanger 2009, Viholainen et al. 2009], [Datta et al. 2011]. Considerando o critério de Nyquist, a resposta do filtro de transmissão deve cruzar o eixo zero em todos os instantes múltiplos inteiros do período do símbolo. Um método simples para o projeto deste filtro de Nyquist consiste em impor a condição de simetria no domínio da frequência [Bellanger 2012, Bellanger 2001]. A Figura 6 ilustra os $2K-1$ coeficientes e a resposta em frequência do filtro proposto no projeto, que matematicamente pode ser dado por

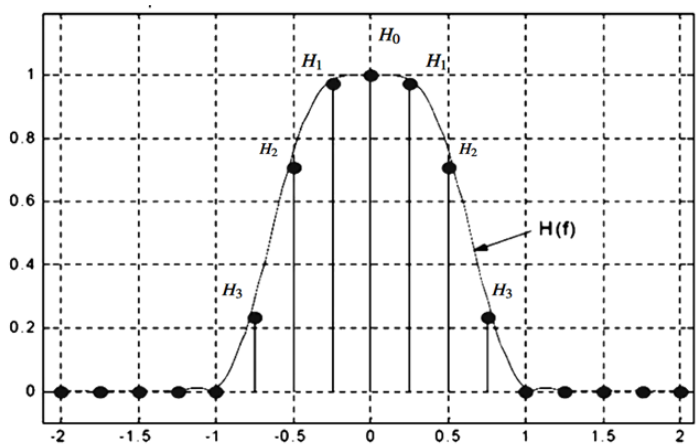
$$H(f) = \sum_{K=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))MK}{MK\sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))}. \tag{13}$$

Através da resposta ao impulso do filtro obtida aplicando-se a transformada de Fourier inversa na resposta em frequência do filtro em questão, consegue-se perceber que os subcanais com índice par e impar se sobrepõem quando transmitidos. Esta interferência é importante pois determina o *offset* a ser aplicado na modulação [Bellanger 2009, Bellanger 2010]. A resposta em frequência da interferência entre os subcanais é obtida através da interpolação definida por

$$G(f) = \sum_{K=-(K-1)}^{3} G_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))MK}{MK\sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))}, \tag{14}$$

onde G_k representa o coeficiente no domínio da frequência do filtro. No domínio do tempo, a resposta do filtro de interferência é dada por

$$g(t) = \left[G_2 + 2G_1\cos\left(2\pi\frac{t}{KT}\right)\right] e^{j2\pi\frac{t}{2T}}, \tag{15}$$



K	H_0	H_1	H_2	H_3
2	1	$\sqrt{2}/2$	-	-
3	1	0.911438	-0.411438	-
4	1	0.971969	$\sqrt{2}/2$	0.235147

Figura 6 – Resposta em frequência e coeficientes do filtro protótipo proposto no projeto Phydyas para $K = 4$. Retirado de [Viholainen et al. 2009]

sendo $e^{j2\pi\frac{t}{2T}}$ o fator que reflete a simetria dos coeficientes no domínio da frequência. A parte imaginária de $g(t)$ cruza o eixo zero nos múltiplos inteiros do período T dos símbolos, enquanto a parte real cruza o eixo zero em múltiplo ímpares de $T/2$.

Apenas a título de comparação, ilustra-se na Figura 7 os espectros de um sinal OFDM e de um sinal FBMC contendo 128 subportadoras de dados. Observa-se que o fato de se utilizar o filtro acima descrito faz com que se reduza a emissão OOB.

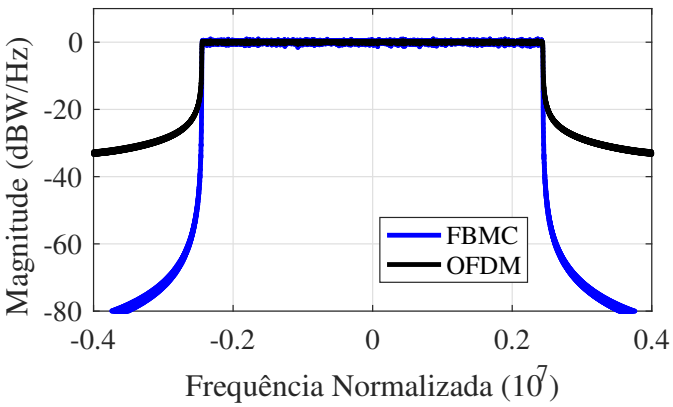


Figura 7 – Espectros de um sinal OFDM e de um sinal FMBC, com este último fazendo uso do filtro PHYDYAS.

3.3 A Multiplexação GFDM

Na suposta generalização designada na modulação não-ortogonal GFDM, subportadoras são multiplexadas em blocos, sendo cada bloco considerado um subsistema OFDM conforme ilustra a Figura 8. Observa-se pela Figura 8 que cada bloco de subportadoras multiplexadas faz uso de um prefixo cíclico, ao contrario da OFDM convencional que normalmente utiliza apenas um na composição de um sinal.

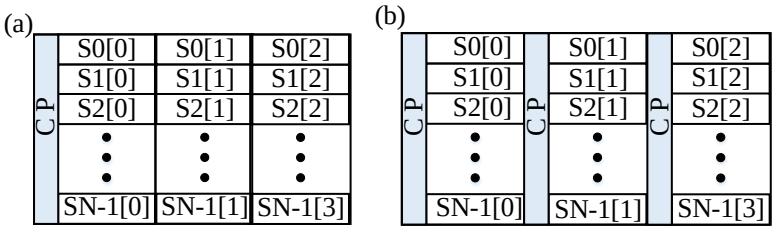


Figura 8 – (a) Formação de sinal OFDM com um único CP e (b) construção dos blocos de um sinal GFDM, sendo que cada contém seu prefixo. CP - *Cyclic Prefix*.

Em sistemas GFDM pode-se utilizar um filtro protótipo do tipo cosseno levantado (RC - *Raised Cosine*) para suavizar as emissões fora da banda. No entanto, esta filtragem por subportadora adotada impõe uma certa emissão OOB que pode ser corrigida com o uso de banda de guarda [Gaspar et al. 2017, Fettweis et al. 2009]. Isto é, boa parte das funcionalidades de sistemas baseados em OFDM podem são utilizados na GFDM, em especial os algoritmos de sincronização e equalização [Farhang-Boroujeny e Moradi 2015]. No entanto, deve-se informar que as subportadoras são individualmente filtradas fazendo-se uso de um deslocamento circular nos domínios do tempo e da frequência.

Portanto, cada subportadora $d_{k,m} = d_{k,m}(n) \cdot \delta(n)$ (para $n = 0, 1, 2..., M \times N - 1$ e $\delta(n)$ a função delta de Dirac) carrega M subsímbolos, ou seja, o sinal transmite no total $N = M \times K$ subsímbolos. Diferentes níveis de modulação podem ser utilizados, permitindo assim uma alocação dinâmica de acordo com as condições do canal [Armstrong 2009]. Cada subsímbolo $d_{k,m}$ é superamostrado e posteriormente filtrado pelo pulso $g[n]$ circularmente deslocado no tempo e na frequência, de forma que o sinal transmitido GFDM resulte na sequência [Farhang-Boroujeny e Moradi 2016]

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m}[n] g_k, m[n] \tag{16}$$

com $n = 0, 1, ..., MN - 1$ e indica o índice temporal. O pulso $g_k, m[n]$ pode ser matematicamente descrito como

$$g_k, m[n] = g[(n - mK)\text{mod}(N)] e^{2\pi \frac{k}{K} n}, \tag{17}$$

onde mod(.) representa a função modulo, $k = 0, 1, 2..., K-1$ e $m = 0, 1, 2..., M-1$. O deslocamento circular faz com que subsímbolos de dados sejam organizados conforme a grade tempo-frequência mostrada na Figura 9.

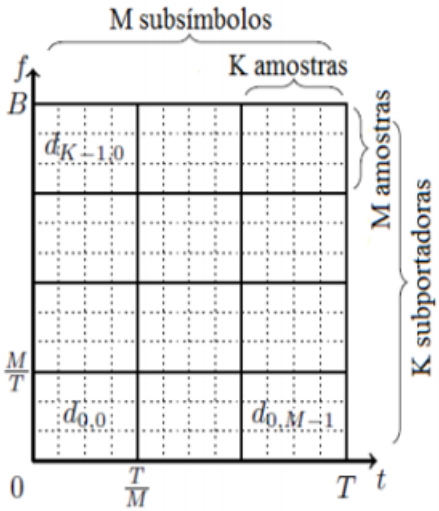


Figura 9 – Arranjo dos subsímbolos GFDM em grade de tempo-frequência. Retirado de [Michailow et al. 2014].

A equação de um o sinal GFDM pode ser ainda reescrita de forma condensada fazendo

$$\tilde{x} = Ad, \tag{18}$$

sendo A uma matriz de dimensões KM por KM formada pelos filtros da transmissão para todas as subportadoras e organizadas conforme

$$A = [g_{0,0} ... g_{k-1,0} \quad g_{0,1} ... g_{k-1,1} \quad ... \quad g_{0,1} ... g_{k-1,M-1}], \tag{19}$$

ou seja, A pode ser descrita como um vetor coluna que contém as amostras de $g_{k,m}[n]$ em que os subsímbolos são estruturados em forma de vetor de ordem KM por 1. A Figura 10 mostra uma comparação dos espectros de sinais OFDM e GFDM com o intuito de ilustrar a redução de OBB deste último.

3.4 Descrição dos Diagramas em Blocos dos Sistemas e-OFDM

Para fins de comparação ilustra-se na Figura 11.(a) um diagrama em blocos básico da tradicional modulação OFDM. Os subsimbolos são gerados após um mapeamento QAM por exemplo, realizado após uma conversão serial em paralela dos bits de dados. Os símbolos complexos são então multiplexados mediante a aplicação de uma IFFT. Após a superamostragem e a devida filtragem para conformação de pulso, a parte real do sinal multiplexado modula a amplitude de uma portadora elétrica em fase centralizada em f_c, enquanto a parte imaginária modula a portadora em quadratura. Um sinal em

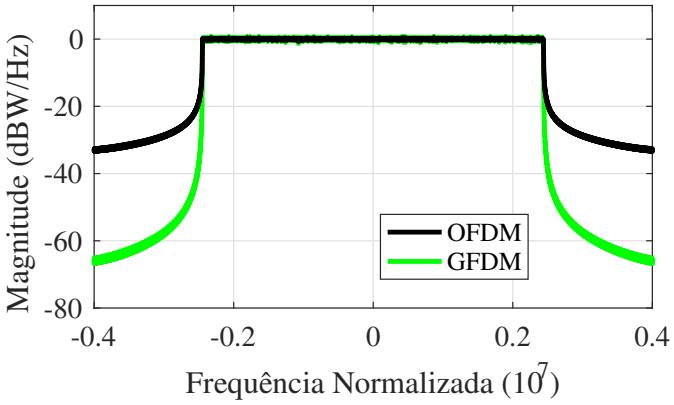


Figura 10 – Espectro de um sinal OFDM em comparacao com o de um sinal GFDM gerados com 128 subportadoras, $K = 64$ e um filtro RC com fator de decaimento $\alpha = 0,5$.

banda passante de coeficientes reais é gerado adicionando-se os dois sinais modulados. Após o processo convencional de conversão, um prefixo cíclico é adicionado para reduzir as distorções lineares introduzidas pelo canal [Pereira et al. 2015]. No receptor, o CP é removido antes da conversão para banda base. As subportadoras são demultiplexadas por uma FFT e as distorções lineares do canal são compensadas por um simples equalizador de 1-*tap* antes do demapeamento de símbolos [Pereira et al. 2015].

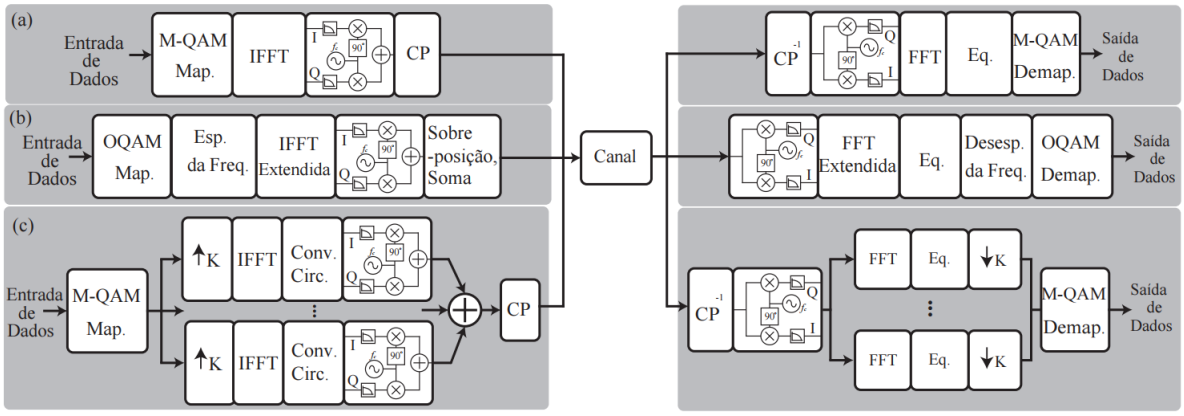


Figura 11 – Diagrama em blocos das modulações multiporadoras. (a) OFDM, (b) FBMC and (c) GFDM. (De)Map: (De)mapeamento; Freq: Frequencia; K: Fator de superamostragem; I: Em fase; Q: Quadratura; Eq: Equalização; Esp: Espalhamento; Desesp: Desespalhamento.

A Figura 11.(b) mostra o diagrama em blocos da modulação FBMC implementada de acordo com o conceito de espalhamento de frequência descrito em [Bellanger 2010]. O espalhamento realizado no domínio da frequência é realizado por uma convolução com o filtro protótipo do projeto PHYDYAS. Um processo de conversão semelhante ao

OFDM segue a multiplexagem da subportadora com uma IFFT estendida. Comparado ao OFDM, o número de amostras na saída do IFFT é K vezes maior, para K o fator de superamostragem do filtro. O processamento de sobreposição e soma refere-se a uma soma simples da parte real atrasada das amostras IFFT com sua parte imaginária. Vale ressaltar que nenhuma redundância via inserção de CP é necessária nesta implementação. Uma FFT estendida é empregada no receptor para demultiplexar as subportadoras, após a conversão para banda base convencional. O mesmo equalizador de 1 *tap* é usado para compensar distorções lineares antes da dispersão em frequência efetuada por uma convolução entre os símbolos equalizados e o filtro do protótipo. Finalmente, o demapeamento OQAM é realizado para recuperar o fluxo de bits [Bellanger 2009].

Por fim, Figura 11.(c) mostra um diagrama em blocos do esquema GFDM usado nas avaliações de desempenho. Aqui também, uma superamostragem com fator K é aplicada aos subsímbolos QAM antes de uma formatação de pulso por um cosseno levantado [Farhang-Boroujeny e Moradi 2016]. Após a multiplexação IFFT, o deslocamento circular é realizado por um deslocamento de atraso de N amostras de cada bloco GFDM, para lidar com o atraso de tempo entre os blocos sucessivos e reduzir o espalhamento fora da banda do bloco [Cai et al. 2018]. Um prefixo é anexado aos blocos GFDM somados, após a conversão para banda passante tradicional. Exceptuando-se a remoção do deslocamento de retardo e a reamostragem, um receptor GFDM é semelhante ao OFDM. Um equalizador de 1 *tap* é eficiente neste caso devido à extensão cíclica inserida na transmissão [Farhang-Boroujeny e Moradi 2016], [Cai et al. 2018].

4 Avaliação do Desempenho das Técnicas e-OFDM

A validação dos modelos OFDM e e-OFDM desenvolvidos é descrita neste Capítulo, mediante a análise de desempenho dos mesmos em canais que adicionam ruído Gaussiano branco. Além disso, descreve-se de forma detalhada o aparato experimental usado para comprovar os referidos desempenhos. Avaliações comparativas dos resultados experimentais também são apresentadas.

4.1 Validação dos Modelos Através de Simulações Numéricas

A Figura 12 ilustra um diagrama em blocos básico dos modelos desenvolvidos, bem como do canal AWGN utilizado nas simulações numéricas. Curvas de BER em função de diversos valores de SNR foram levantadas, sendo a validação verificada comparando-se os resultados de simulação com o resultado do modelo analítico dado por

$$\text{BER} = \frac{2(1-\frac{1}{\sqrt{M}})}{\log_2(M)} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{3 \times \text{SNR}}{2M-2}}\right) \tag{20}$$

para $erfc$ a função do erro complementar e M o índice de modulação utilizado nos mapeamentos das subportadoras, já que é razoável assumir que em uma canal AWGN, o desempenho de um sistemas OFDM é similar ao de um sistema uniportadora [Nee e Prasad 2000, Hanzo et al. 2005, Silva 2006].

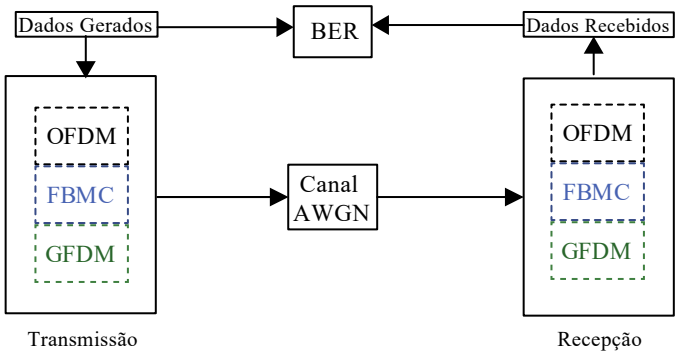


Figura 12 – Metodologia utilizada nas simulações numéricas para validação dos modelos.

A Tabela 1 apresenta os parâmetros dos sinais gerados não somente para as simulações, mas também para os experimentos. É importante salientar que parâmetros tais como o espalhamento por atraso, a largura de banda e a quantidade de pontos da IFFT foram designados pelo modelo de canal, pelo LED e pela limitação da memória do DAC utilizados nos experimentos.

Tabela 1 – Parâmetros dos sinais OFDM e e-OFDM gerados.

Descrição	**Parâmetro**	**OFDM**	**FBMC**	**GFDM**
Espalhamento temporal	τ	≈ 25.6 ns	≈ 25.6 ns	≈ 25.6 ns
Intervalo de Guarda	$T_g = 10 \times \tau$	256 ns	256 ns	256 ns
Duração útil do símbolo	$T_u = 50 \times T_g$	$12,8\mu s$	$12,8\mu s$	$12,8\mu s$
Duração total dos sinais	$T_s = T_u + T_g$	$13,06\mu s$	$13,06\mu s$	$13,06\mu s$
Espaçamento subportadoras	$\Delta_f = \frac{1}{T_u}$	$78,13$ kHz	$78,13$ kHz	$78,13$ kHz
Largura de banda	B_w	5 MHz	5 MHz	5 MHz
Amostras da (I)FFT	N_{FFT}	128	128	64
Prefixo Cíclico	CP	25%	25%	25%
Subportadoras de dados	N_{sc}	64 N_{sc}	64	48
Frequência central	f_c	7.5 MHz	7.5 MHz	7.5 MHz
Coeficiente do Filtro	K	-	3	4
Mapeamento	M	$4, 16$-QAM	$4, 16$-QAM	$4, 16$-QAM

As Figuras 13 e 14 mostram os desempenhos obtidos, considerando-se as modulações 4 e 16-QAM nas subportadoras. Constata-se facilmente que, conforme esperado, o desempenho dos sistemas OFDM coincidem com os fornecidos pela equação (20). Portanto, considere-se válido este modelo, assim como os dos sistemas e-OFDM, apesar das melhorias de desempenho apresentados por estes. Os ganhos de aproximadamente 1 e 2 dB obtidos com GFDM e FBMC, respetivamente, quando com o OFDM convencional, podem muito bem ser explicados pelo emprego dos filtros protótipos que atribuem certa robustez ao ruído Gaussiano branco [Bellanger 2009], [Fettweis et al. 2009].

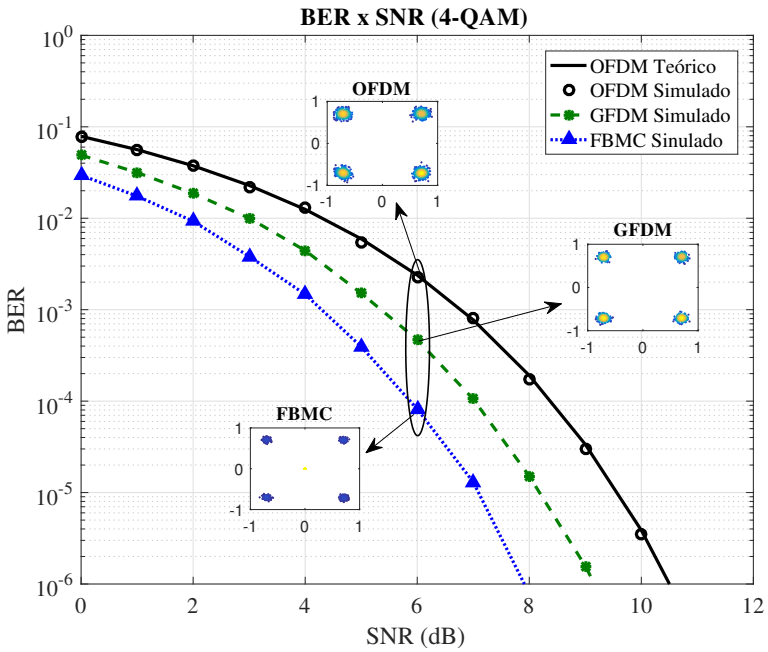


Figura 13 – Comparação de desempenhos em um canal AWGN para a modulação 4-QAM. Os diagramas de constelação mostrados ilustram a diferença de desempenho.

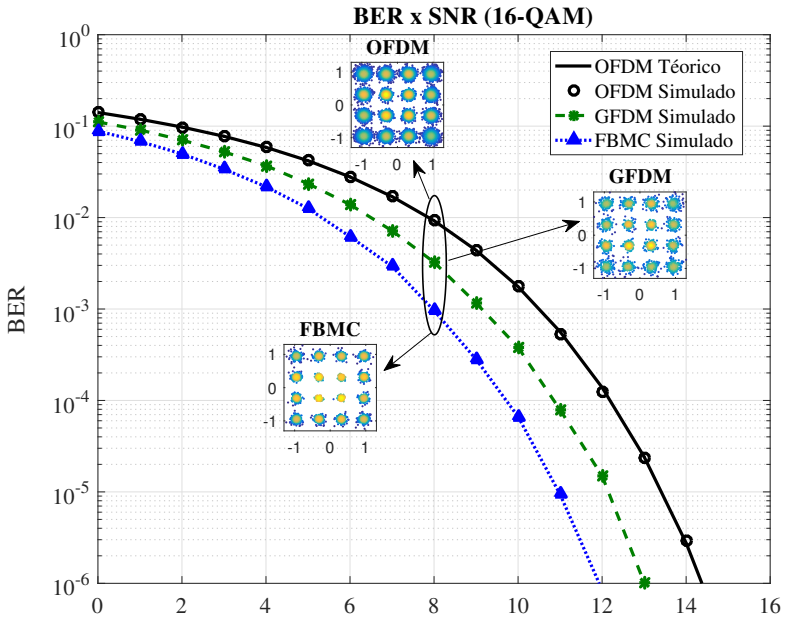


Figura 14 – Comparação de desempenhos em um canal AWGN para a modulação 16-QAM. Os diagramas de constelação mostrados ilustram a diferença de desempenho.

4.2 Comprovação Experimental dos Desempenhos

A Figura 15 apresenta um digrama em blocos do aparato experimental utilizado para a comprovação dos conceitos aqui analisados. Os sinais, parametrizados conforme os dados mostrados na Tabela 1, são gerados no software de computação MATLAB e posteriormente transmitidos até um gerador de onda arbitraria. Portanto, na saída do gerador operando como DAC têm-se os sinais analógicos que servem de sinais modulantes no sistema VLC. Estes sinais devem ser de coeficientes reais e conter somente amplitudes positivas, antes da devidamente amplificação e modulação do LED. O sinais ópticos produzidos propagam-se então pelo canal VLC até a fotodetecção onde são novamente convertidos para o domínio elétrico. Após filtragem e amplificação elétricas no receptor, estes são capturados por um osciloscópio utilizado como ADC para o posterior processamento *offline*. A Figura 16 mostra uma foto da bancada preparada no LabTel para os experimentos.

4.2.1 Caracterização dos Dispositivos do sistema VLC

Por questões relacionados a custos optou-se por utilizar LEDs fosforescente, baseados em conversores de comprimento de onda [Grobe et al. 2013]. Para produzir a luz branca utiliza-se um LED azul para excitar um revestimento de fósforo amarelo que converte parte da luz emitida em vermelho, verde ou amarelo, produzindo assim a luz branca. A Figura 17.(a) mostra a densidade espectral de potência medida em função de comprimentos de onda. Conforme esperado, a curva apresenta dois picos em diferentes faixas de comprimentos de onda, sendo a primeira faixa representante da luz branca e a segunda da luz amarela.

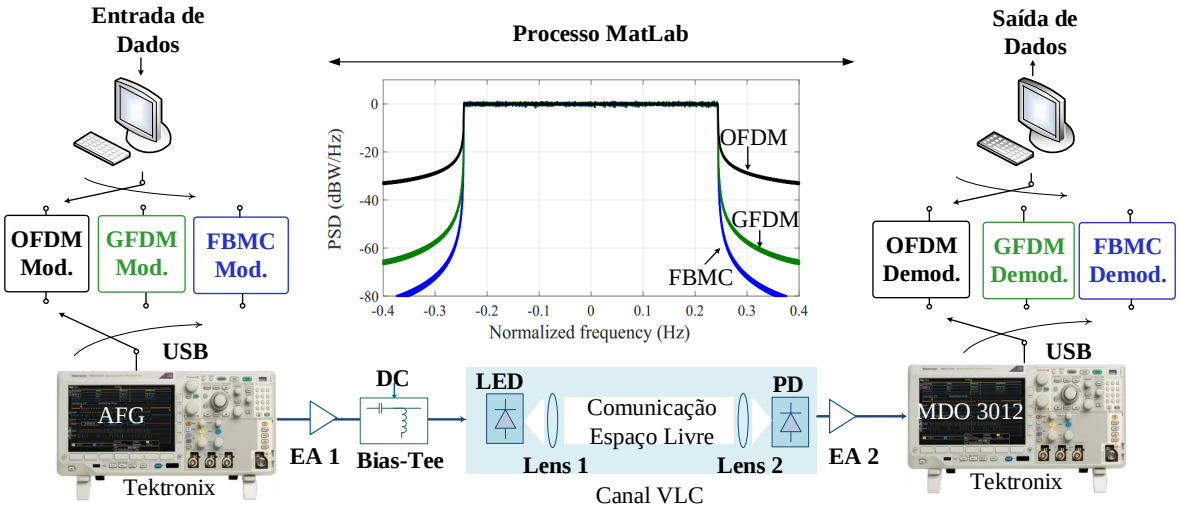


Figura 15 – Diagrama de blocos do aparato experimental. AE: amplificador elétrico, DC: corrente de polarização, PD: fotodetector.

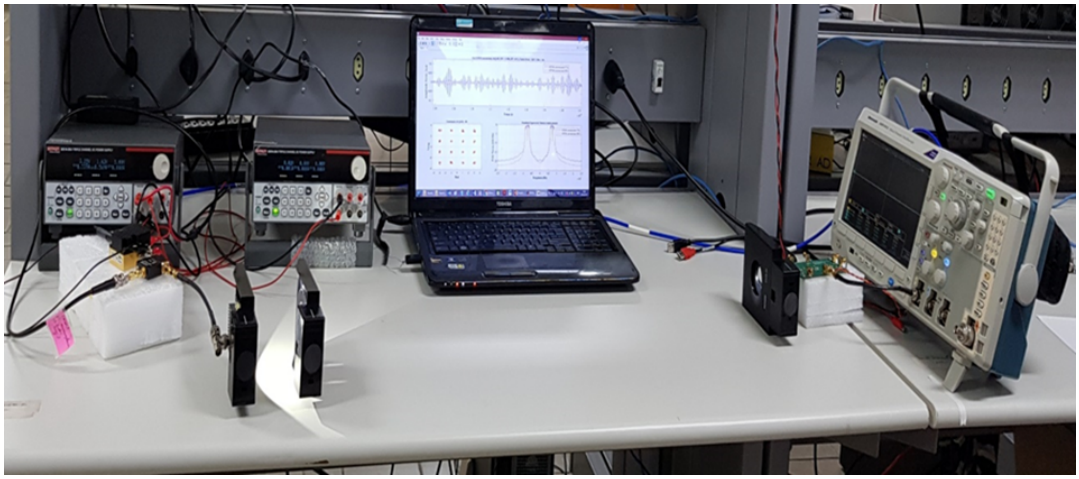


Figura 16 – Aparato experimental desenvolvido no LabTel para experimentos com VLC.

É natural que a primeira caracterização a ser executada em um sistema de comunicação via luz visível seja a iluminância. Esta foi medida com o LED e um luxímetro portátil (Modelo: THDL-400) inseridos em uma caixa sem, ou quase sem nenhuma, iluminação ambiente. Constata-se que Figura 17.(b) que a iluminância aumenta à medida que a tensão direta aplicada no LED aumenta, ao mesmo tempo em que se observa a redução da mesma à medida em que a distância entre o LED e o medidor aumenta.

A tensão necessária para ligar o LED gera uma corrente que em demasia leva à danificação do dispositivo. A Figura 18 mostra curvas I-V levantadas com e sem Bias-Tee, assim como a fornecida pelo fabricante para fins de comparação. Observa-se pela Figura 18 que a adição do Bias-Tee insere perdas, acarretando assim em perda de iluminância e consequentemente no alcance do sistema.

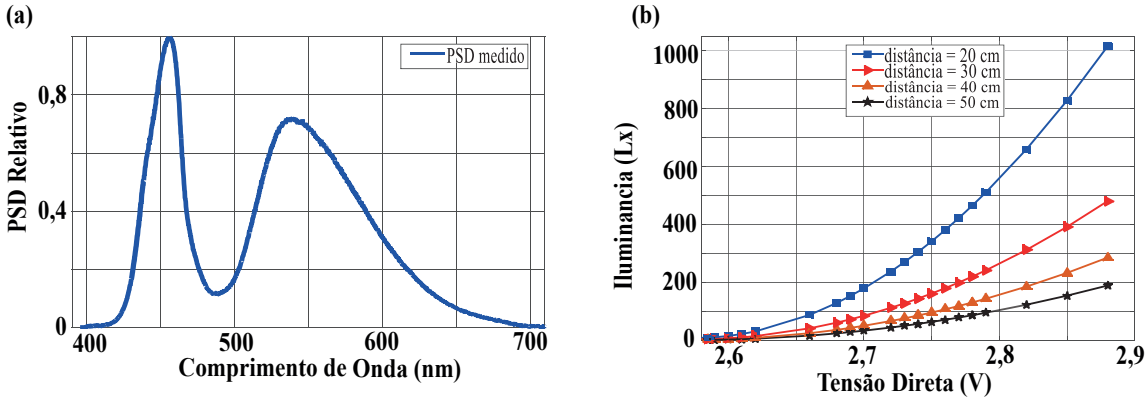


Figura 17 – (a) Densidade espectral de potência medida em função de comprimentos de onda. (b) Iluminância em função da tensão direta aplicada no LED.

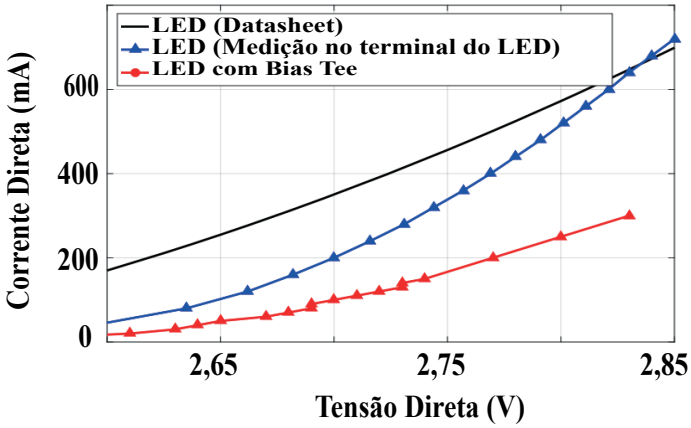


Figura 18 – Curva de corrente versus tensão do LED usado nos experimentos.

A Figura 19.(a) ilustra o arranjo experimental preparado para a medição da resposta em frequência do sistema, importante para a definição da frequência de operação, assim como da largura de banda. Para este levantamento, uma varredura via senoides com frequências variáveis de 1 a 10 MHz foram geradas em MATLAB e enviadas ao AFG. Após amplificação e inserção de DC pelo Bias-T os sinais tonais modulam o LED. Após propagação pelo canal, os sinais são detectados conforme acima referido.

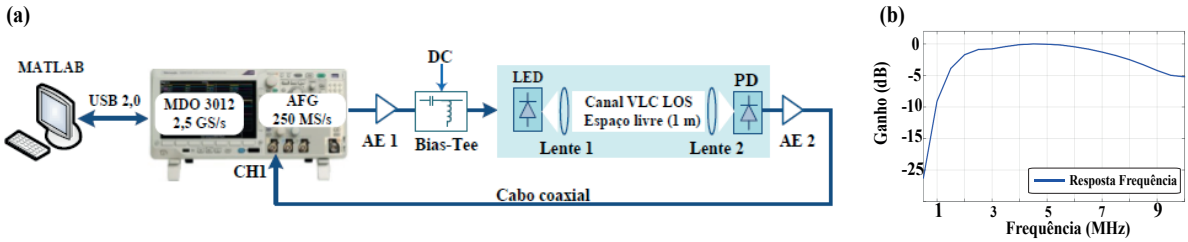


Figura 19 – (a) Método de medição e (b) resposta em frequência medida.

A Figura 19.(b) mostra a resposta em frequência medida, com a qual consegue-se constatar que a escolha da faixa de frequência compreendida entre 2 e 9 MHz não acarreta em significantes distorções na amplitude dos sinais.

4.2.2 Demais Especificidades acerca da Transmissão dos Sinais

Os sinais multiportadoras, gerados usando o MATLAB, foram obtidos a partir de sequências pseudo-aleatórias PRBS = 2^7 (2^6 para GFDM) bits. Estes sinais foram transmitidos via cabo USB (*Universal Serial Bus*) até um AFG da Tektronix de 25 MHz e 250 MS/s antes da amplificação pelo amplificador SHF 100 AP de baixo ruído, e adição de DC via o Bias-Tee modelo 5575A (largura de banda $B_w \approx 12$ GHz e corrente $I_{DC} \leq 500$ mA). O amplificador foi alimentado com 9 V e seu ganho foi ajustado mediante a aplicação de uma tensão variável entre 0 e -5 V. A corrente de polarização do LED, modelo LumiLED LXML-PWC2, foi de ≈ 250 mA, obtida com uma tensão de polarização de 2.85 V [Lumileds 2014].

Para a colimação do feixe luminoso no canal de transmissão foram utilizadas duas lentes biconvexas de vidro do fabricante PHYWE, sendo as distâncias focais iguais a +100 mm e +50 mm no transmissor e receptor, respectivamente. O fotodiodo S10784 do fabricante HAMAMATSU S10784 foi usado na recepção, após uma propagação que caracteriza uma transmissão com linha de visada LOS. Para isto, a colimação foi de extrema importância, embora bastante atenção foi reservada a este processo para não saturar o fotodiodo [Kahn e Barry 1997, Ghassemlooy et al. 2012, Quan et al. 2012]. Com o auxílio do osciloscópio da Tektronix modelo MDO3012 os sinais foram convertidos para tempo discreto, para o futuro processamento *offline* via MATLAB em um computador, processamento que contempla, entre outros, um sincronismo necessário devido às diferentes taxas de amostragem do AFG e o osciloscópio. Maiores detalhes acerca do aparato experimental podem ser encontrados em [Neves 2018]. A Figura 20 mostra parte dos sinais OFDM e e-OFDM gerados. Os maiores valores de PAPR constatados para os sinais FBMC e GFDM podem acarretar em saturação de dispositivos VLC não lineares, levando assim a perdas de desempenho.

4.2.3 Análise dos Resultados Experimentais

O desempenho dos sistemas experimentados foi avaliado pela métrica de magnitude do vetor de erro (EVM - *Error Vector Magnitude*), conforme descrito no ANEXO A. No entanto, para avaliar de fato o efeito do canal VLC nas técnicas aqui propostas, decidiu-se por analisar o desempenho dos sistemas na configuração B2B elétrico, isto é, aquela em que a saída do AFG é conectada diretamente na entrada do ADC. Isto é importante pois nos casos em que o AFG não introduziu ruído, este esteve sempre presente na forma de ruído eletrônico do sistema.

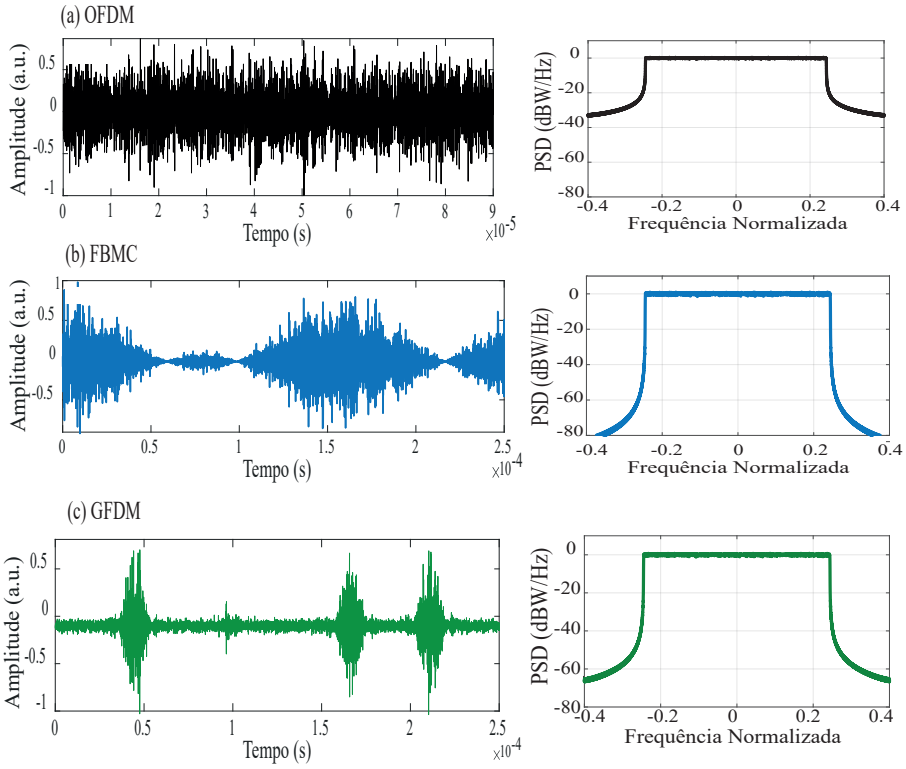


Figura 20 – Representação nos domínios do tempo e da frequência de parte de sinais gerados. (a) OFDM, (b) FBMC e (c) GFDM.

A Figura 21 mostra uma comparação dos desempenhos nesta configuração. É importante salientar que, nos experimentos, o ruído foi adicionado às amplitudes dos sinais pelo AFG [Tektronix]. Portanto, devido à limitação da largura de banda do AFG, o ruído dever ser caracterizado como sendo um ruído colorido.

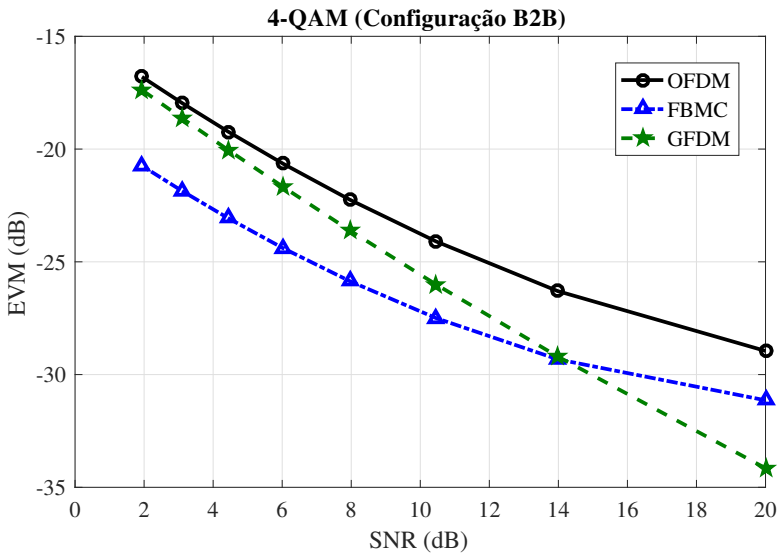


Figura 21 – Desempenhos obtidos em B2B elétrico, para 4-QAM como modulação nas subportadoras.

Observa-se pelas curvas da Figura 21 que o sistema com multiplexação OFDM detém pior desempenho para todos os valores de SNR utilizados. O com FBMC tem melhor desempenho até o valor de SNR igual a 14 dB, a partir do qual o GFDM passa a ter melhor desempenho. Os valores de EVM encontrados serviram de referência para as diversas configuração de sistema VLC testado.

A comparação do desempenho entre as técnicas de multiplexação em um canal VLC de 1 m é mostrada na Figura 22. Pode-se observar na Figura 22 que, para SNR $\leq$ 7 dB o sistema VLC com FBMC apresenta melhor desempenho. No entanto, diferentemente do previsto pelos resultados numéricos, para valores de SNR superiores a 12 dB, o desempenho é inferior quando comparado aos outros formatos de modulação. Isso pode ser explicado pela ausência do prefixo cíclico nesse esquema de modulação, sabendo que este potencializa a robustez do equalizador de um atraso, usado para compensar as distorções lineares em todos os sistemas avaliados [Michailow et al. 2014, Pereira et al. 2015].

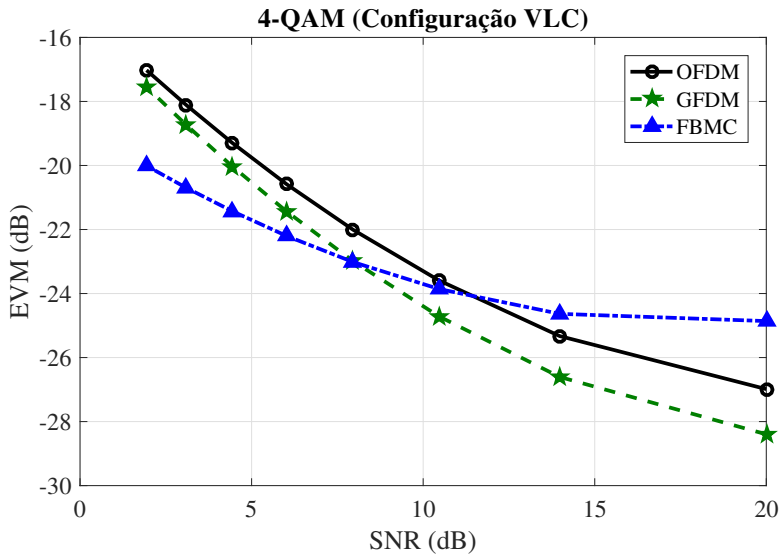


Figura 22 – Desempenhos obtidos em mediante propagação em um canal VLC de 1 m, para 4-QAM como modulação nas subportadoras.

Observa-se ainda na Figura 21 e 22 que em todos os valores considerados de SNR, o sistema baseado em GFDM supera os demais em termos de desempenho. Através dos diagramas de constelação mostrados nas Figuras 23 e 24 consegue-se confirmar as diferenças de desempenho documentadas.

As Figuras 25 e 26 mostram que um comportamento semelhante ocorreu quando o 16-QAM foi usado como mapeamento nas subportadoras, exceptuando-se as penalidades advindas do aumento do nível de modulação. No entanto, conforme ilustrado na 26, o sistema VLC baseado em FBMC tem seu desempenho superado pelos sistemas com multiplexação OFDM e GFDM, para valores de SNR $\geq$ 10 dB. Além disso, pode-se observar que os sistemas VLC com sinais OFDM e GFDM têm quase o mesmo desempenho, apesar

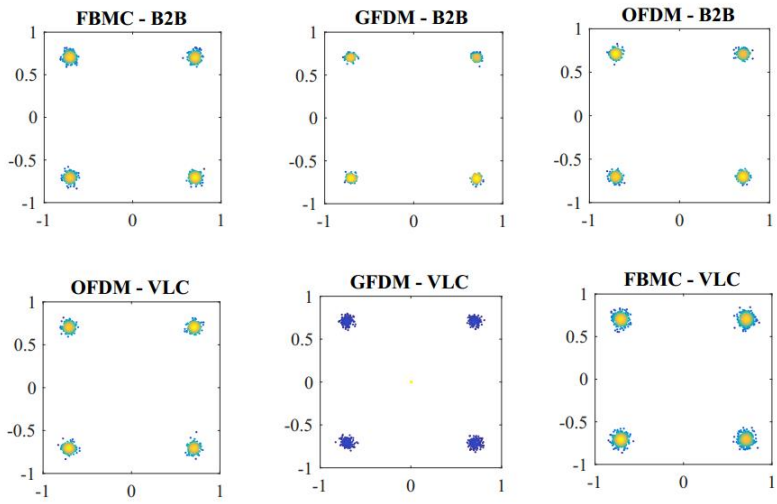


Figura 23 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 20 dB.

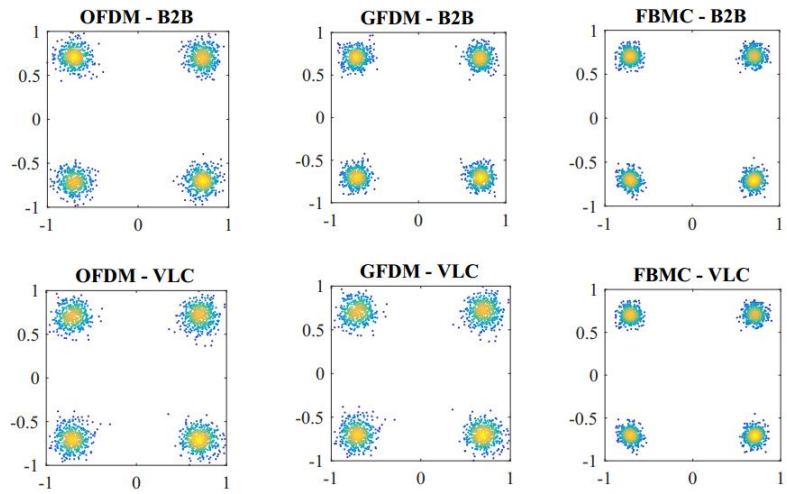


Figura 24 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 7 dB.

do EVM = -24 dB ter sido alcançado para SNR $\approx$ 11 dB e $\approx$ 13 dB em GFDM e OFDM, respectivamente. Consegue-se, da mesma forma, diferenciar os desempenhos através dos diagramas de constelação mostrados nas Figuras 27 e 28.

4.2.4 Avaliação do Impacto do Comprimento do Enlace VLC

Para avaliar o impacto do comprimento do enlace VLC, também foram realizados experimentos variando-se a distância entre o LED e o fotodiodo. A Figura 29 mostra comparações de desempenho para vários comprimentos de enlace, diferentes níveis de modulação por subportadora e diferentes valores de SNR. Os valores da EVM medidos nos enlaces sem inserção de ruído são, para referência de medição, representadas na

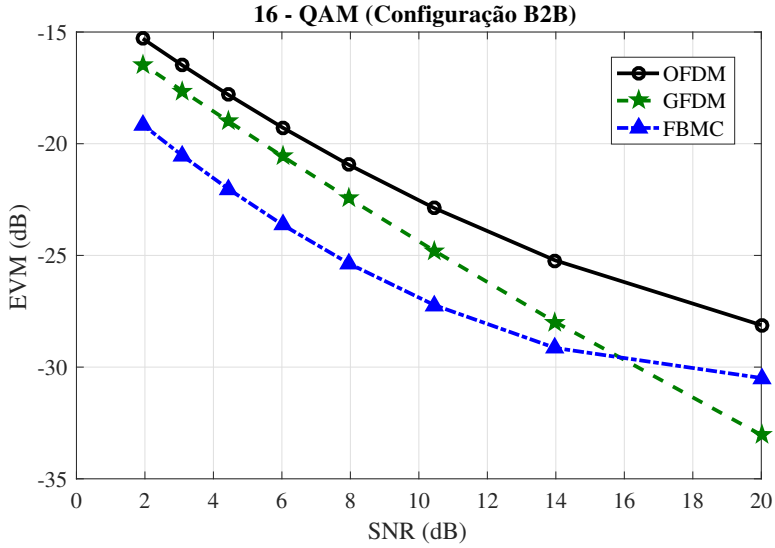


Figura 25 – Sistema com canal B2B com transmissão de sinais OFDM, GFDM e FBMC mediante de ruído aditivo: Curva EVM vs SNR - 16 QAM.

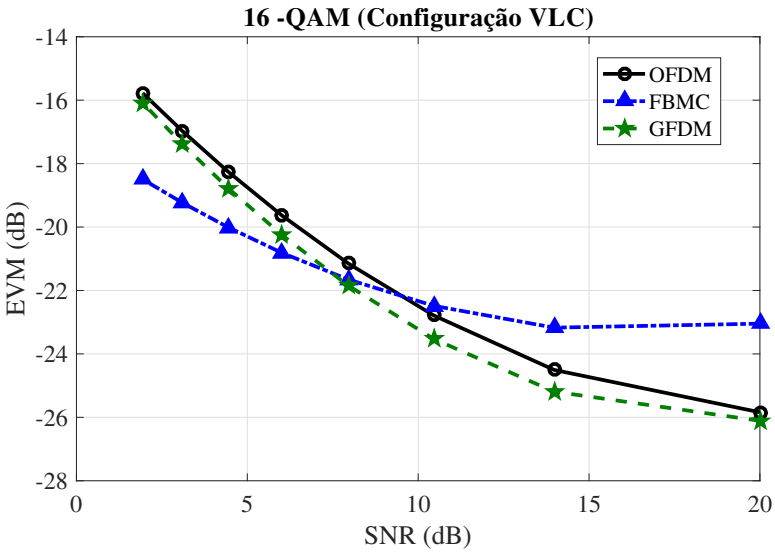


Figura 26 – Desempenhos obtidos em mediante propagação em um canal VLC de 1 m, para 16-QAM como modulação nas subportadoras.

Figura 29.(a) e 29.(d) para as modulações 4 e 16-QAM, respectivamente. Constata-se que, de acordo com os resultados mostrados nas Figuras 22 e 26, o desempenho do sistema degrada-se com reduções nos valores de SNR.

A Figura 29 também mostra que, em todos os casos considerados, o desempenho do sistema VLC utilizando da modulação OFDM diminui com a distância, especialmente para d $\geq$ 1 m. Isso pode ser atribuído à emissão de OOB, que é uma desvantagem do esquema de multiplexação OFDM, quando comparado aos outros dois aqui avaliados. O confinamento do espectro de FBMC e GFDM leva a melhorias de desempenho, especialmente a longas

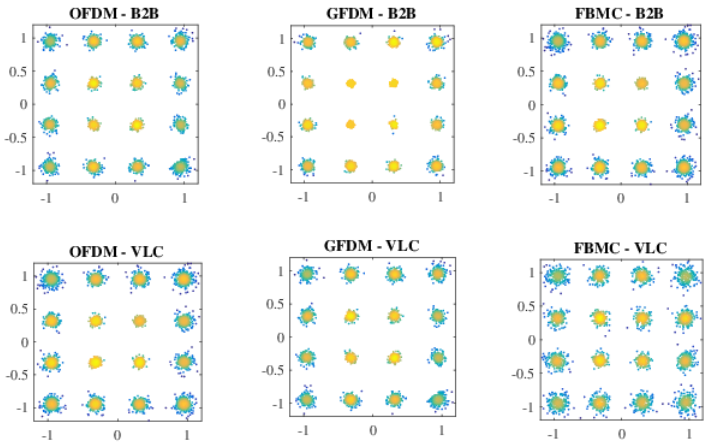


Figura 27 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 20 dB.

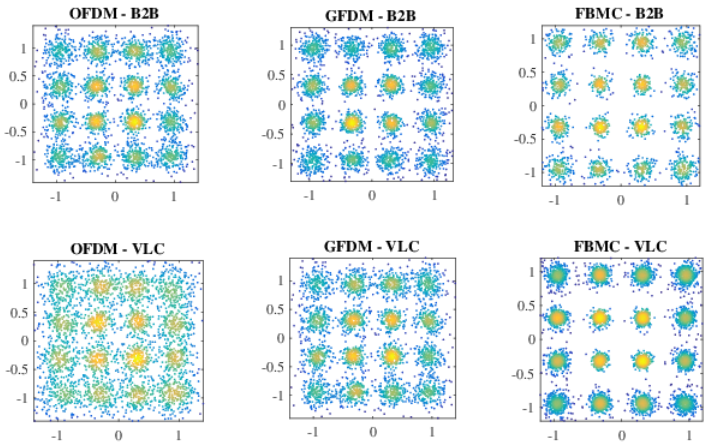


Figura 28 – Diagramas de constelação obtidas para SNR = 7 dB.

distâncias penalizadas pelo desvanecimento da energia produzido por interferência e/ou ruídos [Chen et al. 2018].

No entanto, para o FBMC e o GFDM, o desempenho aumenta de acordo com os incrementos nas distâncias entre $0.5 < d \leq 1.5$ m. Isso pode ser explicado pelo fato destes formatos de modulação serem fortemente afetados pelo efeito de saturação em distâncias menores, proporcionado pelo estágio de amplificação apresentado no receptor empregado [Zwaag et al. 2018]. Para comprimentos de enlace $d \geq 1.5$ m, o desempenho também diminui quando FBMC e GFDM são usados como modulações multiportadoras no sistema VLC. Portanto, desconsiderando o efeito de saturação, o GFDM apresenta-se como uma boa técnica de modulação em comprimentos de links VLC $d < 2.5$ m e altos valores de SNR.

Para $d = 2.5$ m, não há diferença substancial de desempenho entre os sistemas baseados em GFDM e FBMC, conforme confirmado pelos valores medidos de EVM

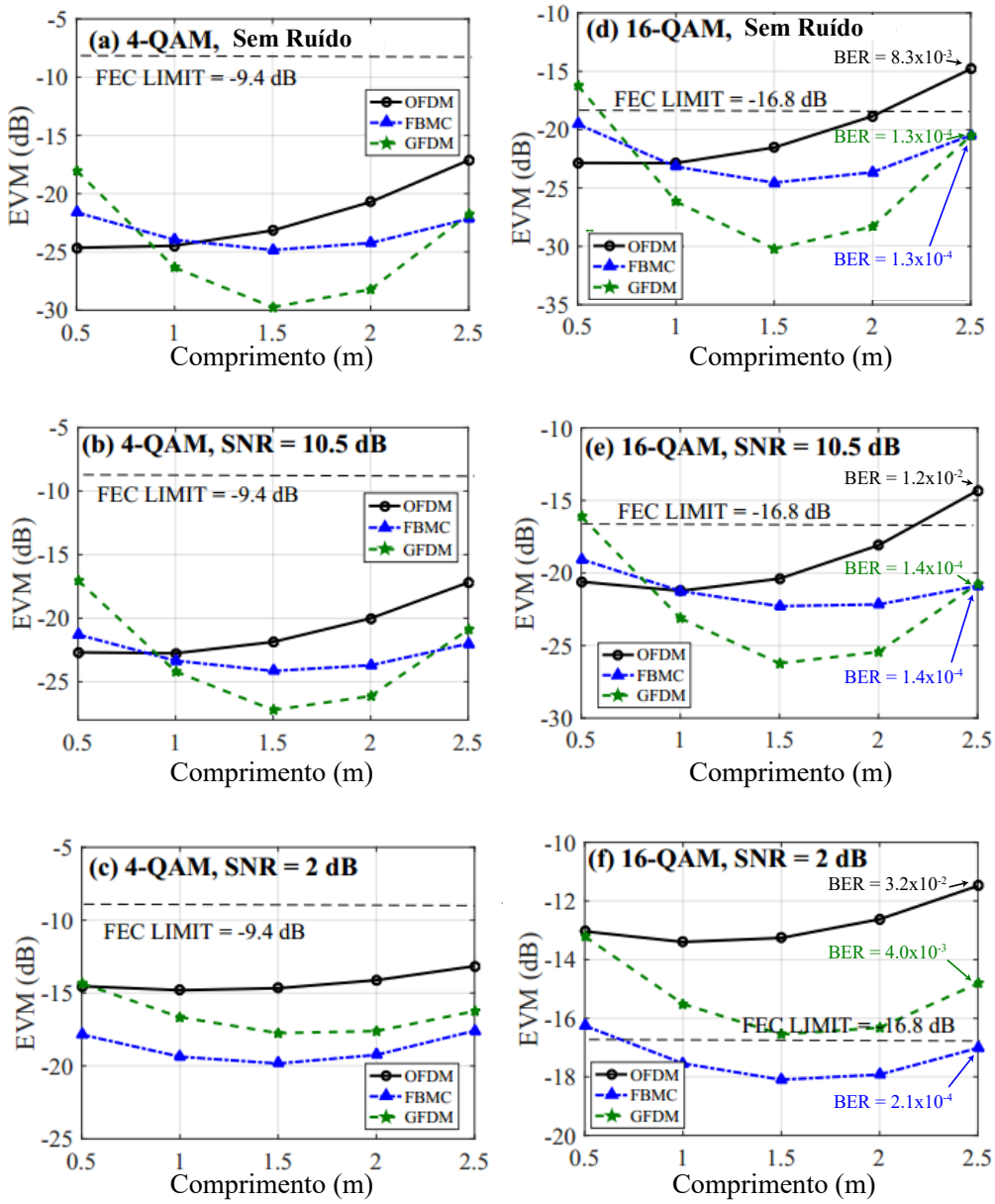


Figura 29 – EVM em função do comprimento de enlace VLC. (a) 4-QAM sem adição de ruído; (b) 4-QAM para SNR = 10.5 dB; (c) 4-QAM para SNR = 2 dB; (d) 16-QAM sem adição de ruído; (e) 16-QAM para SNR = 10.5 dB; (f) 16-QAM para SNR = 2 dB. Alguns valores de BER são mostrados para comparação.

mostrados na Figura 29.(d) e 29(e). Assim, em termos de desempenho e considerando as condições experimentadas, GFDM ou FBMC podem ser aplicados para $d = 2.5$ m em enlaces VLC, com valores aceitáveis de SNR. Além disso, pode-se conjecturar que, para comprimentos de enlace de $d > 2.5$ m, sistemas VLC que empregam a multiplexação FBMC podem ser os favoritos, se as rápidas degradações do desempenho observadas nas Figuras 29.(d) e 29(e) forem consideradas.

5 Conclusões e Trabalhos Futuros

Motivado pela necessidade crescente de novas tecnologias para lidar com os cenários de comunicação visionados para 5G, sistemas de comunicação via luz visível apresenta-se como uma alternativa complementar para as técnicas que atendem o requisito largura de banda larga. Este trabalho teve como objetivo principal, avaliar o desempenho de formatos de modulação multiportadoras "especulados"em 5G, quais sejam, a multiplexação por banco de filtros e a multiplexação de subportadoras não ortogonais e a multiplexação por divisão de frequências ortogonais, em sistemas VLC.

Modelos numéricos de sistemas VLC com as modulações acima referidas foram desenvolvidos e seus desempenhos avaliados em canais que adicionam ruídos AWGN. A comprovação dos princípios abordados foi realizada mediante a exploração de um aparato experimental previamente preparado em laboratório. Composto de um único LED e um único fotodetector, este teve seu desempenho analisado na configuração *back-to-back* e em enlaces óptico-wireless com visada direta em comprimentos que variaram de $0,5$ m a $2,5$ m.

Resultados obtidos através das simulações numéricas com níveis de modulação nas suportadoras 4-QAM e 16-QAM, mostraram que em canais AWGN a técnica de modulação FBMC supera as multiplexações OFDM e GFDM. Já os resultados experimentais, obtidos para diferentes valores de SNR, mostraram que a multiplexação GFDM apresentou melhor desempenho quando comparado ao OFDM em um enlace VLC de 1 m. Entretanto, para valores de SNR ≤ 8 dB a multiplexação FBMC apresentou-se como a mais promissora. Isso também é verdade quando o comprimento do enlace alcança valores próximos de $2,5$ m, para altos valores da relação entre a potência de sinal e a potência do ruído. Concluiu-se também que em canais VLC, o ganho de ≈ 5 dB na métrica EVM, obtido para $d = 2,5$ m tanto o FBMC quanto o GFDM podem ser adotados em comunicações VLC em ambientes internos. Constatou-se também que para valores inferiores de $SNR = 7$ dB, o sistema FBMC é o que possui melhor desempenho. Conclui-se então que, mediante todas as análises efetuadas e desprezando-se o efeito de saturação no fotodetector, sistemas VLC baseadas na modulação FBMC são mais promissoras, quando a intenção é integrar VLC no contexto 5G, visando atender o critério emBB.

Com o intuito de complementar o presente estudo e dar continuidade aos resultados alcançados nesta pesquisa sobre técnicas de modulações multiportadoras aplicadas em sistemas de comunicação via luz visível, sugere-se aplicar métodos de otimização de parâmetros, assim como aperfeiçoamento de técnicas de equalização para melhorar desempenho. Estudar formas de aumentar a largura de banda do LED e avaliações experimentais em

sistemas com múltiplas entradas e uma saída, como também em canais VLC com múltiplas entradas e múltiplas saídas devem fazer parte de trabalho futuros.

Referências

Adiono et al. 2016 ADIONO, T.; PRADANA, A.; PUTRA, R. V. W.; FUADA, S. Analog filters design in vlc analog front-end receiver for reducing indoor ambient light noise. In: IEEE. **Circuits and Systems (APCCAS), 2016 IEEE Asia Pacific Conference on**. [S.l.], 2016. p. 581–584. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 3.

Ahmad et al. 2018 Ahmad, R.; Srivastava, A.; Selmy, H. A. I. Advanced modulation techniques for low papr in vlc system. In: **2018 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)**. [S.l.: s.n.], 2018. Citado na página 5.

Al-Fuqaha et al. 2015 AL-FUQAHA, A.; GUIZANI, M.; MOHAMMADI, M.; ALEDHARI, M.; AYYASH, M. Internet of things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, IEEE, v. 17, n. 4, p. 2347–2376, 2015. Citado na página 2.

Almeida et al. 2017 ALMEIDA, J. J. H.; LOPES, P. B.; AKAMINE, C. A proposal for the next generation of isdb-tb using fbmc in a sdr implementation on gnu radio environment. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 15, n. 7, p. 1231–1237, 2017. Citado na página 17.

Armstrong 2009 ARMSTRONG, J. Ofdm for optical communications. **Journal of lightwave technology**, IEEE, v. 27, n. 3, p. 189–204, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 20.

Ba et al. 2018 BA, P. N.; RODRIGUES, J. J.; OUYA, S.; MAIGA, A. S.; WOUNGANG, I.; DHURANDER, S.; MUMTAZ, S. Performance evaluation of lte and 5g modeling over ofdm and gfdm physical layers. In: IEEE. **2018 IEEE International Conference on Communications (ICC)**. [S.l.], 2018. p. 1–6. Citado na página 15.

Bellanger 2009 BELLANGER, M. Phydyas: Analytical expressions for the reference prototype filter. **Technical report**, p. 1–4, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 5, 18, 23 e 26.

Bellanger 2010 BELLANGER, M. Phydyas team,“. **FBMC physical layer: a primer,” website: www. ict-phydyas. org**, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 2, 17, 18 e 22.

Bellanger 2012 BELLANGER, M. Fs-fbmc: An alternative scheme for filter bank based multicarrier transmission. In: IEEE. **Communications Control and Signal Processing (ISCCSP), 2012 5th International Symposium on**. [S.l.], 2012. p. 1–4. Citado na página 18.

Bellanger et al. 2010 BELLANGER, M.; RUYET, D. L.; ROVIRAS, D.; TERRÉ, M.; NOSSEK, J.; BALTAR, L.; BAI, Q.; WALDHAUSER, D.; RENFORS, M.; IHALAINEN, T. et al. Fbmc physical layer: a primer. **PHYDYAS, January**, v. 25, n. 4, p. 7–10, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 18.

Bellanger 2001 BELLANGER, M. G. Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission. In: IEEE. **Acoustics, Speech, and Signal**

Processing, 2001. Proceedings.(ICASSP'01). 2001 IEEE International Conference on. [S.l.], 2001. v. 4, p. 2417–2420. Citado na página 18.

Borges et al. 2018 Borges, R. M.; Marins, T. R. R.; Cunha, M. S. B.; Filgueiras, H. R. D.; da Costa, I. F.; da Silva, R. N.; Spadoti, D. H.; Mendes, L. L.; Sodré, A. C. Integration of a gfdm-based 5g transceiver in a gpon using radio over fiber technology. **Journal of Lightwave Technology**, v. 36, n. 19, p. 4468–4477, Oct 2018. Citado na página 2.

Cai et al. 2018 CAI, Y.; QIN, Z.; CUI, F.; LI, G. Y.; MCCANN, J. A. Modulation and multiple access for 5g networks. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, IEEE, v. 20, n. 1, p. 629–646, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 1, 2, 5 e 23.

Che et al. 2017 CHE, Z.; FANG, J.; JIANG, Z. L.; YU, X.; XI, G.; CHEN, Z. A physical-layer secure coding schcme for visible light communication based on polar codes. In: IEEE. **Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (CLEO-PR), 2017 Conference on**. [S.l.], 2017. p. 1–2. Citado na página 1.

Chen et al. 2018 Chen, R.; Park, K.; Shen, C.; Ng, T. K.; Ooi, B. S.; Alouini, M. Visible light communication using dc-biased optical filter bank multi-carrier modulation. In: **2018 Global LIFI Congress (GLC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na página 35.

Chen et al. 2018 CHEN, R.; PARK, K.-H.; SHEN, C.; NG, T. K.; OOI, B. S.; ALOUINI, M.-S. Visible light communication using dc-biased optical filter bank multi-carrier modulation. In: IEEE. **2018 Global LIFI Congress (GLC)**. [S.l.], 2018. p. 1–6. Citado na página 6.

Chow et al. 2013 CHOW, C.; YEH, C.; LIU, Y.; HUANG, P. Mitigation of optical background noise in light-emitting diode (led) optical wireless communication systems. **IEEE photonics Journal**, IEEE, v. 5, n. 1, p. 7900307–7900307, 2013. Citado na página 3.

Colombo e Cirigliano 2011 COLOMBO, C.; CIRIGLIANO, M. Next-generation access network: A wireless network using e-band radio frequency (71-86ghz) to provide wideband connectivity. **Bell Labs Technical Journal**, Wiley Online Library, v. 16, n. 1, p. 187–205, 2011. Citado na página 2.

Conceição 2016 CONCEIÇÃO, M. L. Comunicação por luz visível. 2016. Citado na página 2.

Dalarmelina et al. 2017 DALARMELINA, C. A.; ADEGBITE, S. A.; PEREIRA, E. d. V.; NUNES, R. B.; ROCHA, H. R.; SEGATTO, M. E.; SILVA, J. A. Evaluation of selective control information detection scheme in orthogonal frequency division multiplexing-based radio-over-fiber and visible light communication links. **Optical Engineering**, International Society for Optics and Photonics, v. 56, n. 5, p. 056108, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 9, 10, 11 e 12.

Datta et al. 2011 DATTA, R.; FETTWEIS, G.; KOLL, Z.; HORV, P. et al. Fbmc and gfdm interference cancellation schemes for flexible digital radio phy design. In: IEEE. **Digital System Design (DSD), 2011 14th Euromicro Conference on**. [S.l.], 2011. p. 335–339. Citado na página 18.

Elgala et al. 2011 ELGALA, H.; MESLEH, R.; HAAS, H. Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art. **IEEE Communications Magazine**, IEEE, v. 49, n. 9, 2011. Citado na página 7.

Farhang-Boroujeny e Kempter 2008 FARHANG-BOROUJENY, B.; KEMPTER, R. Multicarrier communication techniques for spectrum sensing and communication in cognitive radios. **IEEE Communications Magazine**, IEEE, v. 46, n. 4, 2008. Citado na página 15.

Farhang-Boroujeny e Moradi 2015 FARHANG-BOROUJENY, B.; MORADI, H. Derivation of gfdm based on ofdm principles. In: IEEE. **2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)**. [S.l.], 2015. p. 2680–2685. Citado na página 20.

Farhang-Boroujeny e Moradi 2016 FARHANG-BOROUJENY, B.; MORADI, H. Ofdm inspired waveforms for 5g. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, IEEE, v. 18, n. 4, p. 2474–2492, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 2, 5, 17, 20 e 23.

Feng et al. 2016 FENG, L.; HU, R. Q.; WANG, J.; XU, P.; QIAN, Y. Applying vlc in 5g networks: Architectures and key technologies. **IEEE Network**, IEEE, v. 30, n. 6, p. 77–83, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 2.

Feng et al. 2018 FENG, L.; YANG, H.; HU, R. Q.; WANG, J. mmwave and vlc-based indoor channel models in 5g wireless networks. **IEEE Wireless Communications**, IEEE, n. 99, p. 2–9, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 5.

Fettweis et al. 2009 FETTWEIS, G.; KRONDORF, M.; BITTNER, S. Gfdm-generalized frequency division multiplexing. In: IEEE. **Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th**. [S.l.], 2009. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 26.

Fujimoto e Mochizuki 2013 FUJIMOTO, N.; MOCHIZUKI, H. 477 mbit/s visible light transmission based on ook-nrz modulation using a single commercially available visible led and a practical led driver with a pre-emphasis circuit. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.], 2013. p. JTh2A–73. Citado na página 3.

Gaspar et al. 2017 GASPAR, D.; MENDES, L.; PIMENTA, T. Gfdm ber under synchronization errors. **IEEE Communications Letters**, IEEE, v. 21, n. 8, p. 1743–1746, 2017. Citado na página 20.

Ghassemlooy et al. 2012 GHASSEMLOOY, Z.; POPOOLA, W.; RAJBHANDARI, S. **Optical wireless communications: system and channel modelling with Matlab®**. [S.l.]: CRC press, 2012. Citado na página 30.

Grobe et al. 2013 GROBE, L.; PARASKEVOPOULOS, A.; HILT, J.; SCHULZ, D.; LASSAK, F.; HARTLIEB, F.; KOTTKE, C.; JUNGNICKEL, V.; LANGER, K.-D. High-speed visible light communication systems. **IEEE communications magazine**, IEEE, v. 51, n. 12, p. 60–66, 2013. Citado na página 27.

Han et al. 2019 HAN, S.; JI, S.; KANG, I.; KIM, S. C.; YOU, C. Millimeter wave beamforming receivers using a si-based obfn for 5g wireless communication systems. **Optics Communications**, Elsevier, v. 430, p. 83–97, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 1, 2 e 5.

Hanzo et al. 2005 HANZO, L.; MÜNSTER, M.; CHOI, B.; KELLER, T. **OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005. Citado na página 25.

Kahn e Barry 1997 KAHN, J. M.; BARRY, J. R. Wireless infrared communications. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 85, n. 2, p. 265–298, 1997. Citado na página 30.

Kauhanen et al. 2015 KAUHANEN, A.; MALIRANTA, M.; ROUVINEN, P.; VIHRIÄLÄ, V. Työn murros–riittääkö dynamiikka. **Etla B269, Taloustieto Oy, Helsinki**, 2015. Citado na página 15.

Keller e Hanzo 2000 KELLER, T.; HANZO, L. Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 88, n. 5, p. 611–640, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 17.

Khalid et al. 2012 KHALID, A.; COSSU, G.; CORSINI, R.; CHOUDHURY, P.; CIARAMELLA, E. 1-gb/s transmission over a phosphorescent white led by using rate-adaptive discrete multitone modulation. **IEEE Photonics Journal**, IEEE, v. 4, n. 5, p. 1465–1473, 2012. Citado na página 7.

Kishore e Mani 2019 KISHORE, V.; MANI, V. A dc biased optical generalised frequency division multiplexing for im/dd systems. **Physical Communication**, Elsevier, v. 33, p. 115–122, 2019. Citado na página 5.

Kumar et al. 2009 KUMAR, N.; ALVES, L. N.; AGUIAR, R. L. Design and analysis of the basic parameters for traffic information transmission using vlc. In: IEEE. **Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology, 2009. Wireless VITAE 2009. 1st International Conference on**. [S.l.], 2009. p. 798–802. Citado na página 9.

Kumar et al. 2009 KUMAR, N.; NERO, L. A.; AGUIAR, R. L. Visible light communication for advanced driver assistant systems. Instituto de Telecomunicações, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 8.

Kuo et al. 2018 Kuo, Y.; Li, C.; Jhang, J.; Lin, S. Design of a wireless sensor network-based iot platform for wide area and heterogeneous applications. **IEEE Sensors Journal**, v. 18, n. 12, p. 5187–5197, June 2018. Citado na página 2.

Lee et al. 2011 LEE, K.; PARK, H.; BARRY, J. R. Indoor channel characteristics for visible light communications. **IEEE communications letters**, IEEE, v. 15, n. 2, p. 217–219, 2011. Citado 4 vezes nas páginas 9, 10, 11 e 12.

Li et al. 2014 LI, H.; CHEN, X.; GUO, J.; CHEN, H. A 550 mbit/s real-time visible light communication system based on phosphorescent white light led for practical high-speed low-complexity application. **Optics express**, Optical Society of America, v. 22, n. 22, p. 27203–27213, 2014. Citado na página 3.

Lumileds 2014 LUMILEDS, P. Luxeon rebel and luxeon rebel es. **Assembly and Handling information**, 2014. Citado na página 30.

Michailow et al. 2014 MICHAILOW, N.; MATTHÉ, M.; GASPAR, I. S.; CALDEVILLA, A. N.; MENDES, L. L.; FESTAG, A.; FETTWEIS, G. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks. **IEEE Transactions on Communications**, IEEE, v. 62, n. 9, p. 3045–3061, 2014. Citado 5 vezes nas páginas xiii, 2, 5, 21 e 32.

Nee e Prasad 2000 NEE, R. v.; PRASAD, R. **OFDM for wireless multimedia communications**. [S.l.]: Artech House, Inc., 2000. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 25.

Neves 2018 NEVES, J. L. C. **Adequação ao Requisito Cintilação em Sistemas de Comunicação via Luz Visível Mediante uso de Sinais OFDM com Envoltória Constante**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2018. Citado 5 vezes nas páginas xiii, 3, 7, 17 e 30.

Osseiran et al. 2014 Osseiran, A.; Boccardi, F.; Braun, V.; Kusume, K.; Marsch, P.; Maternia, M.; Queseth, O.; Schellmann, M.; Schotten, H.; Taoka, H.; Tullberg, H.; Uusitalo, M. A.; Timus, B.; Fallgren, M. Scenarios for 5g mobile and wireless communications: the vision of the metis project. **IEEE Communications Magazine**, v. 52, n. 5, p. 26–35, May 2014. Citado na página 1.

Pereira et al. 2015 PEREIRA, E. d. V.; ROCHA, H. R. d. O.; NUNES, R. B.; SEGATTO, M. E.; SILVA, J. A. Impact of optical power in the guard-band reduction of an optimized ddo-ofdm system. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 33, n. 23, p. 4717–4725, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 32.

Pinto e Albuquerque 2002 PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão ofdm. **Revista Científica**, v. 1516, p. 2338, 2002. Citado na página 16.

Quan et al. 2012 QUAN, J.; LI, Y.; ZHANG, Y. Configuring indoor visible light communication networks. In: IEEE. **2012 1st IEEE International Conference on Communications in China Workshops (ICCC)**. [S.l.], 2012. p. 54–58. Citado na página 30.

Rajagopal et al. 2012 RAJAGOPAL, S.; ROBERTS, R. D.; LIM, S.-K. Ieee 802.15. 7 visible light communication: modulation schemes and dimming support. **IEEE Communications Magazine**, IEEE, v. 50, n. 3, 2012. Citado na página 1.

Roy et al. 2007 ROY, S.; DUMAN, T. M.; MCDONALD, V.; PROAKIS, J. G. High-rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space–time coding: Receiver structures and experimental results. **IEEE Journal of Oceanic Engineering**, IEEE, v. 32, n. 3, p. 663–688, 2007. Citado na página 16.

Saeedi-Sourck et al. 2011 SAEEDI-SOURCK, H.; WU, Y.; BERGMANS, J. W.; SADRI, S.; FARHANG-BOROUJENY, B. Sensitivity analysis of offset qam multicarrier systems to residual carrier frequency and timing offsets. **Signal Processing**, Elsevier, v. 91, n. 7, p. 1604–1612, 2011. Citado na página 15.

Schaich 2010 SCHAICH, F. Filterbank based multi carrier transmission (fbmc)—evolving ofdm: Fbmc in the context of wimax. In: IEEE. **Wireless Conference (EW), 2010 European**. [S.l.], 2010. p. 1051–1058. Citado na página 18.

Shafik et al. 2006 SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. In: IEEE. **Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE'06. International Conference on**. [S.l.], 2006. p. 408–411. Citado na página 48.

Silva 2006 SILVA, J. **Análise de desempenho de um sistema COFDM para comunicaçao via rede elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 25.

Tanaka et al. 2000 TANAKA, Y.; HARUYAMA, S.; NAKAGAWA, M. Wireless optical transmissions with white colored led for wireless home links. In: IEEE. **Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium on**. [S.l.], 2000. v. 2, p. 1325–1329. Citado na página 9.

Tektronix TEKTRONIX. **MDO3000 Mixed Domain Oscilloscopes**. https://www.tek.com/oscilloscope/mdo3000-mixed-domain-oscilloscope. Citado na página 31.

Viholainen et al. 2009 VIHOLAINEN, A.; BELLANGER, M.; HUCHARD, M. et al. Phydyas project, deliverable 5.1: Prototype filter and structure optimization. **FP7-ICT, Tech. Rep**, 2009. Citado 5 vezes nas páginas xiii, 1, 5, 18 e 19.

Vučić et al. 2011 VUČIĆ, J.; KOTTKE, C.; HABEL, K.; LANGER, K.-D. 803 mbit/s visible light wdm link based on dmt modulation of a single rgb led luminary. In: IEEE. **Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.], 2011. p. 1–3. Citado na página 7.

Wu et al. 2014 WU, S.; WANG, H.; YOUN, C.-H. Visible light communications for 5g wireless networking systems: from fixed to mobile communications. **Ieee Network**, IEEE, v. 28, n. 6, p. 41–45, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 5.

Yang et al. 2017 Yang, H.; Chen, C.; Zhong, W.; Zhang, S.; Du, P. An integrated indoor visible light communication and positioning system based on fbmc-scm. In: **2017 IEEE Photonics Conference (IPC)**. [S.l.: s.n.], 2017. Citado na página 5.

Zhang et al. 2013 ZHANG, G.; LEENHEER, M. D.; MOREA, A.; MUKHERJEE, B. A survey on ofdm-based elastic core optical networking. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, IEEE, v. 15, n. 1, p. 65–87, 2013. Citado na página 15.

Zwaag et al. 2019 ZWAAG, K. M. vd; NEVES, J. L.; ROCHA, H. R.; SEGATTO, M. E.; SILVA, J. A. Adaptation to the leds flicker requirement in visible light communication systems through ce-ofdm signals. **Optics Communications**, v. 441, p. 14 – 20, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 5.

Zwaag et al. 2018 ZWAAG, K. M. vd; NEVES, J. L. C.; ROCHA, H. R. O.; SEGATTO, M. E. V.; SILVA, J. A. L. Increasing vlc nonlinearity tolerance by ce-ofdm. In: **Latin America Optics and Photonics Conference**. [S.l.]: Optical Society of America, 2018. p. W3D.3. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 35.

Anexos

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

Descreve-se neste anexo os conceitos relacionados com a medição da métrica EVM. Para tanto, considere o quadrante da Figura 30, onde são apresentados o vetor de referência X_k relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas $X_I = 1$ e $X_Q = j$, para $j = \sqrt{-1}$ assim como o vetor Y_k medido com coordenadas Y_I e Y_Q. O vetor da distância euclidiana $D_k = Y_k - X_k$, o qual representa o erro entre tais sinais. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos 2^m possíveis símbolos gerados pela combinação de m bits, qualquer distorção inerente da transmissão, cria uma distância escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro $E_k = |Y_k| - |X_k|$ e o erro de fase $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$ são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM [?] [?].

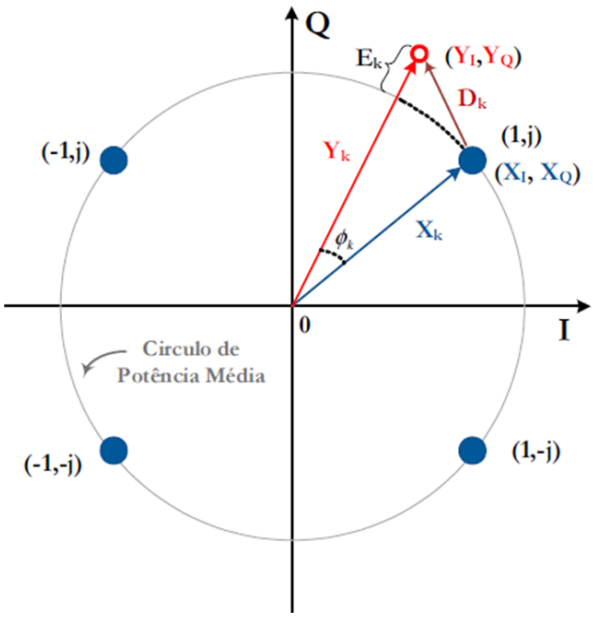


Figura 30 – Diagrama de constelação ilustrativo.

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

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \tag{21}$$

onde N representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos, $X_k = X_I + jX_Q$ e $Y_k = Y_I + jY_Q$ os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente [Shafik et al. 2006]. Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|D_k|^2}{X_{max}^2}}. \tag{22}$$

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

$$P_{Y_{med}} = \frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left[(Y_I)^2 + (Y_Q)^2\right]}{N} \tag{23}$$

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

$$P_{X_{med}} = \frac{\sum_{p=1}^{m}\left[\sum_{q=1}^{m}(2p-1-m)^2 + (2q-1-m)^2\right]}{M} \tag{24}$$

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

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|Y_{I_n} - X_{I_n}|^2 + |Y_{Q_n} - X_{Q_n}|^2}{P_{X_{med}}}\right]^{\frac{1}{2}}, \tag{25}$$

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