

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL**

RAFAEL NERONE GADENS

**APLICAÇÃO DA TECNOLOGIA LORA EM ENLACES DE
COMUNICAÇÃO ÓPTICA POR LUZ VISÍVEL**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2021

RAFAEL NERONE GADENS

**APLICAÇÃO DA TECNOLOGIA LORA EM ENLACES DE
COMUNICAÇÃO ÓPTICA POR LUZ VISÍVEL**

Application of LoRa Technology in Visible Light Communication

Links

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Paulo de Tarso Neves Junior

Coorientador: Prof. Dr. Alexandre de Almeida Prado Pohl

CURITIBA

2021



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

Esta licença permite compartilhamento, remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es).

Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



**Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Curitiba**



RAFAEL NERONE GADENS

APLICAÇÃO DA TECNOLOGIA LORA EM ENLACES DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA POR LUZ VISÍVEL

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Ciências da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Fotônica Em Engenharia.

Data de aprovação: 19 de Julho de 2021

Prof Paulo De Tarso Neves Junior, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Bruno Sens Chang, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Lisandro Lovisollo, Doutorado - Universidade do Estado do Rio de Janeiro (UERJ)

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 19/07/2021.

Dedico este trabalho à minha esposa, por todo o
apoio e incentivo.

AGRADECIMENTOS

Muitos contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho. Em especial, agradeço à minha esposa Jessica pelo apoio e constante incentivo durante essa jornada.

Ainda, a minha família, pelo carinho e apoio. Aos meus orientadores Paulo e Alexandre por toda a dedicação e aprendizado recebido.

Aos colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial (CPGEI) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) pelo apoio a esta pesquisa, em especial ao Diogo, pela ajuda no desenvolvimento do trabalho.

A todos os que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho, muito obrigado!

A menos que modifiquemos a nossa maneira de pensar, não seremos capazes de resolver os problemas causados pela forma como nos acostumamos a ver o mundo”. (Albert Einstein)

RESUMO

GADENS, Rafael Nerone. **Aplicação da tecnologia LoRa em enlaces de comunicação óptica por luz visível**. 2021. 64 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2021.

Este trabalho apresenta um estudo sobre o uso da tecnologia de rádio frequência LoRa (Long Range) para aplicações de comunicação de dados com o emprego de luz visível, Visible Light Communications (VLC). A técnica LoRa foi implementada via software em um sistema de comunicação óptica sem fio, considerando as não linearidades do emissor LED e, através de simulações em um canal sem fio com linha de visada, em ambientes externos e interno, avaliou-se o desempenho do sistema proposto em termos de alcance do enlace de comunicação e taxa de erro de bits (BER). Como referência, compara-se o desempenho da técnica LoRa proposta com o BPSK aplicado no mesmo sistema VLC. Em todos os cenários considerados o LoRa, em configurações similares às encontradas em chipsets comerciais, apresenta um desempenho superior, alcançando 34 m em um ambiente externo limpo e 16 m para um ambiente com neblina moderada, quando adotado o fator de espalhamento 7, potência óptica de transmissão de 2,6 W e um fotodiodo com $150 \mu m^2$ de área e responsividade 0,17 A/W no receptor. Discute-se, ainda, sobre o impacto dos principais parâmetros do sistema, permitindo que sejam otimizados, visando melhorar o alcance do sistema proposto.

Palavras-chave: Comunicação óptica por luz visível. LoRa. Comunicação óptica sem fio. LED.

ABSTRACT

GADENS, Rafael Nerone. **Application of LoRa technology in visible light communication links**. 2021. 64 p. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineer and Industrial Informatic) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2021.

his work presents a study about the use of LoRa (Long Range) radio frequency technology for data communication using visible light, texti Visible Light Communications (VLC). The LoRa technique was implemented via software in a wireless optical communication system, considering the non-linearities of the LED emitter and, through simulations in a wireless channel with a line of sight, in outdoor and indoor environments, the performance of the proposed system in terms of communication link range and bit error rate (BER). As a reference, the performance of the proposed LoRa technique is compared with the BPSK applied in the same VLC system. For all scenarios considered, LoRa, in configurations similar to those found in commercial chipsets, shows superior performance, reaching 34 m in a clean outdoor environment and 16 m for an environment with moderate fog, using spread factor 7, optical output power of 2.6 W in the transmitter and as receiver, a photodiode with $150\mu m^2$ of area and responsiveness of 0.17 A/W. It also discusses the impact of the main parameters of the system, allowing them to be optimized, improving the communication range of the proposed system.

Keywords: Visible light communication. LoRa. Optical wireless communication. LED. .

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Ilustração de um exemplo de sistema de comunicação óptica por luz visível | 21 |
| Figura 2 – Padrão de emissão lambertiano do LED | 22 |
| Figura 3 – Resposta de tensão em função da corrente do LED transmissor | 23 |
| Figura 4 – Geometria de um canal óptico genérico | 25 |
| Figura 5 – Responsividade de fotodetectores | 27 |
| Figura 6 – Pares complexos conjugados no plano de Argand Gauss | 29 |
| Figura 7 – Exemplo de aplicação da simetria Hermitiana | 30 |
| Figura 8 – Espalhamento espectral | 31 |
| Figura 9 – Ilustração de um Chirp de espalhamento espectral LoRa | 32 |
| Figura 10 – Comparativo entre fatores de espalhamento | 34 |
| Figura 11 – Diagrama em bloco do sistema LoRa | 35 |
| Figura 12 – Upchirp LoRa gerado a partir de um fator de espalhamento 7 para uma largura de banda de 125 KHz | 36 |
| Figura 13 – Downchirp LoRa gerado a partir de um fator de espalhamento 7 para uma largura de banda de 125 KHz | 36 |
| Figura 14 – Sinal LoRa recebido após a remoção dos chirps | 37 |
| Figura 15 – Exemplo de sinal LoRa | 38 |
| Figura 16 – Componentes real e imaginária de um símbolo LoRa | 39 |
| Figura 17 – Comparativo de sensibilidade LoRa vs FSK | 40 |
| Figura 18 – Estrutura do método CCIT | 41 |
| Figura 19 – Exemplo de aplicação do método CCIT | 42 |
| Figura 20 – Estrutura do método IBM | 43 |
| Figura 21 – Exemplo de aplicação do método IBM | 43 |
| Figura 22 – Diagrama em blocos do sistema | 47 |
| Figura 23 – Resposta não linear do LED | 49 |
| Figura 24 – BER x distância em ambiente externo limpo | 53 |
| Figura 25 – BER x distância com neblina moderada | 54 |
| Figura 26 – BER x distância (m) para fator de espalhamento 5 | 54 |
| Figura 27 – Responsividade x distância (m) | 55 |
| Figura 28 – Fator de espalhamento x distância (m) para largura de banda de 1625 KHz | 56 |
| Figura 29 – Potência de transmissão x distância (m) para fator de espalhamento LoRa igual a 5 e largura de banda de 1625 KHz | 57 |
| Figura 30 – BER x distância (m) para 0.8 V de tensão de polarização do LED com ambiente limpo e fator de espalhamento igual a 7 | 58 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Comparativo entre fatores de espalhamento largura de banda e taxa de transmissão | 34 |
| Tabela 2 – Comparativo entre fatores de espalhamento e SNR mínima para demodulação | 37 |
| Tabela 3 – LoRa Parameters | 46 |
| Tabela 4 – Parâmetros LoRa simulados para comparativo de desempenho | 48 |
| Tabela 5 – Coeficientes do polinômio característico da resposta tensão x corrente do LED OSRAM Golden Dragon LW W5SM simulado | 49 |
| Tabela 6 – Atenuação atmosférica para um comprimento de onda de 500 nm | 50 |
| Tabela 7 – Parametros do conjunto optico | 50 |
| Tabela 8 – Parametros do conjunto optico | 52 |
| Tabela 9 – Parâmetros LoRa simulados para análise da responsividade do fotodiodo . . | 55 |

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

ABREVIATURAS

| | |
|------|----------|
| art. | Artigo |
| cap. | Capítulo |
| sec. | Seção |

SIGLAS

| | |
|--------|--|
| AC | Corrente alternada, do inglês <i>Alternate Current</i> |
| AWGN | Ruído gaussiano branco |
| BPSK | Modulação por mudança de fase binária, do inglês <i>Binary Phase Shift Keying</i> |
| DC | Corrente direta, do inglês <i>Direct Current</i> |
| DSSS | Espalhamento espectral por sequência direta, do inglês <i>Direct Sequence Spread Spectrum</i> |
| FFT | Transformada de Fourier |
| FOV | Ângulo de visada para o qual a intensidade luminosa é metade do valor da fonte, do inglês <i>Field of Vision</i> |
| FSK | Modulação por mudança de frequência, do inglês <i>Frequency Shift Keying</i> |
| GaAs | Arseneto de Gálio |
| Ge | Germânio |
| IEEE | Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos |
| IFFT | Transformada inversa de Fourier |
| IM/DD | Modulação por intensidade e detecção direta |
| InGaAs | Arseneto de Gálio Índio |
| LOS | Linha de visada, do inglês <i>Line Of Sight</i> |
| NLOS | Sem linha de visada, do inglês <i>Non Line Of Sight</i> |
| OWC | Comunicação óptica sem fio, do inglês <i>Optical Wireless Communication</i> |
| PoE | Alimentação através de ethernet, do inglês <i>Power Over Ethernet</i> |
| PLC | Comunicação por linha de transmissão de energia, do inglês <i>Power Line Communication</i> |
| RF | radio frequência |
| Si | Silício |
| SF | Fator de espalhamento |
| SNR | Relação sinal ruído, do inglês <i>Signal to Noise Ratio</i> |
| TOV | Tensão de acionamento, do inglês <i>Turn On Voltage</i> |
| UTFPR | Universidade Tecnológica Federal do Paraná |
| VLC | Comunicação por luz visível, do inglês <i>Visible Light Communication</i> |
| VLCC | Consórcio para comunicação por luz visível, do inglês <i>Visible Light Communication Consortium</i> |

ACRÔNIMOS

| | |
|------|---|
| BER | Taxa de erro de bit, do inglês <i>Bit Error Rate</i> |
| IoT | Internet das coisas, do inglês <i>Internet of Things</i> |
| FEC | Correção adiantada de erros, do inglês <i>Forward Error Correction</i> |
| FET | Transistor de efeito de campo, do inglês <i>Field Effect Transistor</i> |
| LED | Diodo emissor de luz, do inglês <i>Light Emitting Diode</i> |
| LoRa | <i>Long Range</i> |

LISTA DE SÍMBOLOS

NOTAÇÕES

| | |
|-----------------|--|
| I | intensidade luminosa |
| θ | ângulo de visada |
| n_{TX} | padrão de radiação da fonte LED |
| \cos | função coseno |
| \sin | função seno |
| P_0 | Potência óptica DC de saída |
| ω | frequencia angular |
| τ | tempo de vida médio dos portadores de carga |
| i_{LED} | corrente através do LED |
| v_{LED} | tensão aplicada no LED |
| h_{LED} | resposta ao impulso do LED |
| i_{max} | corrente máxima no LED |
| f | função que descreve a resposta da característica tensão x corrente do LED |
| k | fator de suavidade na transição da região linear para a saturação na resposta do LED |
| q | carga fundamental do elétron |
| P_R | potência óptica recebida |
| λ | comprimento de onda |
| P_{bg} | potência óptica da iluminação ambiente |
| S_{PD} | Área ativa do fotodetector |
| G_{TIA} | Ganho do amplificador de transimpedância |
| G_{OC} | Ganho do concentrador óptico |
| T_{OF} | transmitância do filtro óptico |
| k_B | Constante de Boltzmann |
| T_B | Temperatura ambiente |
| σ_{AWGN} | Variância do ruído branco |
| C | vetor de valores complexos |
| N | número de amostras |
| α | Índice de valor inteiro |
| M | ganho do fotodetector |
| n_{eq} | eficiência quântica do fotodetector |
| h_P | Constante de Planck |
| c | velocidade da luz no vácuo |

| | |
|-----------------|---|
| t | tempo |
| y | réplica distorcida do sinal |
| x | sinal transmitido |
| F | função não linear de distorção do sinal |
| h | resposta ao impulso do canal óptico |
| n | ruído gaussiano branco |
| T | período de tempo para detecção da potência óptica |
| SNR | relação sinal ruído na recepção |
| R_b | taxa de bits |
| $H(0)$ | ganho DC do canal óptico |
| P_T | potência óptica de transmissão |
| R | responsividade do fotodetector |
| N_0 | densidade espectral de potência de ruído |
| H_{LOS} | Ganho do canal óptico considerando linha de visada |
| d | distância entre transmissor e receptor |
| θ_{TX} | ângulo entre direção de transmissão e superfície refletora |
| $\theta_{TX,d}$ | ângulo entre direção de transmissão e receptor |
| θ_{RX} | ângulo entre direção normal ao receptor e superfície refletora |
| $\theta_{RX,d}$ | ângulo entre direção normal ao receptor e transmissor |
| \mathcal{T} | transmitância do meio |
| γ | coeficiente de extinção atmosférico |
| $H_{LOS_{EXT}}$ | Ganho DC do canal óptico em ambiente externo |
| σ_{Tot} | Variância total de ruído |
| B | largura de banda |
| η | capacitância por unidade de área do resistor de retro-alimentação |
| T_A | temperatura absoluta |
| G | ganho em malha aberta |
| \mathcal{Y} | fator de ruído do canal do transistor FET |
| g_m | condutância do transistor FET |
| I_2 | constante de ruído de banda |
| I_3 | constante de ruído de banda |
| T | período |
| SF | fator de espalhamento |
| s | símbolo de informação |
| v | vetor de dígitos binários |
| w | ruído gaussiano branco de média zero |
| f_0 | frequência inicial |
| k_T | índice temporal |
| CR | taxa de codificação |

| | |
|----------|------------------------------|
| R_b | taxa de transmissão |
| r | sinal recebido |
| Q | função Q |
| Γ | Distribuição Gamma |
| P_b | probabilidade de erro de bit |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 17 |
| 1.1 | ESTADO DA ARTE | 17 |
| 1.1.1 | Comunicação óptica por luz visível | 17 |
| 1.1.2 | O espalhamento espectral e o LoRa | 18 |
| 1.2 | MOTIVAÇÃO | 19 |
| 1.3 | OBJETIVOS | 20 |
| 1.4 | ESTRUTURA DO TRABALHO | 20 |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 21 |
| 2.1 | COMUNICAÇÃO ÓPTICA POR LUZ VISÍVEL - VLC | 21 |
| 2.1.1 | Emissor - LED | 21 |
| 2.1.2 | Modelo de canal VLC | 24 |
| 2.1.3 | Perda de percurso | 25 |
| 2.1.4 | Ambientes externos | 26 |
| 2.1.5 | Receptor - Fotodiodo | 26 |
| 2.1.6 | Modulação por Intensidade e Detecção Direta | 28 |
| 2.1.7 | Simetria Hermitiana | 29 |
| 2.2 | LORA | 30 |
| 2.2.1 | Modelo de Sinal | 32 |
| 2.2.2 | Receptor LoRa | 35 |
| 2.2.2.1 | Codificação Gray | 40 |
| 2.2.2.2 | Data Whitening | 40 |
| 2.2.2.3 | CCIT Whitening | 41 |
| 2.2.2.4 | IBM whitening | 42 |
| 2.2.2.5 | Interleaving | 44 |
| 2.2.2.6 | Forward Error Correction | 44 |
| 2.2.3 | Taxa de erro de bits (BER) | 44 |
| 3 | MATERIAL E MÉTODOS | 46 |
| 3.1 | DIAGRAMA DO SISTEMA | 47 |
| 3.1.1 | Modulador | 47 |
| 3.1.2 | Hermitiana | 48 |
| 3.1.3 | Fonte de Luz (LED) | 48 |
| 3.1.4 | Modelo do canal | 49 |
| 3.2 | RECEPTOR | 50 |
| 3.2.1 | Demodulador | 51 |
| 3.2.2 | Estimador | 51 |
| 3.3 | POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO, RESPONSABILIDADE E FATOR DE ESPALHAMENTO | 52 |
| 4 | RESULTADOS E DISCUSSÃO | 53 |
| 4.1 | PRODUÇÕES | 58 |
| 5 | CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS | 59 |

REFERÊNCIAS 61

1 INTRODUÇÃO

1.1 ESTADO DA ARTE

1.1.1 Comunicação óptica por luz visível

Técnicas de comunicação óptica sem fio são conhecidas há séculos. A primeira rede de telégrafos ópticos foi construída em 1792 por Claude Chappe, transmitindo até 196 símbolos (CHAPPE, 2018). Em 1880, Alexandre Graham Bell desenvolveu o fotofone, conhecido como primeiro sistema sem fio de telefonia. Durante décadas o uso de comunicações ópticas sem fio permaneceu, majoritariamente, restrito a aplicações militares e espaciais. Com propósitos militares, em 1935, o exército alemão introduziu os fotofones infra-vermelho, composto de uma fonte de luz a base de filamento de tungstênio com um filtro infra-vermelho (Khalighi; Uysal, 2014). Em 1955, foi reportado a emissão em infra-vermelho a partir de um diodo de arseneto de gálio (GaAs) por Rubin Braunstein, que dois anos mais tarde demonstrou que seria possível utilizar este diodo para aplicações em comunicação óptica sem fio em infra-vermelho transmitindo sinais de áudio (Kroemer, 2013). Em 1962, Nick Holonyak substituiu o GaAs por uma liga de fosforeto arseneto de gálio (GaAsP) produzindo o primeiro diodo emissor de luz (HELD, 2009).

Apesar disso, a comunicação por luz visível, efetivamente, tornou-se viável, a partir da década de 1990 com a obtenção de luz branca a partir da combinação de LEDs de cores primárias, vermelhos, azuis e verdes. As primeiras tentativas de utilizar LEDs tanto para iluminação quanto para transmissão de dados aconteceram no Japão no ano 2000 com uma proposta para utilizar LEDs branco em uma casa para criar uma rede de acesso (TANAKA *et al.*, 2000). Os avanços na área, sobretudo no Japão, levaram à criação do Consórcio de Comunicação por Luz Visível, *Visible Light Communications Consortium* (VLCC) em 2003, sendo suscedido em 2014 pela Associação de Comunicação por Luz Visível, *Visible Light Communications Associations*. Em 2011 o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) propôs um padrão para comunicações ópticas por luz visível IEEE 802.15.7 (IEEE, 2011), o qual especifica as camadas física e de enlace.

O padrão descreve métodos para unir a luz com serviços de comunicação de dados cabeadas para redes sem fio WPAN (*Wireless Personal Area Network*), visando entregar taxas de

transmissão suficientes para serviços de áudio e vídeo. São apresentados três tipos de camadas física, PHY, provendo taxas de 11.67 kbps até 96 Mbps, sendo que os dois primeiros tipos suportam modulação *on-off keying*, OOK, e modulação por posição de pulso variável, VPPM. Já o terceiro tipo, PHY III, o qual possibilita taxas de até 96 Mbps, usa múltiplas fontes de luz operando em frequências distintas através de uma modulação por chaveamento de cores, *Color Shift Keying*, CSK. (IEEE, 2011)

Aplicações em Comunicação Óptica sem fio (OWC) tem ganhado destaque, sendo que, uma das grandes vantagens desse tipo de comunicação é a imensa largura de banda disponível nessa faixa do espectro para transmissão de dados, sendo uma alternativa bastante atraente para aliviar o crescente congestionamento nas faixas de 2,4 GHz e 5 GHz.

Diversas técnicas distintas de modulações já foram propostas para aplicações em comunicação óptica por luz visível. Além das técnicas abordadas no padrão definido pelo IEEE, há propostas de uso de Multiplexação por Divisão Ortogonal de Frequências (OFDM) e algumas variações dessa técnica, tais como *DC-Biased optical OFDM* (DCO-OFDM) e *Assymmetrically clipped absolute value optical OFDM* (ACO-OFDM). (ARMSTRONG; LOWERY, 2006) Em Noshad e Brandt-Pearce (2016) uma variação dessas técnicas baseadas em OFDM é proposta, substituindo o bloco de transformação Hermitiana por uma transformada de Hadamard.

Visando contornar as dificuldades em relação à relação entre os picos e a média do sinal, PAPR, responsável por causar grande degradação dos sinais OFDM, em especial em sistemas VLC devido às não linearidades dos LEDs, Wu *et al.* (2012) propôs a aplicação da técnica chamada *Carrierless Amplitude and Phase Modulation* (CAP) para enlaces VLC.

1.1.2 O espalhamento espectral e o LoRa

Durante a segunda guerra mundial houve um extenso avanço das tecnologias de comunicação sem fio. Dentre elas, as tecnologias de espalhamento espectral ganharam destaque devido à baixa probabilidade de interceptação de sinal, trocando largura de banda por segurança e alcance. (Scholtz, 1982). Esse aumento de desempenho em troca da largura de banda utilizada é conhecido como ganho de processamento, definido como a razão entre a largura de banda espalhada e a mínima largura de banda requerida para o sinal transmitido.

Ao longo da década de 1960, sistemas de comunicação utilizando espalhamento espectral capazes de oferecer um ganho de processamento de 16 dB foram desenvolvidos. Durante a década de 1970 o uso de espalhamento espectral começou a alcançar aplicações comerciais

(ABU-RGHEFF, 2007).

Apesar de suas raízes terem iniciado seu desenvolvimento há muito tempo, o LoRa surgiu apenas em 2012, desenvolvido pela Cycleo, que mais tarde foi adquirida pela empresa Semtech (SEMTECH, 2015).

Mesmo sendo uma tecnologia relativamente nova, diversos trabalhos avaliam o desempenho do LoRa em termos de distância de comunicação atingida e resistência à interferências e ruídos. Em uma avaliação de alcance, Petajajarvi *et al.* (2015) mostrou que foi possível receber 80 % das mensagens a uma distância de até 5 km e 60 % entre 5 e 10 km. Em uma comparação entre o LoRa e FSK ("*Frequency Shift Keying*") visando aplicações em cidades inteligentes, Sanchez-Gomez *et al.* (2017) destacou que o LoRa desempenhou melhor na maioria dos cenários, sendo capaz de promover enlaces de até 10 km em ambientes suburbanos.

O LoRa é amplamente utilizado em aplicações de redes *Low Power Wide Area Network* (LPWAN), desde aplicações para *smart cities*, agricultura até aplicações em medidores inteligentes de energia e água. (SEMTECH, 2017a)(SEMTECH, 2017b)

1.2 MOTIVAÇÃO

Um dos grandes desafios do uso de comunicação óptica por luz visível é a limitação da distância de comunicação atingida por estes sistemas, sobretudo, quando considera-se ambientes externos, nos quais os efeitos de atenuação e interferência são mais acentuados.

É nesse contexto que aplicações para cidades inteligentes surgem, promovendo comunicação entre postes de iluminação, entre infra-estrutura de trânsito e veículos e até mesmo intra-veicular.

Dentro dessa problemática, o presente trabalho apresenta um novo uso para uma tecnologia capaz de suprir tais demandas. O LoRa é uma tecnologia de radiofrequência amplamente utilizada em aplicações que exigem um longo alcance de comunicação e alta resiliência à interferências e ruídos.

Assim sendo, este trabalho é motivado pelo estudo da viabilidade técnica, através de simulações computacionais, da aplicação da tecnologia de LoRa em enlaces de comunicação óptica por luz visível, sobretudo, apresentando tal tecnologia como alternativa para comunicação em ambientes externos, nos quais o alcance e a resiliência a ruídos e interferências são fundamentais para o desempenho do sistema.

1.3 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é avaliar o desempenho da técnica LoRa implementada em um enlace de comunicação óptica por luz visível em ambientes externos.

Para tal avaliação são levados em conta os efeitos não lineares do emissor óptico, bem como, efeitos de propagação e do canal sem fio.

Dessa forma, os seguintes objetivos específicos foram estabelecidos:

- Reproduzir um enlace óptico utilizando a técnica LoRa para transmissão de dados.
- Avaliar configurações operacionais para o sistema.
- Realizar análise da BER do sistema em função da distância de comunicação.
- Avaliar o impacto dos componentes do sistema em seu desempenho.

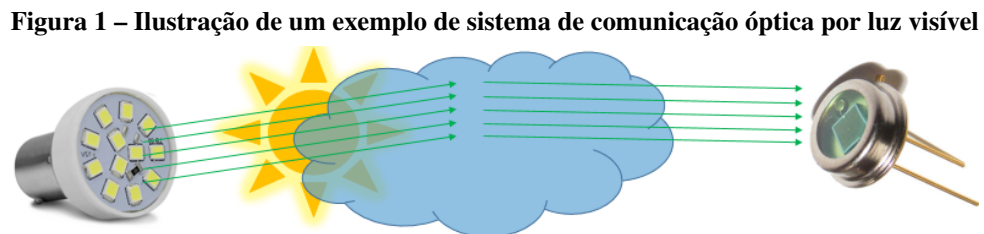
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O estudo é estruturado em cinco capítulos, sendo o primeiro a introdução, ilustrando o estado da arte das principais tecnologias envolvidas, a motivação e objetivos para este estudo. Em seguida, no segundo capítulo, as fundamentações teóricas são apresentadas, fornecendo as características dos componentes do sistema, bem como do canal óptico e da tecnologia LoRa. O terceiro capítulo, são apresentados os materiais e métodos utilizados ao longo do estudo, exibindo a arquitetura das simulações e parâmetros e configurações do sistema. Posteriormente, o quarto capítulo discute os resultados obtidos nas simulações. Finalmente, no capítulo cinco, as conclusões sobre o estudo são apresentadas trazendo também sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 COMUNICAÇÃO ÓPTICA POR LUZ VISÍVEL - VLC

Um sistema VLC, de maneira geral, é composto por três principais elementos, o transmissor de luz na faixa do espectro visível, LED, o canal óptico sem fio sujeito aos efeitos atmosféricos e interferências da iluminação ambiente, seja ela natural ou artificial, e o receptor, fotodiodo, responsável por converter a radiação luminosa recebida em sinal elétrico, conforme ilustra a figura 1.



Fonte: Autoria própria

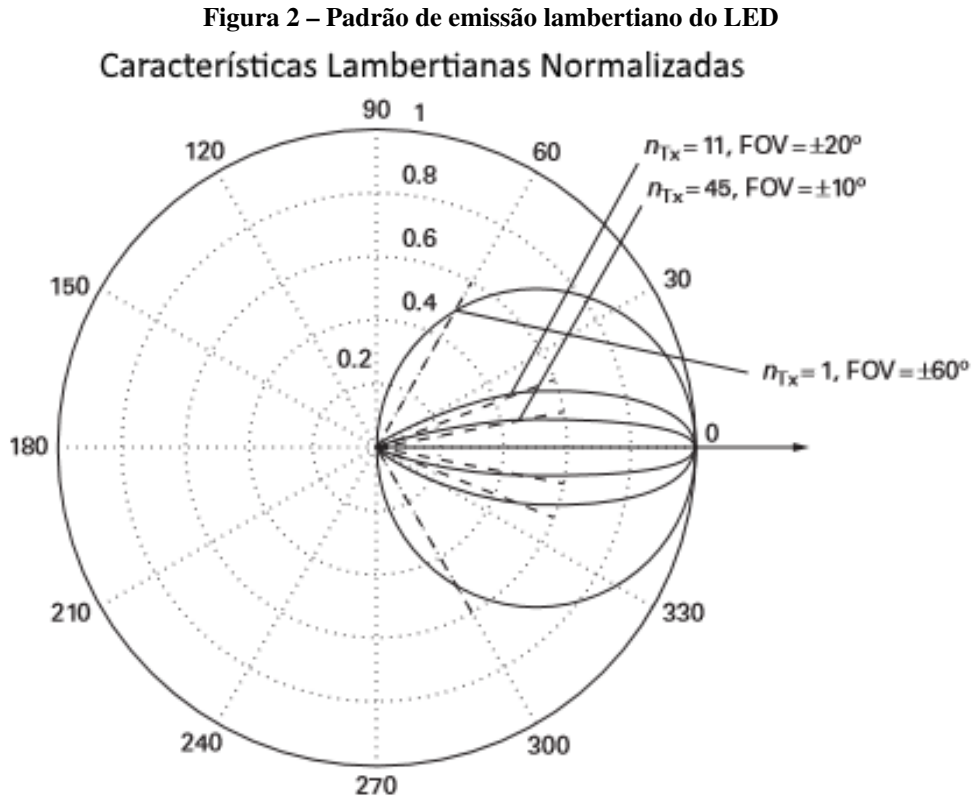
2.1.1 Emissor - LED

O principal componente do conjunto transmissor em um sistema VLC é a fonte de luz, composta, usualmente, por um diodo emissor de luz (LED). Constituído de uma junção p-n, o diodo emissor de luz é capaz de emitir luz através da recombinação de pares elétron-lacunas na região de depleção do semicondutor. Diferentemente de um laser, a luz emitida não é coerente e possui uma largura espectral relativamente grande, além de ser uma emissão lambertiana (GHASSEMLOY *et al.*, 2013). Uma fonte de luz lambertiana possui um padrão de emissão de acordo com a função:

$$I(\theta) = I_0 \cos^{n_{Tx}}(\theta), \quad n_{Tx} = 1. \quad (1)$$

Na qual I representa a intensidade luminosa, θ o ângulo de visada e n_{Tx} é relativo ao padrão de radiação da fonte. No caso de LEDs de superfície emissora, n_{Tx} é igual a 1 e portanto são denominados emissores lambertianos. Para outros emissores, como *lasers* e LEDs de emissão lateral, os valores de n_{Tx} são diferentes (KEISER, 2011).

A figura 2 ilustra os diferentes padrões de radiação para outros valores de n_{Tx} . A grandeza FOV representa o ângulo no qual a intensidade luminosa decai para a metade de seu valor máximo, ou I_0 .



Fonte: Figura adaptada de Dimitrov e Haas (2015)

A banda modulante de um LED depende da corrente injetada, da capacitância da junção e das capacitâncias parasitas. Para uma potência óptica DC P_0 fornecida, a potência óptica de saída em uma frequência angular ω e um tempo de vida médio dos portadores de carga do semicondutor τ é dada por (GHASSEMLOY *et al.*, 2013):

$$\frac{P(\omega)}{P_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (2)$$

Em valores práticos, a máxima taxa modulante atingida com LEDs é de aproximadamente 3 MHz (GRUBOR *et al.*, 2008).

O comportamento do LED no transmissor é descrito pela equação (3):

$$i_{LED}(v_{LED}) = \begin{cases} h(v_{LED}), & \text{if } v_{LED} \geq 0 \\ 0, & \text{demais casos,} \end{cases} \quad (3)$$

na qual $i_{LED}(v_{LED})$ é a corrente através do LED, v_{LED} é a tensão no LED, e h_{LED} é descrito por (4),

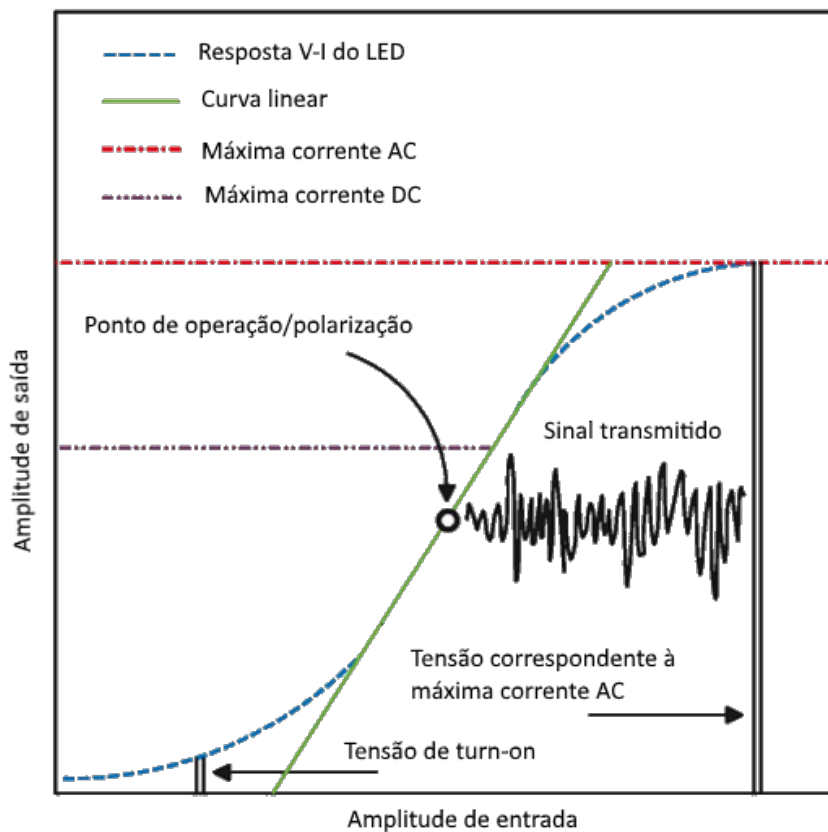
$$h_{LED} = \frac{f(v_{LED})}{(1 + (\frac{f(v_{LED})}{i_{max}})^{2k})^{1/2k}}, \quad (4)$$

sendo i_{max} a máxima corrente AC admitida através do LED, k um fator relacionado à suavidade da transição entre a região linear e de saturação na curva de resposta do LED e $f(v_{LED})$, a função que descreve a resposta da característica tensão x corrente conforme descrito no datasheet do componente. (Elgala *et al.*, 2010).

Os LEDs são dispositivos que apresentam comportamento não-linear, o que pode afetar a qualidade da comunicação levando o sinal transmitido à saturação. Além disso, há um valor mínimo para a operação desse componente, conhecido como tensão de condução (TOV, "turn-on voltage"), a partir do qual o LED efetivamente passa a emitir radiação luminosa.

A figura 3 exibe o efeito da variação do parâmetros k através de curvas normalizadas para uma resistência de 1Ω e corrente máxima $i_{max} = 0,5A$, mostrando que a saturação superior pode ser controlada através do ajuste deste fator k . (Elgala *et al.*, 2010)

Figura 3 – Resposta de tensão em função da corrente do LED transmissor



Fonte: Figura adaptada de Elgala *et al.* (2010)

A corrente de entrada do LED transmissor varia conforme o sinal a ser transmitido traduzindo, dessa forma, a mensagem à ser enviada na potência óptica emitida pelo LED.

2.1.2 Modelo de canal VLC

Mostrou-se que o canal óptico sem fio é linear e invariante no tempo, além de ser um sistema sem memória com resposta ao impulso finita (DIMITROV; HAAS, 2015). Como o sistema proposto é baseado em modulação em intensidade e detecção direta, a amplitude do sinal recebido é proporcional à integral da potência óptica incidente no fotodetector em sua área (DIMITROV; HAAS, 2015). Devido às dimensões do fotodiodo na recepção, muito maior que o comprimento de onda do sinal, há uma diversidade espacial significativa, conseqüentemente, não ocorre desvanecimento rápido, apenas desvanecimento lento na forma de sombreamento.

Dessa forma, considera-se o canal descrito pela equação (5):

$$y(t) = h(t) * F(x(t)) + n(t) \quad (5)$$

Na qual $y(t)$ representa a réplica distorcida do sinal $x(t)$ sujeito à função de distorção $F(x(t)) = Rx(t)$, no *front-end* do transmissor e o operador "*" representa a operação matemática de convolução; o sinal distorcido é convoluido com a resposta ao impulso do canal, $h(t)$, e acrescido de ruído gaussiano branco, n , no receptor.

Apesar de não sofrer efeitos de esvanecimento por multipercursos, o canal óptico sem fio apresenta efeito de dispersão, a qual manifesta-se em interferências intersimbólicas (GHASSEMLOY *et al.*, 2013). Conforme proposto por Gfeller e Bapst (1979), a resposta ao impulso, $h(t)$, do canal óptico sem fio é dada pela equação (6)

$$h(t) = \begin{cases} \frac{2t_0}{t^3 \text{sen}^2(FOV)} & t_0 \leq t \leq \frac{t_0}{\cos(FOV)} \\ 0 & \text{demais instantes de tempo} \end{cases} \quad (6)$$

na qual t_0 é o mínimo atraso do canal.

Como trata-se de um sistema IM/DD, $x(t)$ representa intensidade e não amplitude do sinal, logo, temos que $x(t) \geq 0$. Além disso, por razões de segurança, a potência óptica média transmitida ao longo de um período T não pode ultrapassar determinado limiar, dessa forma, atendendo à equação (7), na qual P_{max} representa o valor máximo de potência óptica capaz de

preservar a segurança para olhos e pele dos usuários.

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \leq P_{max} \quad (7)$$

Assim, a relação sinal ruído (SNR) do sistema, descrita por Ghassemloy *et al.* (2013) através da equação:

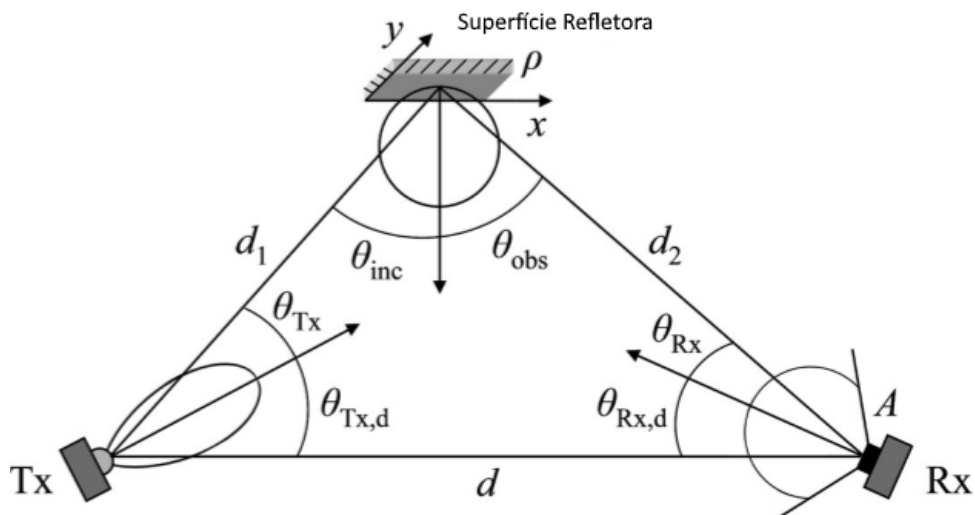
$$SNR = \frac{R^2 H^2(0) P_T^2}{R_b N_0} \quad (8)$$

na qual R é a responsividade do fotodetector, $H(0)$ o ganho DC do canal, P_T a potência óptica na transmissão, R_b a taxa de bits transmitida e N_0 a densidade espectral de potência do ruído.

2.1.3 Perda de percurso

Devem ser considerados dois cenários para a modelagem da perda de percurso ao longo do canal óptico sem fio, o canal LOS (“Line of Sight”), com linha de visada, e o canal NLOS (“Non Light of Sight”), sem linha de visada. A figura 4 ilustra a geometria do canal com componentes LOS e NLOS.

Figura 4 – Geometria de um canal óptico genérico



Fonte: (DIMITROV; HAAS, 2015)

Assumindo que o LED no transmissor seja uma fonte Lambertiana e o receptor com um dado campo de visão, FOV. O ganho DC do canal óptico sem fio considerando um cenário

com linha de visada pode ser calculado por (DIMITROV; HAAS, 2015):

$$H_{LOS} = \frac{n_{TX} + 1}{2\pi} \cos^{n_{TX}}(\theta_{TX,d}) \frac{S_{PD}}{d^2} \times \cos(\theta_{RX,d}) \text{rect}(\theta_{RX,d}), \quad (9)$$

na qual n_{TX} representa o modo Lambertiano de emissão do LED, S_{PD} a área ativa do fotodetector e d a distância entre transmissor e receptor.

Dessa maneira, a potência recebida é dada por:

$$P_{R,LOS} = P_T H_{LOS} \quad (10)$$

2.1.4 Ambientes externos

Um dos grandes desafios para o VLC reside no seu uso em ambientes externos. Em tais locais o nível de ruído e interferência ambiente podem degradar severamente o desempenho do sistema. Não obstante, o canal externo é bastante afetado por turbulência atmosférica devido à presença de moléculas e aérosóis, os quais atenuam o sinal óptico e causam espalhamento.

A absorção e espalhamento da luz na atmosfera seguem a lei de Beers-Lambert, apresentada na equação 11 (Chen *et al.*, 2017).

$$\mathcal{T}(d) = e^{-\gamma(\lambda)d} \quad (11)$$

Na qual $\mathcal{T}(d)$ representa a transmitância à distância d do transmissor e $\gamma(\lambda)$ o coeficiente de extinção por unidade de comprimento.

Dessa forma, o ganho do canal óptico no canal externo passa a ser descrito pela equação 12:

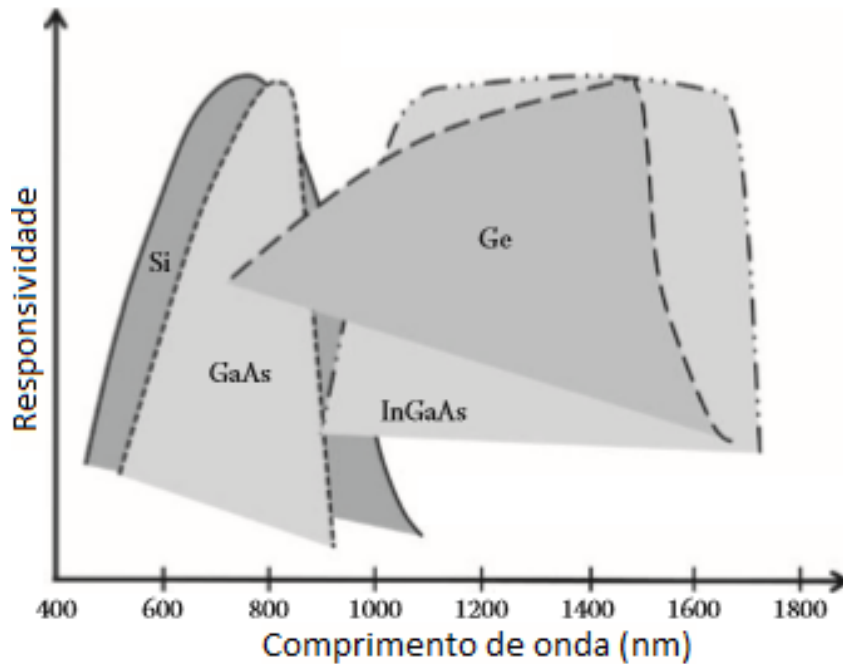
$$H_{LOS_{EXT}} = H_{LOS} \mathcal{T}(d) \quad (12)$$

2.1.5 Receptor - Fotodiodo

Um fotodiodo é um dispositivo transdutor capaz de gerar uma fotocorrente proporcional à potência óptica instantânea incidente em sua superfície. A resposta do fotodetector em relação ao comprimento de onda da radiação incidente depende, sobretudo, de sua composição material (GHASSEMLOY *et al.*, 2013). A figura 5 mostra como pode variar a responsividade de um

fotodiodo em dependência de sua composição. Para a faixa do espectro visível, o arseneto de gálio (GaAs), assim como o silício (Si) são os materiais mais indicados por responderem em toda a extensão do visível, que varia desde 400 nm até 750 nm.

Figura 5 – Responsividade de fotodetectores



Fonte: Figura adaptada de W.V, Etten and J.V.D. Plaats, *Fundamentals of Optical Fiber Communications*

Tipicamente, em sistemas OWC a luz ambiente produz um ruído balístico de alta intensidade no receptor, acrescido do ruído térmico que surge na pré-amplificação no circuito eletrônico (DIMITROV; HAAS, 2015). Essas duas componentes são predominantes no ruído aditivo presente no receptor, o qual pode ser modelado como sendo gaussiano branco (AWGN), cuja variância é expressa pela equação 13 (DIMITROV; HAAS, 2015), na qual q representa a carga do elétron, $P_R(\lambda)$ a potência óptica recebida para determinado comprimento de onda, P_{bg} a potência óptica da iluminação ambiente, S_{PD} a área ativa do fotodetector, G_{TIA} e G_{OC} representam o ganho do amplificador de transimpedância e o ganho do concentrador óptico, respectivamente, T_{OF} a transmitância do filtro óptico, k_B a constante de Boltzmann e T_B a temperatura ambiente.

$$\sigma_{AWGN}^2(\lambda) = 2q(P_R(\lambda) + P_{bg}(\lambda))R(\lambda)G_{TIA}T_{OF}(\lambda)G_{OC}B + 4k_B T_B \quad (13)$$

O sinal propagado em ambientes externos sofre ampla influência de diversas fontes de ruído, sendo a principal o ruído de fundo, que pode ser composto de luz ambiente proveniente de

lâmpadas ou solar. O ruído é composto, basicamente, de duas componentes, o ruído térmico e o balístico, tendo sua variância total expressa pela equação 14 (ABUALHOUL, 2016).

$$\sigma_{Tot}^2 = 2qR(P_{R,LOS} + P_{bg})B + (8\pi k_b T_A)/G\eta AI_2 B^2 + (16\pi^2 k_B T_A \mathcal{Y})/g_m \eta^2 A^2 I_3 B^3 \quad (14)$$

Na qual o primeiro termo refere-se ao ruído balístico, sendo P_{bg} a potência da luz ambiente, R a responsividade do detector para determinado comprimento de onda, q a carga do elétron, I_2 e I_3 são constantes associadas ao fator de ruído de banda, B é a largura de banda, considerando a taxa de bits e modulação adotada. O ruído térmico no resistor de retro-alimentação é descrito no segundo termo, sendo composto pela constante de Boltzmann, k_B , a capacitância por unidade de área, η , a temperatura absoluta, T_A e o ganho em malha aberta G . Ambos os ruídos são modelados como sendo AWGN aditivos. O terceiro termo representa o ruído térmico de efeito de campo do canal resistivo do transistor FET, para o qual \mathcal{Y} é fator de ruído do canal FET e g_m sua condutância.

2.1.6 Modulação por Intensidade e Detecção Direta

Devido às propriedades físicas dos LEDs, a informação é codificada através da intensidade luminosa, por consequência, um sistema VLC poderá ser implementado por modulação por intensidade e detecção direta (IM/DD). Para tal, é necessário que o sinal modulado seja real e não-negativo, o que pode ser obtido a partir da aplicação conjunta da simetria hermitiana e de um deslocamento DC.

Na detecção, como não é utilizado um oscilador, é necessário, para a recuperação do sinal, que a informação enviada esteja associada à variação de intensidade do campo transmitido.

Segundo Ghassemloy *et al.* (2013), para uma potência instantânea incidente $P(t)$ a corrente instantânea do fotodetector é fornecida pela equação (15), na qual M corresponde ao ganho do fotodetector e n_{eq} sua eficiência quântica, ou seja, a razão de conversão de fótons em elétrons, definida na equação (16), $\frac{h_p c}{\lambda}$ é a energia do fóton, sendo h_p a constante de Planck, c a velocidade da luz no vácuo e λ o comprimento de onda da luz no vácuo.

$$i(t) = \frac{n_{eq} q \lambda}{h_p c} M P(t) \quad (15)$$

$$n_{eq} = \frac{\text{Elétrons na saída}}{\text{Fótons incidentes}} \quad (16)$$

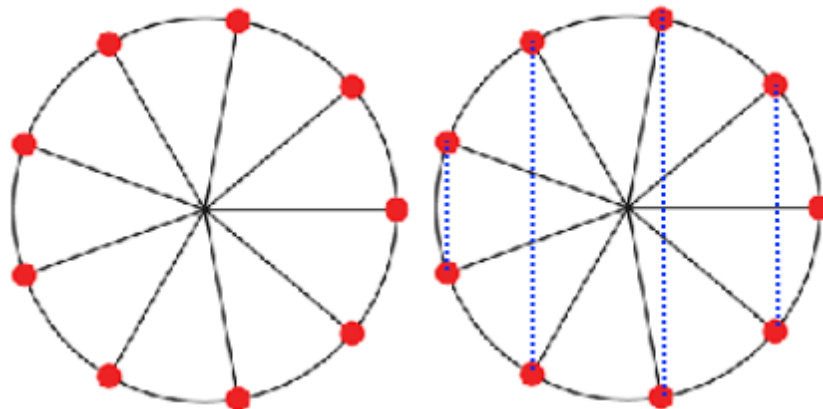
2.1.7 Simetria Hermitiana

Para uma entrada complexa qualquer $C[n]$ a saída da IFFT será, a princípio, um número complexo. Todavia, é possível estabelecer uma condição na qual a saída da IFFT sempre será real. Para isso, o sinal de entrada deve atender à chamada simetria Hermitiana, conforme equação (17), ou seja, para um sinal de $2N$ amostras, as N últimas amostras devem ser o complexo conjugados das N primeiras, sendo α um índice inteiro. Isso ocorre devido ao fato de a FFT de um sinal real resultar em um vetor com simetria Hermitiana. Dessa forma, a saída da IFFT de um sinal de tamanho $2N$ que apresenta tal simetria será um sinal real de tamanho N contendo a informação tanto de fase quanto de quadratura.

$$C[2N - \alpha] = C^*[\alpha] \quad (\alpha \in \mathbb{Z} \forall 1 \leq \alpha \leq N - 1) \quad (17)$$

Podemos enxergar a simetria Hermitiana como uma consequência da transformada de Fourier para um entrada de valores reais. A saída da transformada, nesse caso, será um conjunto composto por fasores que são múltiplos das raízes complexas da unidade, representados no plano de Argand-Gauss como os vértices de um polígono regular, estando o primeiro elemento dessa sequência localizado sobre o eixo real. Consequentemente, como ilustra a figura 6, apresentam uma simetria em relação ao eixo real, sendo pares complexos conjugados.

Figura 6 – Pares complexos conjugados no plano de Argand Gauss



Fonte: Autoria própria

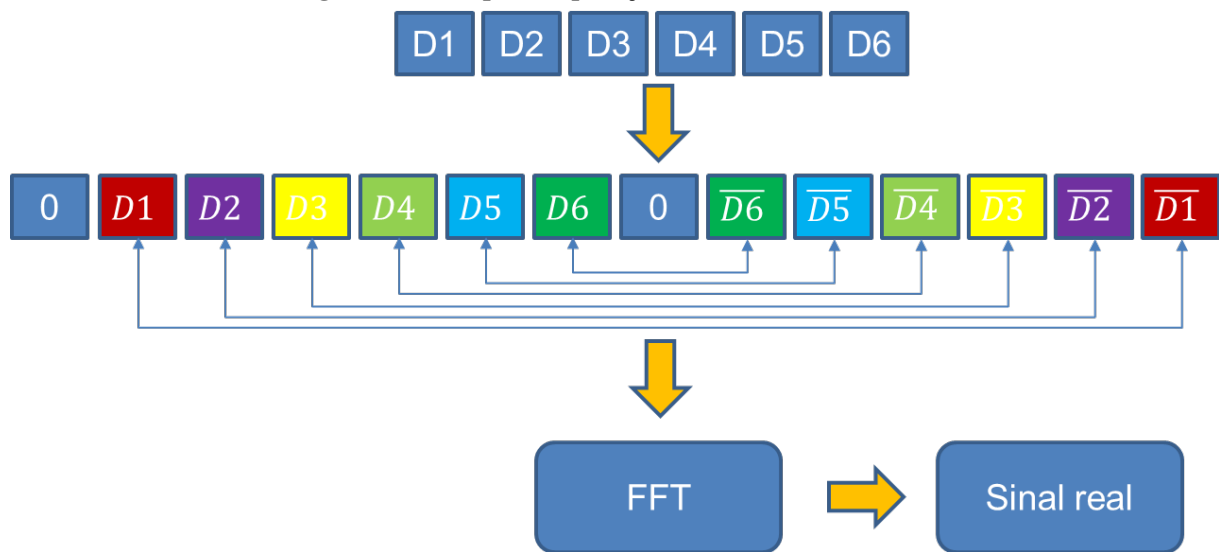
Consequentemente, se aplicarmos a transformada de Fourier em um vetor que já possui tal tipo de simetria o resultado da operação será um novo vetor de valores reais.

Tome-se como exemplo o vetor complexo $vec = [1 + i, 2 + 2i, 3 - i, 1 + 4i, 5 - 2i]$. Aplicando a operação definida na equação 17, obtem-se o vetor simétrico $Svec = [5 + 2i, 1 -$

$4i, 3 + i, 2 - 2i, 1 - i]$. Assim ao concatenar os dois vetores obtemos um terceiro vetor resultante da aplicação da simetria Hermitiana $Hvec = [1 + i, 2 + 2i, 3 - i, 1 + 4i, 5 - 2i, 5 + 2i, 1 - 4i, 3 + i, 2 - 2i, 1 - i]$. Note que em 17, α inicia em 1, dessa forma, deve-se adicionar um valor nulo à posição inicial do vetor $Hvec$.

Dessa forma, a aplicação da FFT nesse vetor hermitiano resulta em uma resposta de valores reais: $FFT(Hvec) = [24, -0.7551, 0.2321, -2.5221, 7.7670, -17.4224, 11.2715, 3.0404, -10.4703, 0.9326, -16.0736]$

Figura 7 – Exemplo de aplicação da simetria Hermitiana



Fonte: Autoria própria

A figura 7 ilustra o processo de criação desse vetor hermitiano a partir do vetor de dados originais.

De maneira similar, na recepção, ao aplicar a transformada inversa de Fourier, IFFT, o sinal complexo simétrico é recuperado, bastando remover a metade adicionada para completar a Hermitiana para que se tenha o vetor original de dados.

Note que, para atender a condição IM/DD apresentada anteriormente, ou seja, sinal unipolar e de valores reais, ainda é necessário deslocar o nível DC do sinal transmitido, de forma que ele seja não negativo.

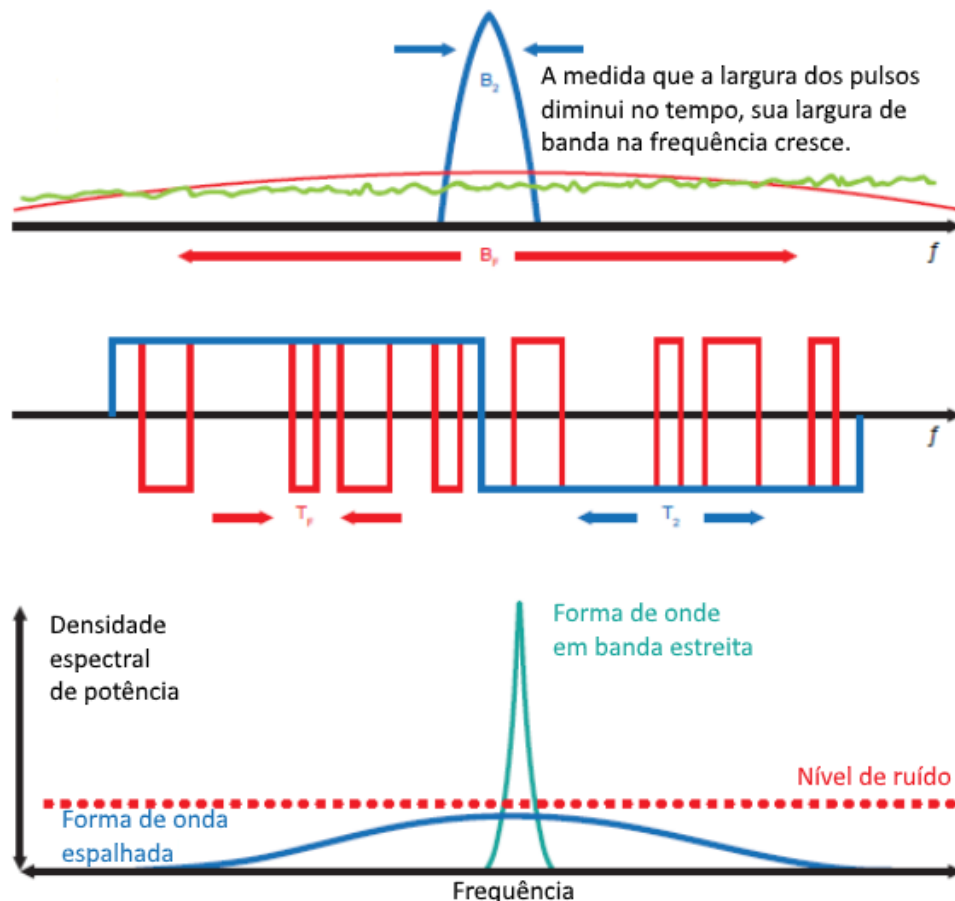
2.2 LORA

O LoRa é uma tecnologia de radiofrequência amplamente utilizada por dispositivos de internet das coisas (IoT) devido ao longo alcance que pode proporcionar, aliado com a

possibilidade de baixo consumo de energia. O termo LoRa vem do inglês "*Long Range*", longo alcance, e é uma marca registrada pela empresa "Semtech Corporation".

Uma das principais características do LoRa é o espalhamento espectral, uma técnica na qual o sinal alocado dentro de uma largura de banda definida é espalhado do domínio da frequência resultando em uma largura de banda muito maior, preservando, no entanto, a potência original do sinal transmitido. No tradicional espalhamento por sequência direta (DSSS) a fase da portadora do sinal transmitido varia conforme um código em sequência. Ao multiplicar um sinal contendo dados por uma sequência pré-definida de bits com uma taxa maior, um sinal com componente em altas frequências é gerado, espalhando, dessa forma, a banda do sinal obtido além daquela do original (SEMTECH, b).

Figura 8 – Espalhamento espectral

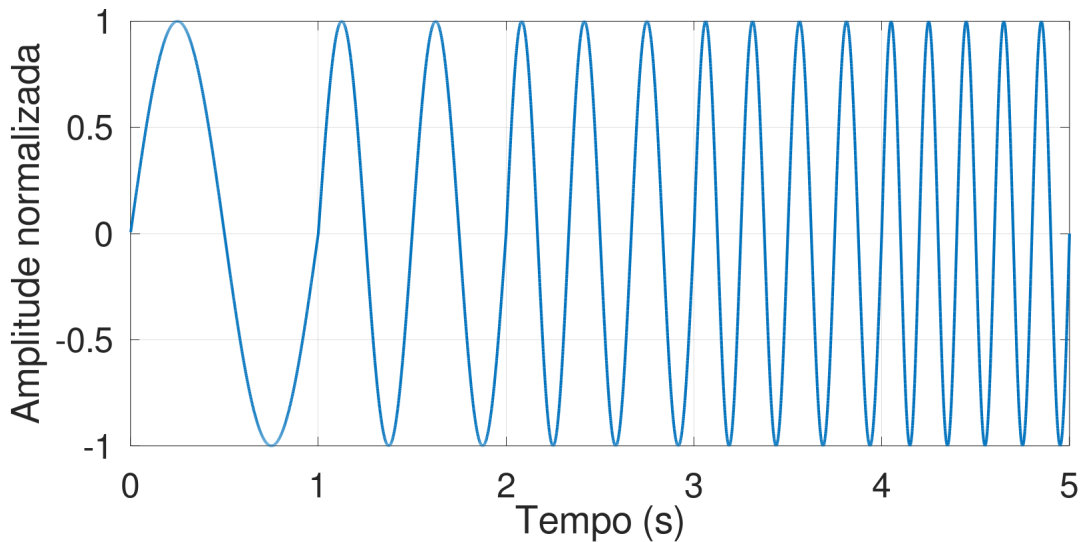


Fonte: Adaptado de (SEMTECH, b)

Esse espalhamento espectral permite que um alcance de comunicação similar possa ser alcançado com uma potência de transmissão menor quando comparado com sistemas como FSK, por exemplo. Em contrapartida, os sistemas DSSS, tipicamente, necessitam de uma referência de relógio bastante precisa. Como alternativa, o LoRa oferece o ganho do espalhamento espectral

sem a necessidade de uma referência de relógio precisa. Para tal, a sequência de espalhamento utilizada para promover o espalhamento espectral varia continuamente na frequência, mantendo equivalente o desvio de tempo e frequência entre transmissor e receptor. A esse sinal cuja frequência varia com uma taxa fixa, atribui-se o nome de *chirp*. (ABU-RGHEFF, 2007).

Figura 9 – Ilustração de um Chirp de espalhamento espectral LoRa



Fonte: Autoria própria

2.2.1 Modelo de Sinal

Assumindo que o canal de transmissão possua uma largura de banda B , uma amostra será transmitida a cada $T = 1/B$. A cada $T_s = 2^{SF} \times T$, um símbolo real $s(nT_s)$ formado a partir de um vetor $v(nT_s)$ contendo SF bits por símbolo, sendo SF chamado de fator de espalhamento, é enviado para a entrada do modulador. (Vangelista, 2017).

A construção de um sinal LoRa é baseada na técnica *frequency shift chirp spread spectrum*, sendo uma modulação digital de M níveis, na qual cada uma das M possíveis formas de onda na saída do modulador sofrem um "chirp" no intervalo de frequências $(f_0 - B/2, f_0 + B/2)$, com M diferentes frequências, sendo f_0 a frequência inicial para o deslocamento, conforme indica a equação 18. (Chiani; Elzanaty, 2019)

$$s(nT_s) = \sum_{i=0}^{SF-1} v(nT_s)_i 2^i. \quad (18)$$

A taxa de *chirp*, dada pela expressão 19, usada para gerar o espalhamento espectral do

sinal, está associada à largura de banda e ao fator de espalhamento. (SEMTECH, 2015)

$$\text{chirprate} = \frac{dfrequencia}{dt} = \frac{B}{2^{SF}} \quad (19)$$

Dessa forma, a forma de onda transmitida, durante T_s , para determinado $s(nT_s)$ é dada por:

$$C(nT_s + k_T T) = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} e^{j2\pi[(s(nT_s) + k_T) \bmod 2^{SF}] \frac{k_T}{2^{SF}}}, \quad (20)$$

Para $k_T = 0, 1, \dots, 2^{SF} - 1$.

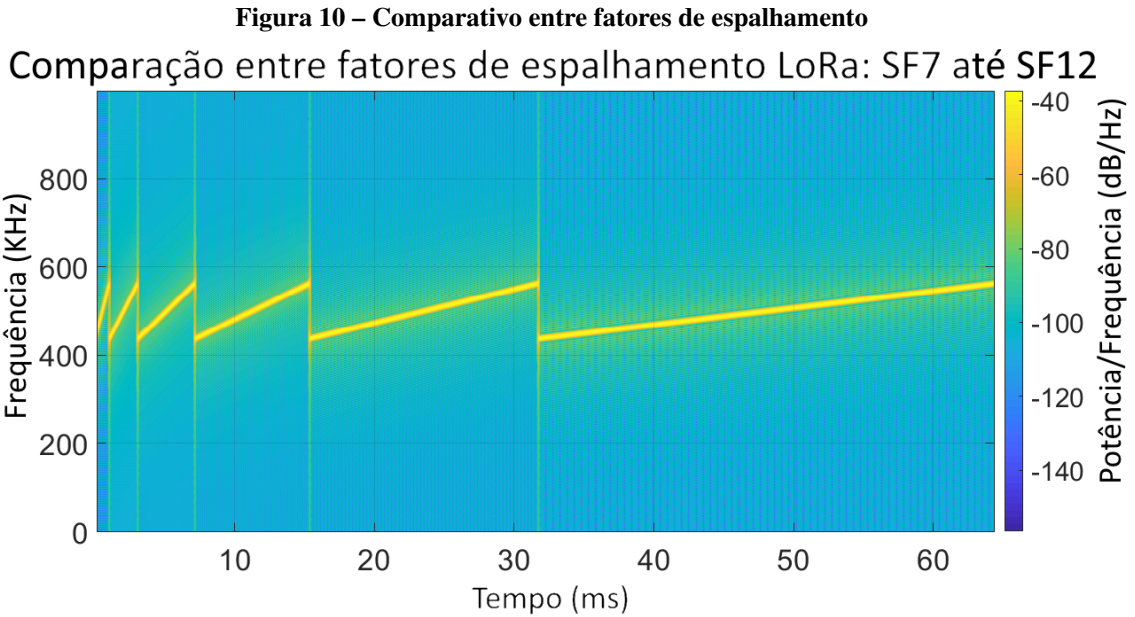
Ou seja, a frequência do sinal modulado cresce linearmente com k_T , que é um índice temporal, sendo que, cada forma de onda difere da forma de onda base, a qual possui frequência inicial zero, por um desvio de frequência igual a $s(nT_s)$. (Vangelista, 2017).

Esse efeito de crescimento linear da frequência do sinal modulado pode ser observado na figura 10, a qual ilustra os diferentes fatores de espalhamentos utilizados pelo LoRa através de um espectrograma representando a transmissão de uma sequência de seis símbolos LoRa, cada um contendo um fator de espalhamento distinto, iniciando com o fator de espalhamento 7 no primeiro símbolo da sequência, mais à esquerda, e finalizando com o envio de um símbolo utilizando o fator de espalhamento 12.

O espectrograma permite a visualização de como a frequência de determinado sinal se comporta ao longo do tempo. Nele, é possível visualizar o sinal transmitido através de sua densidade espectral, de forma que os níveis maiores de potência presentes no espectrograma correspondem ao sinal em determinada faixa de frequência naquele instante de tempo.

Note que a taxa de variação da frequência é constante, devido à característica contínua da sequência de espalhamento adotada. Ainda, quanto maior o fator de espalhamento, mais lentamente a frequência varia no símbolo, bem como, maior a duração temporal do símbolo transmitido. Conseqüentemente, quanto maior o fator de espalhamento, maior será o tamanho da sequência de bits utilizada para promover o *chirp*, e menor será a taxa de transmissão desse símbolo.

A taxa de transmissão, por sua vez, é definida pela expressão 21, dependendo somente da largura de banda B utilizada e do fator de espalhamento SF , além da taxa de codificação, $CR = 4/(n+4)$, utilizada no corretor de erros, com n inteiro podendo variar entre 1 e 4. (Chiani;



Elzanaty, 2019)

$$R_b = SF \frac{B}{2^{SF}} CR. \quad (21)$$

A tabela 1 apresenta as taxas de transmissão bruta obtidas no LoRa através da equação 21 para as configurações usuais disponíveis em chipset comerciais.

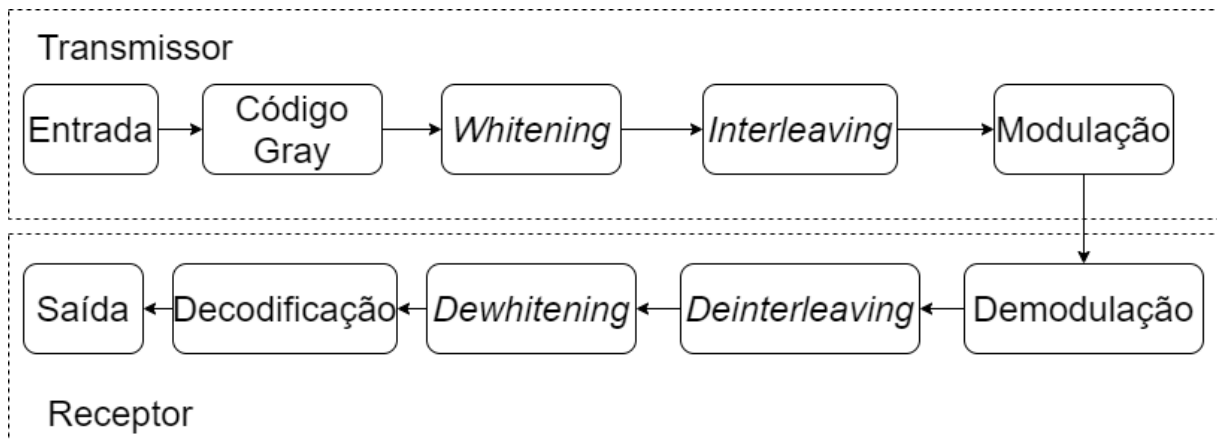
Tabela 1 – Comparativo entre fatores de espalhamento largura de banda e taxa de transmissão

| Fator de espalhamento | Largura de banda [KHz] | Taxa de transmissão [kbps] |
|------------------------------|-------------------------------|-----------------------------------|
| 12 | 125 | 0,37 |
| 12 | 250 | 0,73 |
| 12 | 500 | 1,46 |
| 7 | 125 | 6,8 |
| 7 | 250 | 13,7 |
| 7 | 500 | 27,3 |
| 5 | 125 | 19,5 |
| 5 | 250 | 39,0 |
| 5 | 500 | 78,12 |
| 5 | 1625 | 253,9 |

Fonte: Autória própria

Além dos *chirps*, promovendo o espalhamento espectral, o LoRa implementa outras técnicas para promover maior resiliência e melhor a recepção. O diagrama em blocos apresentado na figura 11 ilustra essas técnicas, dentre as quais está o uso de *data whitening*, *interleaving* e Forward Error Corrector, além de realizar o mapeamento dos bits em código gray. (SEMTECH, b)

Figura 11 – Diagrama em bloco do sistema LoRa



Fonte: Autoria própria

2.2.2 Receptor LoRa

O sinal LoRa apresenta fase contínua, sem memória, no qual cada símbolo transmitido em um intervalo depende somente do símbolo deste intervalo, independentemente de símbolos anteriores ou sucessivos. Além disso, o sinal discreto no tempo é ortogonal quando mantida uma largura de banda superior a B na amostragem do sinal no receptor. Dessa forma, apesar de a presença de ruído gaussiano branco (AWGN) aumentar a correlação entre as amostras ruidosas, é possível implementar a amostragem na recepção na taxa B através da transformada discreta de Fourier. (Chiani; Elzanaty, 2019)

Assumindo um canal AWGN, o sinal recebido é dado pela equação 22, na qual $w(nT_s + kT)$ representa um ruído gaussiano branco de média zero (Vangelista, 2017).

$$r(nT_s + kT) = C(nT_s + kT) + w(nT_s + kT) \quad (22)$$

Dessa forma para a demodulação são realizados, basicamente, duas etapas: o *down chirp*, multiplicando o sinal recebido por $e^{-j2\pi k^2/2^{SF}}$, e em seguida, a aplicando a transformada discreta de Fourier no sinal resultante.

Um parâmetro chave no LoRa é o fator de espalhamento, que representa o número de bits codificado em um símbolo, o qual, por sua vez, é constituído pela variação da frequência do *chirp* aplicado aos dados na geração do espalhamento espectral. A variação de frequência do *chirp* pode ser crescente ou decrescente, resultando, assim, nos chamados *upchirp* e *downchirp*, respectivamente.

As figuras 12 e 13 ilustram esses dois tipos de chirps utilizados na modulação e

demodulação do sinal LoRa, *upchirp*, no qual a frequência cresce ao longo do tempo, e o *downchirp*, no qual a frequência decresce ao longo do tempo, ambos gerados a partir do fator de espalhamento 7, contendo, dessa forma, $2^7 = 128$ chirps e 7 bits de informação.

Figura 12 – Upchirp LoRa gerado a partir de um fator de espalhamento 7 para uma largura de banda de 125 KHz

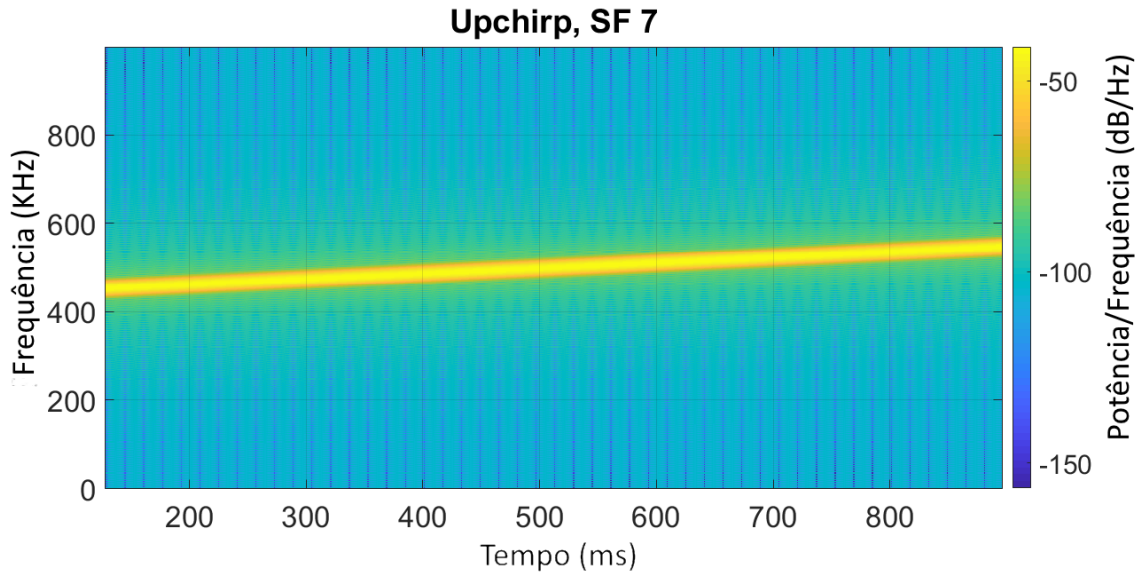
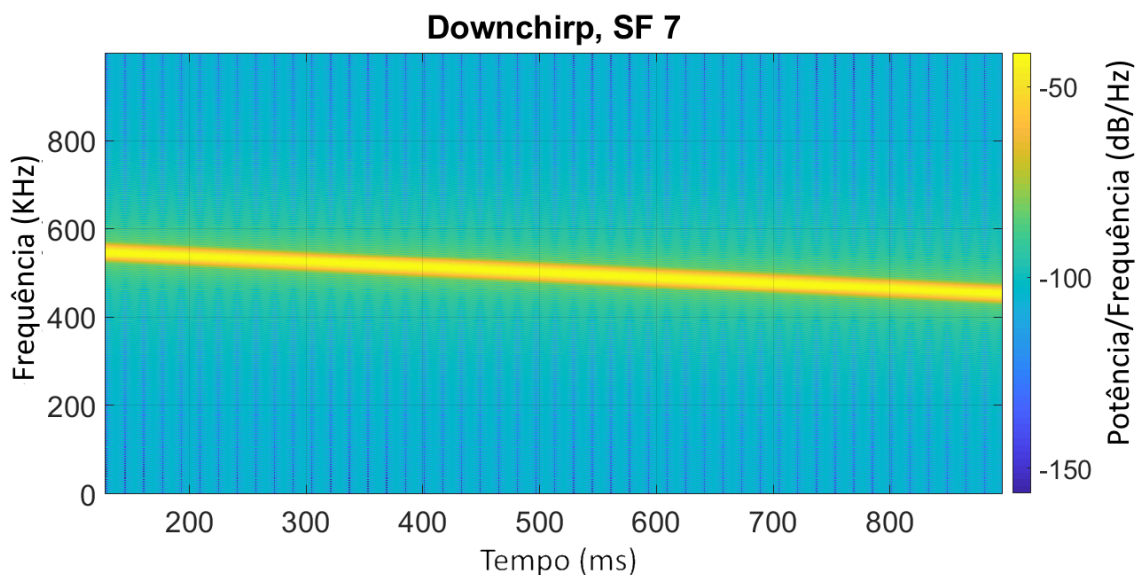


Figura 13 – Downchirp LoRa gerado a partir de um fator de espalhamento 7 para uma largura de banda de 125 KHz



Um baixo fator de espalhamento permite uma taxa de transmissão maior e um menor tempo em ar do pacote enviado. Em contrapartida, fatores de espalhamento maiores proporcionam maior alcance na comunicação, em detrimento da taxa de dados. Os fatores de espalhamento

ortogonais, de 7 a 12, permitem, ainda, que haja comunicação simultânea na mesma banda sem interferência (ERTÜRK M.A.; AYDİN, 2019).

A tabela 2 apresenta a relação entre fatores de espalhamento, taxa de chirps/símbolos e a relação sinal ruído mínima necessária para a demodulação.(ERTÜRK M.A.; AYDİN, 2019)

Tabela 2 – Comparativo entre fatores de espalhamento e SNR mínima para demodulação

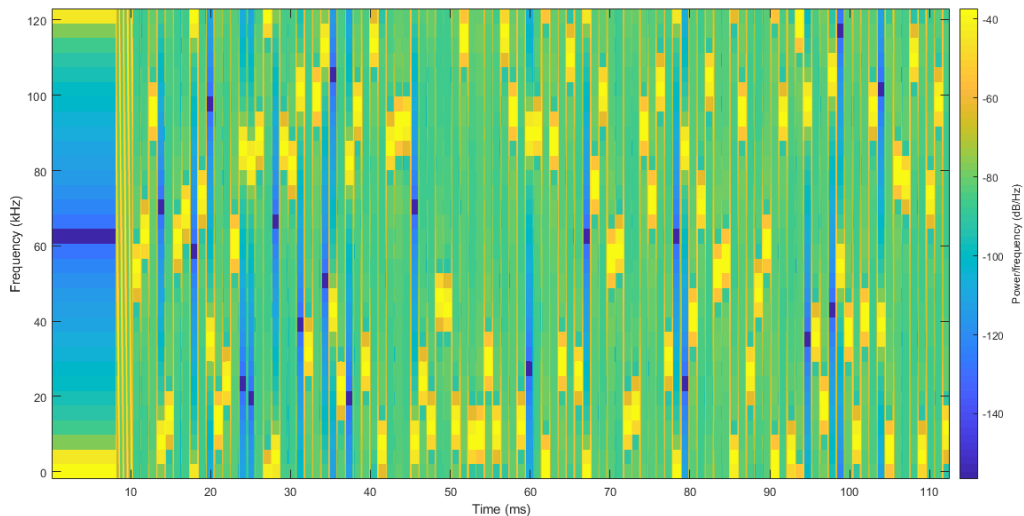
| Fator de espalhamento | Chirps/símbolo | SNR mínima para demodulação |
|-----------------------|----------------|-----------------------------|
| 7 | 128 | -7.5 dB |
| 8 | 256 | -10 dB |
| 9 | 512 | -12.5 dB |
| 10 | 1024 | -15 dB |
| 11 | 2048 | -17.5 dB |
| 12 | 4096 | -20 dB |

Fonte: (ERTÜRK M.A.; AYDİN, 2019)

Um símbolo LoRa gerado a partir de um fator de espalhamento 7, por exemplo, consiste de 128 *chirps*, e carrega $\log_2(\text{numero de chirps})$ bits, ou seja, 7 bits de informação. De maneira análoga, um símbolo LoRa gerado a partir de um fator de espalhamento 12, será formado por 4096 *chirps* e possuirá 12 bits de informação.

Na recepção, é aplicado ao sinal LoRa uma sequência de chirps reversa àquela aplicada no transmissor, dessa forma, o efeito de variação de frequência dos chirps é removido e o sinal resultado apresenta os símbolos em frequências fixas, conforme ilustra a figura 14, resultando em um sinal de M níveis, sendo $M = 2^{SF}$.

Figura 14 – Sinal LoRa recebido após a remoção dos chirps

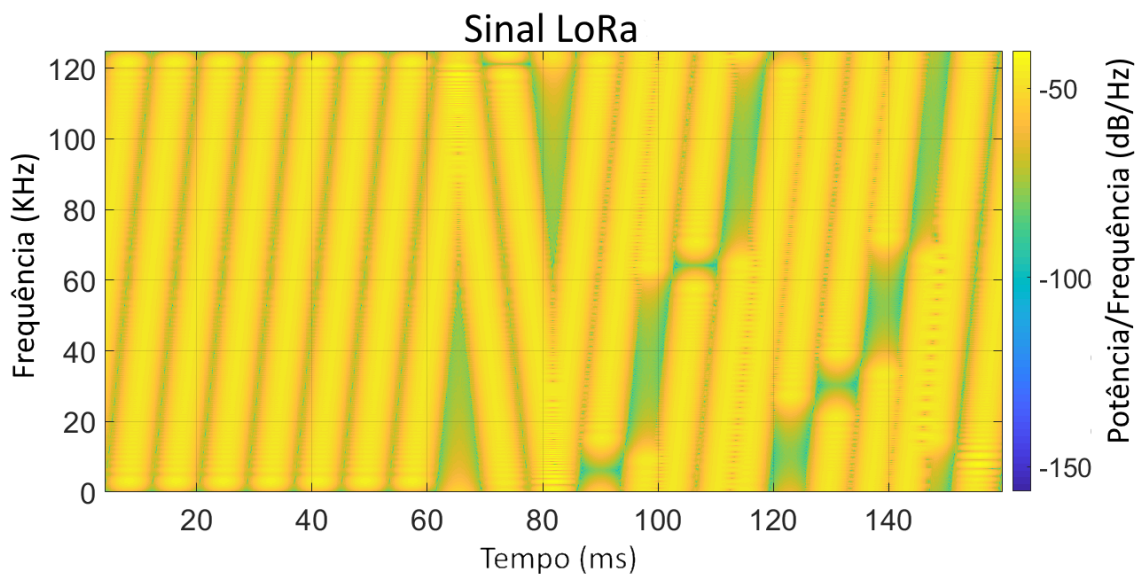


Fonte: Autoria própria

Para modular os bits de dados no *chirp* base, a frequência instântanea no sinal é alterada, assim, para um dado SF , um *chirp* modulado consistirá de um deslocamento em frequência dentre $2^{SF} - 1$ possíveis deslocamentos, conseqüentemente, cada símbolo LoRa gerado dessa forma carrega SF bits de informação. Assim sendo, um valor inteiro no intervalo de 0 a $2^{SF} - 1$ é representado por $2^{SF} - 1$ possíveis desvios em frequência. Como ilustra a figura 14, durante o processo de demodulação no receptor, cada desvio de frequência é identificado como um *bin* da FFT, que equivale ao valor inteiro representado por este símbolo.

O sincronismo é um fator de grande importância para a correta detecção desses símbolos. Para tal, tipicamente, um sistema LoRa aloca alguns símbolos para a formação de um preâmbulo, incluindo, ainda, alguns símbolos de sincronismo. A figura 15 ilustra o formato de um frame LoRa contendo 8 símbolos de preâmbulo, 2 símbolos de sincronismo e 10 símbolos de dados, totalizando 20 símbolos gerados com um fator de espalhamento 10 e 125 KHz de largura de banda.

Figura 15 – Exemplo de sinal LoRa

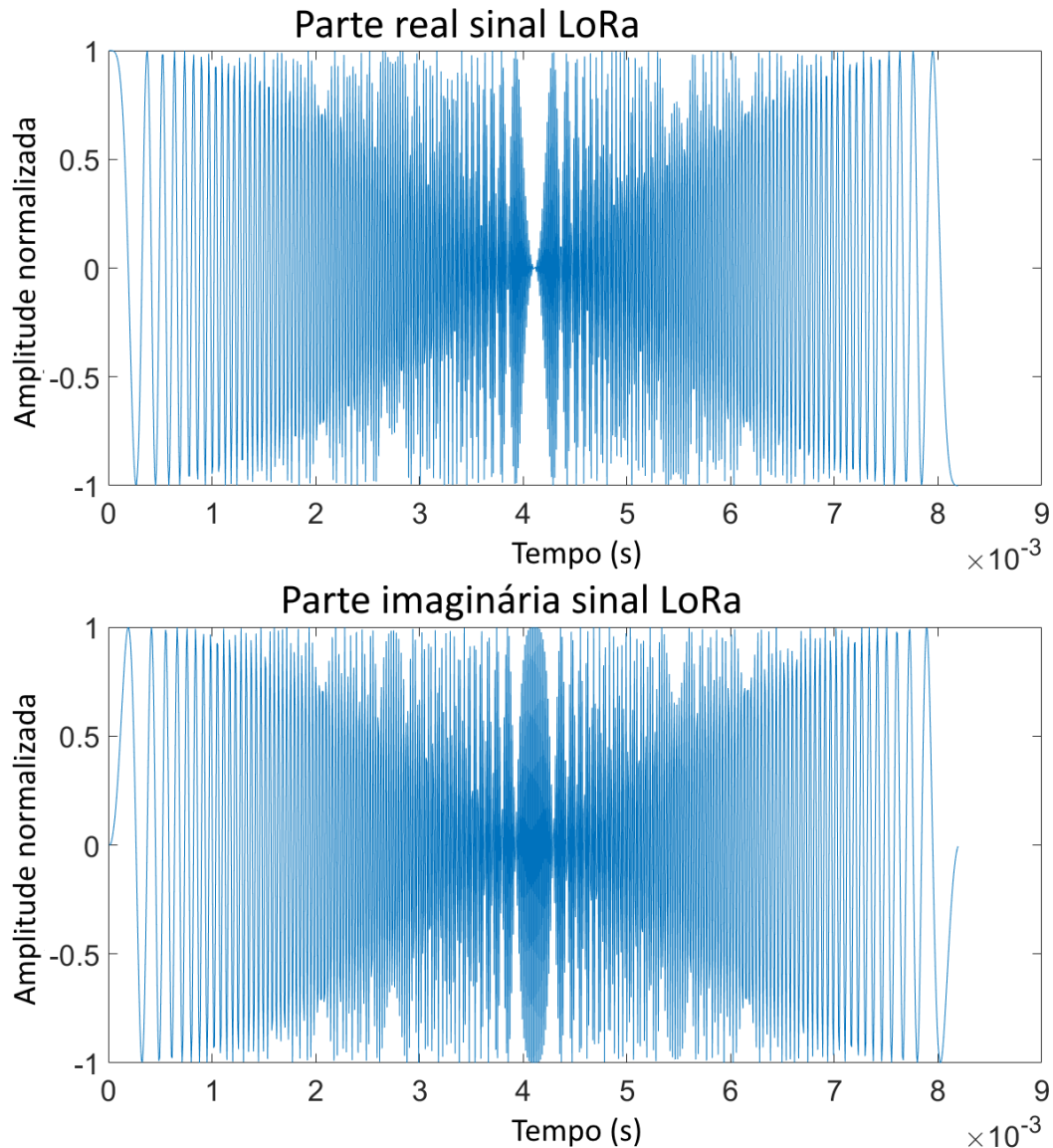


Fonte: Autoria própria

No domínio do tempo, podemos visualizar o sinal LoRa como um sinal IQ representado através de um sinal de valores complexos. A figura 16 ilustra as componentes reais e imaginárias de um símbolo LoRa gerado com um fator de espalhamento 10 e largura de banda de 125 KHz no domínio do tempo. Pode-se perceber claramente a variação da frequência do sinal ao longo do tempo, causada pelo processo de espalhamento espectral adotado.

O LoRa pode proporcionar melhor desempenho em termos de alcance que outras técnicas como espalhamento espectral por salto em frequência, por exemplo. A técnica é capaz

Figura 16 – Componentes real e imaginária de um símbolo LoRa

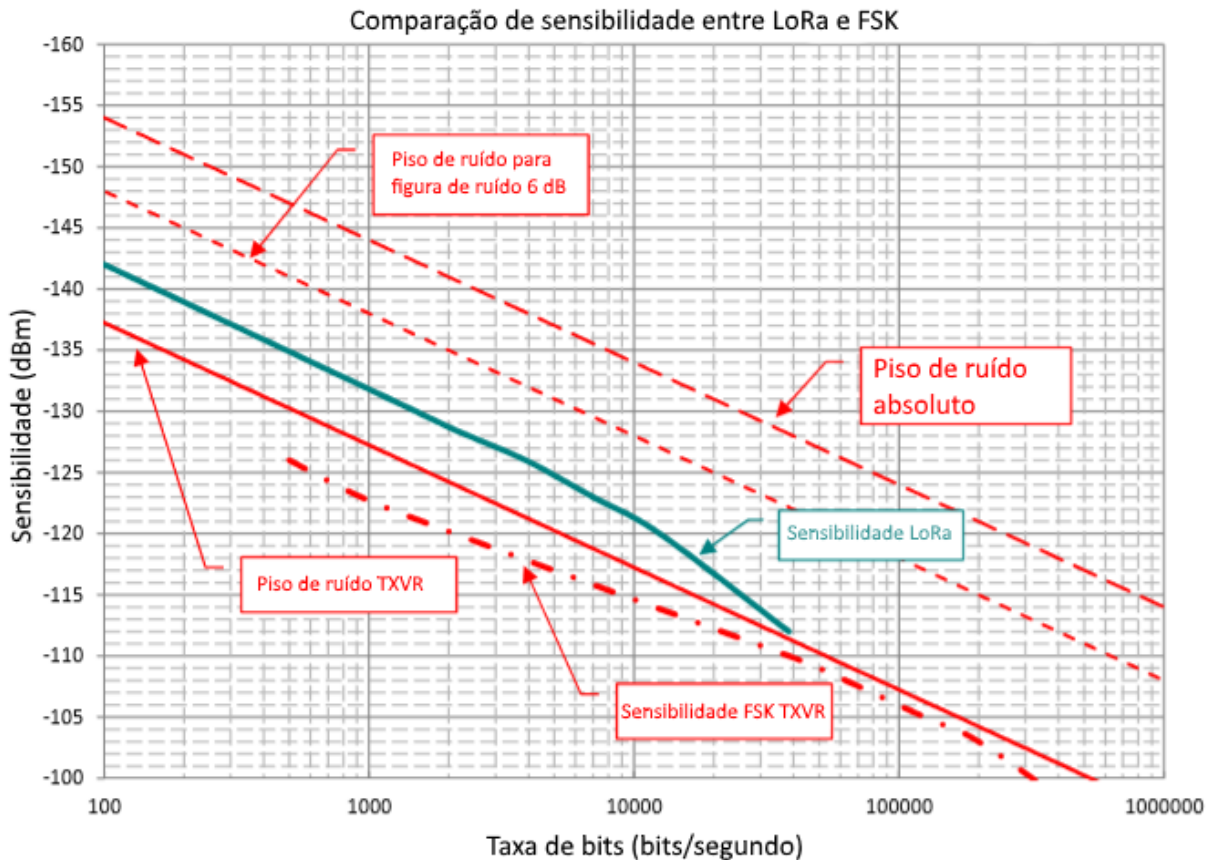


Fonte: Autoria própria

de tolerar interferências de níveis arbitrários de potência em até 30 % do tamanho do frame com degradação da sensibilidade menor que 6dB. A figura 17 ilustra esse comparativo entre o LoRa e o FSK, outra modulação utilizada em aplicações similares, para transceivers comerciais, em termos de sensibilidade de recepção. Nota-se que a figura de ruído, ou seja, a razão entre a potência de ruído na saída e na entrada do receptor, para o LoRa é sensivelmente menor que àquela observada para o FSK, bem como que a sensibilidade do LoRa é melhor que a do FSK até uma taxa de transmissão da ordem de 50 kbps. (SEMTECH, 2015)

Para tal, o LoRa integra diversos mecanismos de codificação visando torná-lo mais resiliente aos efeitos da propagação sem fio. Dentre esses mecanismos pode-se citar *Forward Error Correction (FEC)*, *Interleaving*, *Data Whitening* e codificação Gray, conforme ilustrado

Figura 17 – Comparativo de sensibilidade LoRa vs FSK



Fonte: Adaptado de (SEMTECH, 2015)

anteriormente na figura 11.(ROBYNS *et al.*, 2018)

2.2.2.1 Codificação Gray

Os símbolos LoRa são codificados em formato Gray antes de serem transmitidos, tal mapeamento previne a ocorrência de erros *off-by one* na decisão dos bits. No transmissor LoRa, os símbolos sofrem um processo de codificação Gray inversa, a qual é desfeita na recepção através da aplicação da codificação Gray convencional.

2.2.2.2 Data Whitening

Sua implementação insere uma aleatoriedade nos símbolos visando promover a recuperação de relógio, implementada no receptor, evitando, sobretudo, a ocorrência de longas sequências de bits "0" ou "1" no símbolo transmitido, responsáveis por adicionar componentes DC no sinal que produzem uma distribuição não uniforme de potência ao longo da largura de

banda ocupada do canal, bem como, adicionam dependências entre os dados no demodulador. A adição de aleatoriedade promovida pelo Data Whitening é uma forma de amenizar esse efeito. (INC., 2015)

O uso de um código Manchester também seria uma alternativa para a solução desse problema, contudo, seu uso implica na redução da taxa de dados efetiva do sistema, sendo necessário o envio do dobro da quantidade de dados necessária para compensar essa redução da taxa.

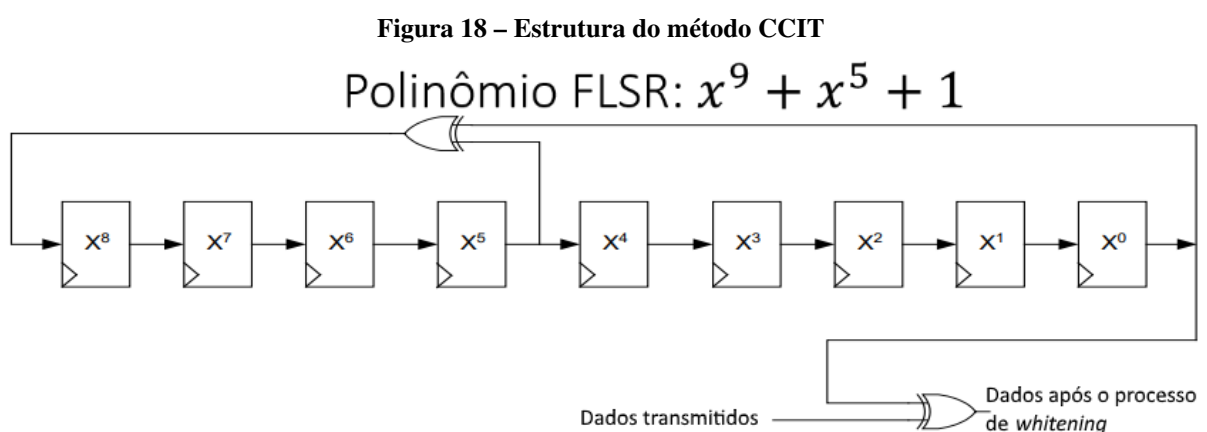
O processo de *whitening* soluciona esse mesmo problema sem ocasionar a redução da taxa efetiva de transmissão.

No receptor, a sequência transmitida passa por um processo de *de-whitening* ao aplicar-se uma operação *XOR* nos bits recebidos sob a mesma sequência utilizada para gerar o *data-whitening* no transmissor.

Há duas principais formas de implementação do *Data Whitening*, CCIT e IBM.

2.2.2.3 CCIT Whitening

O método CCIT é baseado no polinômio *linear-feedback shift register* (LFSR), de 9 bits, $x^9 + x^5 + 1$. Através de tal polinômio, o bit menos significativo na saída do polinômio sofre uma operação lógica de "ou exclusivo", XOR, com o bit mais significativo dos dados. A figura 18 representa a estrutura do processo de *whitening* através do método CCIT:

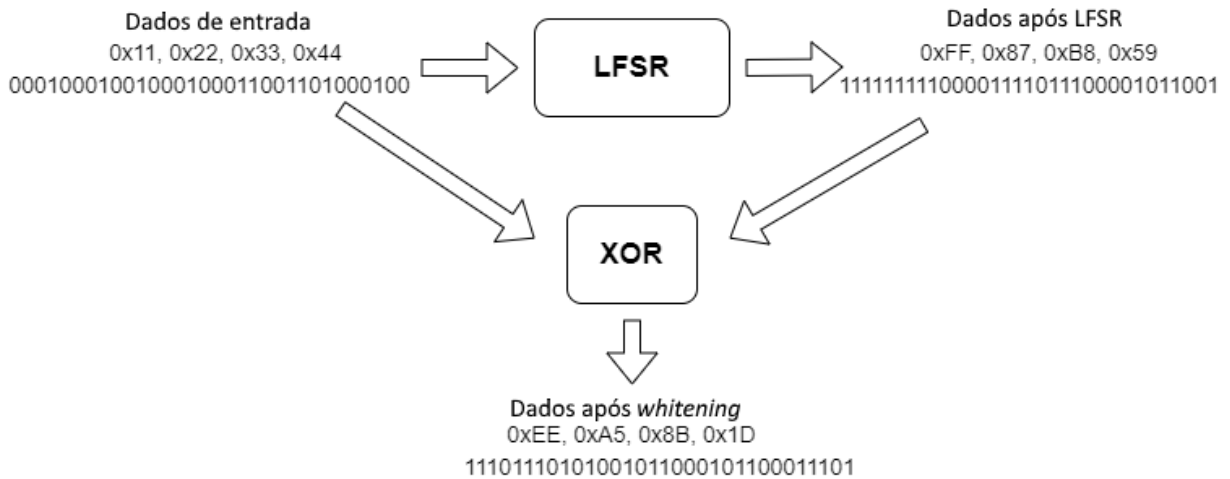


Fonte: Autoria própria

A figura 19 ilustra esse processo a partir da sequência de dados exemplo 0x11, 0x22, 0x33, 0x44 pelo método CCIT.

Em termos de implementação, o processo CCIT pode ser codificado da seguinte maneira:

Figura 19 – Exemplo de aplicação do método CCIT



Fonte: Autoria própria

```

void RadioComputeWhitening( uint8_t*buffer, uint16_tbufferSize)uint8_t i = 0; uint16_tj = 0; ui
for( j = 0; j < bufferSize - 1; j++ ) buffer[j] =revertedWhiteningKeyLSB;
for( i = 0; i < 8; i++ ) WhiteningKeyMSBPrevious = WhiteningKeyMSB;
WhiteningKeyMSB = ( WhiteningKeyLSB 0x01 ) ^((WhiteningKeyLSB >>
5)0x01); WhiteningKeyLSB = (((WhiteningKeyMSBPrevious <<
7)0x80|(WhiteningKeyLSB >> 1)0xFF));revertedWhiteningKeyLSB =
(WhiteningKeyLSB0xF0) >> 4|(WhiteningKeyLSB0x0F) <<
4;revertedWhiteningKeyLSB = (revertedWhiteningKeyLSB0xCC) >>
2|(revertedWhiteningKeyLSB0x33) << 2;revertedWhiteningKeyLSB =
(revertedWhiteningKeyLSB0xAA) >> 1|(revertedWhiteningKeyLSB0x55) << 1;

```

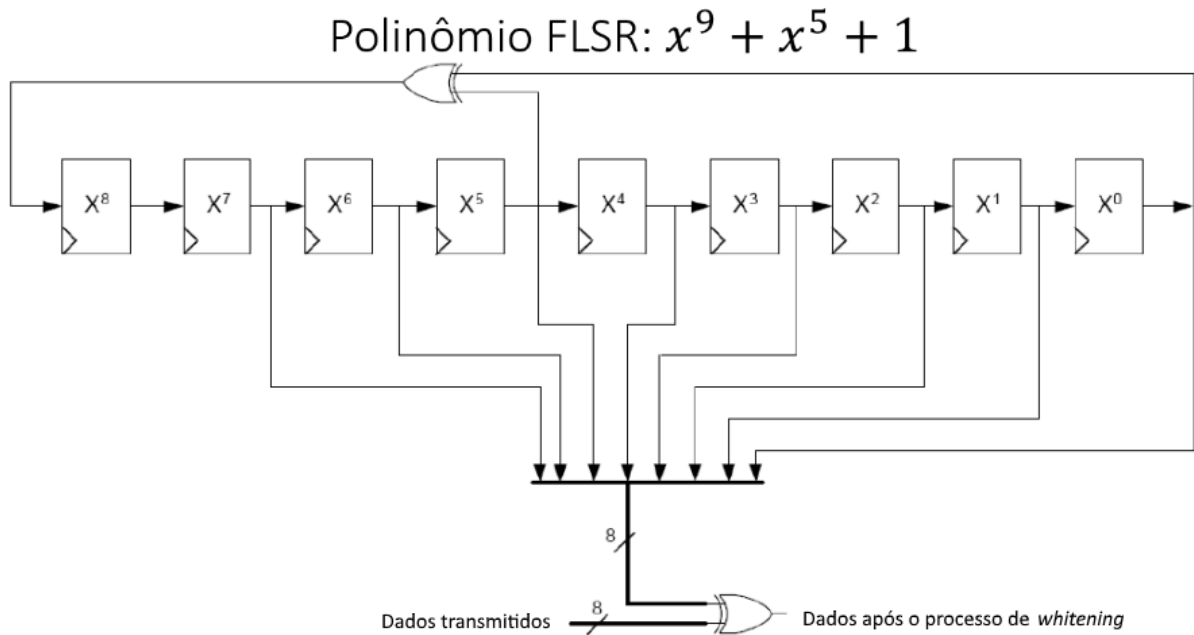
2.2.2.4 IBM whitening

Diferentemente do método CCIT que é tratado byte a byte, a implementação do método IBM trata o pacote de maneira bit a bit para a aplicação do processo de *whitening*. (SEMTECH, 2013)

Apesar da semelhança entre as implementações, o produto gerado por cada método é diferente, uma vez que a aplicação do *whitening* por um método ocorre byte a byte enquanto que, no outro, ocorre bit a bit. A figura 20 ilustra o processo de *Data Whitening* através do método IBM.

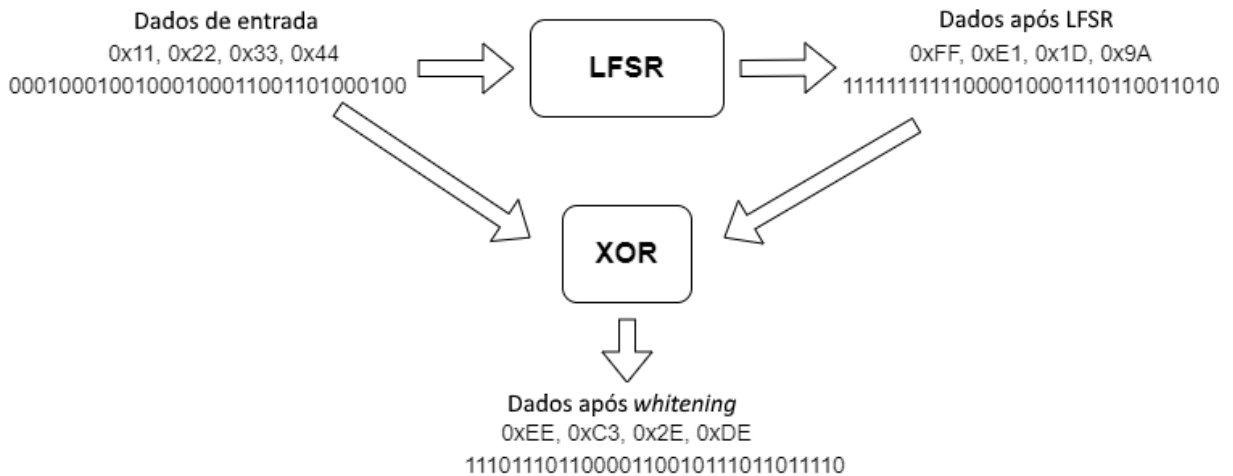
A figura 21 apresenta a aplicação de *Data Whitening* através do método IBM a partir da mesma sequência de dados exemplo 0x11, 0x22, 0x33, 0x44.

Figura 20 – Estrutura do método IBM



Fonte: Autoria própria

Figura 21 – Exemplo de aplicação do método IBM



Fonte: Autoria própria

Note que devido à diferença da aplicação do método o produto gerado pela aplicação do polinômio LFSR é distinto entre os dois métodos, consequentemente, o resultado do processo de whitening também o é.

A implementação desse método é apresentada abaixo:

```
static uint8_t WhiteningKeyMSB; // Global variable so the value is kept after starting the static
whitening process WhiteningKeyMSB = 0x01; // Init value for the LFSR, these values should be initi
0xFF; // at the start of a whitening grade - whitening process // *
buffer is a char pointer indicating the data to be whiten / de-whiten // buffer size is the number of char to
```

whiten// >> Thewhitened/de – whiteneddataaredirectlyplacedintothepointer

```
void RadioComputeWhitening( uint8_t*buffer, uint16_tbufferSize)uint8_t i = 0; uint16_tj = 0; ui
for( i = 0; i < 8; i++ ) // 8-bit shift between each byte WhiteningKeyMSB-
Previous = WhiteningKeyMSB; WhiteningKeyMSB = ( WhiteningKeyLSB 0x01 )
((WhiteningKeyLSB >> 5)0x01); WhiteningKeyLSB = ((WhiteningKeyLSB >>
1)0xFF)|((WhiteningKeyMSBPrevious << 7)0x80);
```

2.2.2.5 Interleaving

É um processo de embaralhamento dos bits de dados dentro do pacote a ser transmitido, evitando os chamados erros de rajadas (*burst errors*) e melhorando o desempenho dos códigos de correção de erros (FEC).

No caso do LoRa, é implementado um *interleaving* diagonal de forma que os dois bits mais significativos sejam invertidos. Cada palavra diagonal é rotacionada em um número arbitrário de bits e, finalmente, cada palavra codificada é revertida. (SFORZA, 2013)

2.2.2.6 Forward Error Correction

O uso do FEC permite a recuperação de bits que foram detectados de forma errônea, de maneira a tornar possível corrigir tais erros. O LoRa implementa um FEC Hamming com a palavra de codificação de tamanho variável entre 5 e 8 bits e um tamanho fixo de 4 bits de dados por palavra de código. Proporcionando, assim, as seguintes taxas de codificação possíveis: 4/5, 4/6, 4/7 e 4/8. (SELLER; SORNIN, 2015)

2.2.3 Taxa de erro de bits (BER)

A taxa de erro de bits é uma métrica amplamente utilizada para avaliação do desempenho de um sistema de comunicação.

A obtenção da BER pode ocorrer, basicamente, de duas maneiras, por estimação teórica ou por contagem dos bits errados ao comparar o sinal recebido com o que originalmente foi enviado.

Elshabrawy e Robert (2018), obtiveram uma expressão analítica para o cálculo da taxa de erro de bits para o LoRa, considerando uma distribuição Rician em dois canais distintos, um

AWGN e outro Rayleigh. Para um canal AWGN a taxa de erro de bit pode ser obtida a partir da equação 23.

$$P_b = 0.5 \times Q \left(\frac{\sqrt{\Gamma \cdot 2^{SF}} - ((H_{2^{SF-1}})^2 - \frac{\pi^2}{12})^{1/4}}{\sqrt{H_{2^{SF-1}} - ((H_{2^{SF-1}})^2 - \frac{\pi^2}{12})^{1/2} + 0.5}} \right) \quad (23)$$

Ao considerar-se um canal Rayleigh, a expressão da taxa de erro de bit é definida pela equação 24.

$$P_b = 0.5 \times \left[Q(-\sqrt{2H_{2^{SF-1}}}) - \sqrt{\frac{2^{SF}\Gamma}{2^{SF}\Gamma + 1}} \cdot e^{-\frac{2H_{2^{SF-1}}}{2 \cdot (2^{SF}\Gamma + 1)}} \times \dots \right. \\ \left. \dots \times Q \left(\sqrt{\frac{2^{SF}\Gamma + 1}{2^{SF}\Gamma}} \cdot \left[-\sqrt{2H_{2^{SF-1}}} + \frac{\sqrt{2H_{2^{SF-1}}}}{2^{SF}\Gamma + 1} \right] \right) \right] \quad (24)$$

Na quais Γ representa a relação sinal ruído do sinal LoRA e $H_m = \sum_{i=1}^m$, representa o m-ésimo número harmônico.

3 MATERIAL E MÉTODOS

Este estudo visa avaliar o uso da tecnologia LoRa em aplicações de comunicação óptica por luz visível. Sobretudo, seu uso em ambientes externos, nos quais alcance e resiliência à ruídos e interferências são grandes desafios. A análise foi feita por meio de simulações considerando os efeitos do canal óptico e da fonte de luz.

A viabilidade do uso da tecnologia é estudada por meio de curvas de taxa de erro de bit (BER) versus relação sinal ruído (SNR).

Foi adotado o uso da tecnologia LoRa devido ao seu desempenho em ambientes ruidosos, nos quais há uma baixa relação sinal ruído. Os parâmetros utilizados criação do sinal LoRa são relativos à configurações comuns em chipsets disponíveis no mercado tais como os rádios Semtech da família SX1276/77/78/79 e são apresentados na tabela 3.(SEMTECH, a)

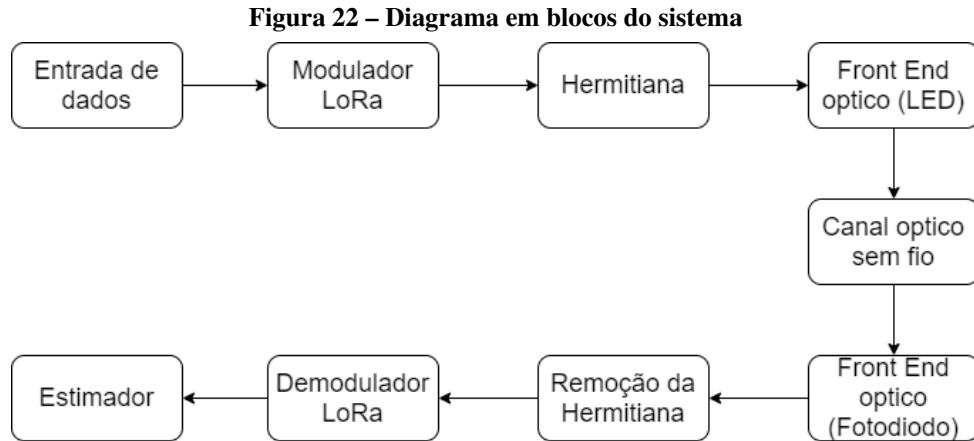
Tabela 3 – LoRa Parameters

| Parameter | Value |
|------------------|-------------------|
| Spread Factor | 7 - 12 |
| Bandwidth | 125, 250, 500 KHz |
| Coding rate | 4/5 - 4/8 |

Fonte: Autória própria

O desempenho do sistema foi avaliado através de simulações utilizando o software Octave versão 6.1.0, em um computador com processador Intel®Core i7-4500 CPU @ 1.80 GHz, com 8.00 GB de RAM instalada, considerando ambientes internos e externos para um enlace VLC.

Devido à característica real, positiva e unipolar do sinal óptico em um sistema de modulação por intensidade e detecção direta (IM/DD) é aplicado ao sinal LoRa uma simetria Hermitiana, permitindo, assim, que o sinal LoRa gerado no modulador presente do transmissor do sistema seja corretamente formatado para ser transmitido no front-end óptico, bem como, que seja corretamente traduzido após passar pelo fotodiodo no receptor. O diagrama do sistema é exibido na figura 22.



Fonte: Autoria própria

3.1 DIAGRAMA DO SISTEMA

O modelo de simulação é constituído pelos seguintes blocos: Entrada de dados, Modulador, Hermitiana, Modelo da fonte de luz, Modelo do canal Demodulador, Estimador.

Na entrada do sistema, os dados são inseridos em formato binário (0,1), gerados de forma pseudo-aleatória.

3.1.1 Modulador

O modulador é responsável por implementar a conversão da sequência de bits recebida em um sinal de acordo com a técnica de modulação adotada, LoRa ou BPSK. A implementação desse bloco no simulador segue o modelo descrito anteriormente, ilustrado na figura 11.

Os parâmetros de largura de banda, fator de espalhamento e taxa de código para o FEC são configuráveis, permitindo a simulação de configurações disponíveis em chipsets comerciais. Além disso, o algoritmo de *Data Whitening* implementado foi o método IBM, juntamente com a codificação Hamming. Destaca-se ainda, que o processamento do sinal LoRa após a aplicação do interleaving ocorre no domínio da frequência em valores complexos, possibilitando assim, a aplicação direta da simetria Hermitiana.

Além dos parâmetros citados na tabela 3, foi considerado nas simulações as configurações presentes na família de chipsets SX1280/81 que permitem o uso de um fator de espalhamento menor, chegando até o SF5, bem como de uma largura de banda maior, de até 1.625 MHz, a qual foi utilizada para a avaliação de desempenho da técnica LoRa implementada em enlaces VLC.

As configurações dos parâmetros LoRa utilizadas para o comparativo de desempenho

estão expostas na tabela 4, abaixo.

Tabela 4 – Parâmetros LoRa simulados para comparativo de desempenho

| Parameter | Value |
|---------------|----------|
| Spread Factor | 5 e 7 |
| Bandwidth | 1625 KHz |
| Coding rate | 4/7 |

Fonte: Autória própria

Destaca-se que dentre as opções de configuração de fator de espalhamento, o menor valor possibilita a transmissão em uma maior taxa, em contrapartida, possui o pior desempenho em termos de alcance.

3.1.2 Hermitiana

Devido às características do LED, é necessário que o sinal a ser transmitido seja real, unipolar e positivo. Para atender à esse requisito, foi inserido no sistema uma transformação Hermitiana aplicada ao sinal LoRa, dessa forma, garante-se que o sinal de entrada no LED transmissor estará adequado à suas características.

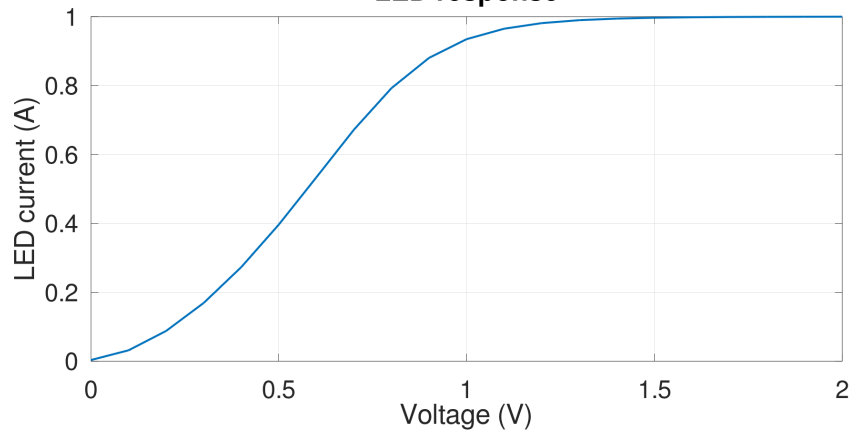
3.1.3 Fonte de Luz (LED)

A fonte de luz utilizada para o envio dos dados no modelo simulado é uma lampada composta por 7 LEDs, modelados conforme descrito em Elgala *et al.* (2010), totalizando 2.6 W de potência óptica.

Para traduzir de forma mais fidedigna a implementação de um sistema experimental, considerou-se, ainda, no sistema simulado, os efeitos de não linearidades presentes no LED do transmissor. Para tal, adotou-se o modelo descrito na equação 4, utilizando como corrente máxima do LED o valor de 1 A, e o parâmetros k como 2. A figura 23 mostra a resposta do LED simulado considerando essas condições aplicadas nas equações 4 e 25.

As características adotadas para o LED simulam o modelo LED OSRAM Golden Dragon LW W5SM, traduzidas através da equação 4, considerando a resposta da característica tensão x corrente desse LED como sendo um polinômio o quarto grau descrito na equação 25,

Figura 23 – Resposta não linear do LED
LED response



Fonte: Autoria própria

abaixo. (OSRAM, 2019)

$$f(v_{led}) = a_4 \times v^4 + a_3 \times v^3 + a_2 \times v^2 + a_1 \times v + a_0 \quad (25)$$

Os coeficientes do polinômio característico do LED simulado foram obtidos a partir da aplicação de um algoritmo de ajuste de curvas (fitting) aos dados do datasheet do LED OSRAM Golden Dragon LA W57B, LY W57B, e são apresentados na tabela 5.

Tabela 5 – Coeficientes do polinômio característico da resposta tensão x corrente do LED OSRAM Golden Dragon LW W5SM simulado

| Coeficiente | Valor |
|-------------|------------|
| a_4 | 0.2763132 |
| a_3 | -0.6456019 |
| a_2 | 1.5749007 |
| a_1 | 0.1302876 |
| a_0 | 0.0036299 |

Fonte: Autória própria

Destaca-se que, ainda que o sistema simulado leve em conta efeitos não lineares do transmissor, não é implementado nenhuma correção ou tratativa específica para compensar tais não linearidades, ou seja, o desempenho retratado nas simulações é aquele esperado preservando os efeitos não lineares sofridos conforme as configurações utilizadas nas simulações.

3.1.4 Modelo do canal

Foram utilizados dois ambientes para avaliar o desempenho da tecnologia para aplicações VLC, um ambiente interno com linha de visada e um segundo ambiente externo também

com linha de visada, implementados no simulador de acordo com a equação 12.

Para o ambiente externo, foram considerados dois casos, o primeiro em um ambiente limpo e o segundo simulando um ambiente com neblina moderada, apresentando baixa visibilidade. Os parâmetros de atenuação adotados para o ambiente externo são descritos na tabela 6. (Zaki HEBA A. Fayed; Aly, 2019)

Tabela 6 – Atenuação atmosférica para um comprimento de onda de 500 nm

| Tipo do ambiente | Atenuação |
|---------------------------|------------------|
| Limpo | 0.911 dB/km |
| Limpo úmido (0.25 mm/h) | 2.214 dB/km |
| Chuva mediana (12.5 mm/h) | 10.105 dB/km |
| Chuva forte (25 mm/h) | 20.211 dB/km |
| Neblina leve | 40.422 dB/km |
| Neblina moderada | 80.845 dB/km |
| Neblina espessa | 202.124 dB/km |
| Neve | 290 dB/km |

Fonte: Autória própria

A principal influência da neblina no modelo simulado é o grande aumento na atenuação sofrida pelo sinal transmitido no canal óptico.

3.2 RECEPTOR

O receptor consiste no elemento responsável por receber o sinal óptico transmitido e convertê-lo para um sinal elétrico que será posteriormente processado no demodulador. O modelo de simulação traduz o receptor como um fotodiodo do tipo PIN e leva em consideração os efeitos de ruídos conforme descrito nas equações 14 e 13.

As configurações dos demais componentes ópticos do sistema são apresentadas na tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros do conjunto óptico

| Parameter | Value |
|--------------------------------|---------------------|
| Potência óptica da lâmpada LED | 2.6 W |
| Área do fotodiodo | 150 μm^2 |
| Responsividade do fotodiodo | 0.17 A/W |
| FOV | 60° |
| Tensão de polarização do LED | 0.576 V |

Fonte: Autória própria

3.2.1 Demodulador

O demodulador é responsável por receber os dados enviados e tratá-los para a obtenção da sequência de bits recebida, de maneira que, este bloco no simulador é responsável pelos processos de demodulação, *de-interleaving*, *de-whitening* e decodificação dos símbolos apresentados no diagrama da figura 11.

Antes de iniciar o processamento do demodulador LoRa propriamente dito, o primeiro passo para a detecção é a detecção do preamble LoRa enviado, conforme ilustrado anteriormente na figura 15. O processo de identificação de preamble e sincronismo de frame foi abstraído no modelo simulado, no qual, considera-se que o transmissor e receptor já estão em sincronia. Em um cenário distinto, o processamento do demodulador entraria em funcionamento após detectar o preamble LoRa recebido e ajustaria a amostragem conforme os símbolos de sincronismo enviados logo após o preamble.

Em seguida é realizada a remoção da simetria hermitiana, para tal aplica-se a transformada inversa de Fourier, IFFT, no sinal recebido. Como resultado dessa operação obtém-se um vetor de sinal contendo os dados de interesse em uma metade e suas réplicas conjugadas na outra.

Somente após extrair os dados de interesse, o sinal LoRa recebido pode, de fato, seguir para o bloco de demodulação LoRa, no qual, inicialmente passará pelo processo de *de-chirp*, resultando em um sinal de $M = 2^{SF}$ níveis conforme apresentado na figura 14. Para a detecção dos símbolos contidos nesse mapeamento, aplica-se uma FFT e tomando a componente de maior magnitude para cada FFT resultante desse processo reproduz-se a sequência de bits enviada pelo transmissor.

Por fim, de forma análoga ao transmissor, é realizado o *de-interleaving* desse dados, juntamente com a aplicação do FEC Hamming, bem como, aplica-se o *de-whitening*. A sequência resultante desse último processo é o conjunto de dados de informação que foram enviados pelo transmissor do sistema.

3.2.2 Estimador

Nessa etapa do sistema, o sinal recebido será comparado com a informação contida naquele originalmente enviado, visando computar o número de erros de bits para a análise de desempenho da técnica no sistema proposto.

3.3 POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO, RESPONSABILIDADE E FATOR DE ESPALHAMENTO

Dentre os parâmetros do sistema, há três principais que ao serem modificados permitem o controle do alcance do sistema, são eles: a potência óptica de transmissão dos LEDs, a responsividade do fotodiodo usado na recepção e o fator de espalhamento utilizado no sinal LoRa. Visando avaliar o impacto de determinados parâmetros no desempenho do sistema, estudou-se o comportamento do alcance do sistema em função da variação desses parâmetros. A configuração dos demais parâmetros do sistema é apresentada na tabela 8.

Tabela 8 – Parametros do conjunto optico

| Parameter | Value |
|--------------------------------|---------------------|
| Potência óptica da lâmpada LED | 2.6 W |
| Área do fotodiodo | 150 μm^2 |
| Responsividade do fotodiodo | 0.15 A/W |
| FOV | 60° |
| Tensão de polarização do LED | 0.576 V |
| Fator de espalhamento | 7 |
| Largura de banda do sinal LoRa | 1625 KHz |
| Atenuação atmosférica | 0.911 dB/km |

Fonte: Autória própria

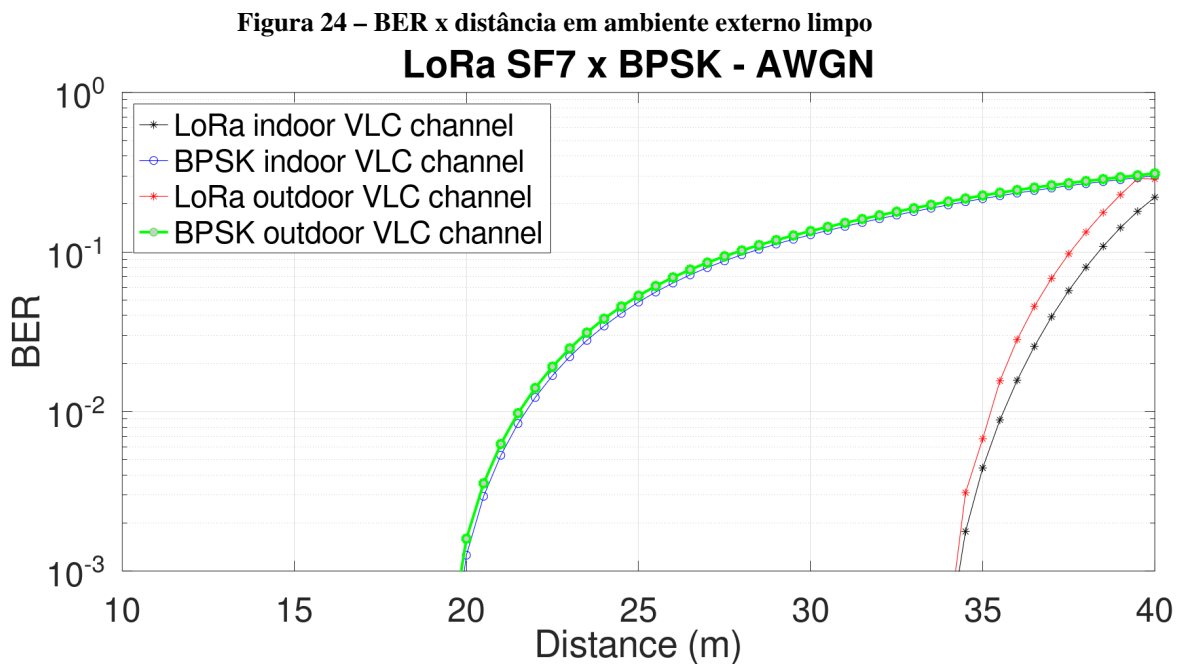
É importante destacar que, dentre os três parâmetros mencionados, apenas um deles pode ser alterado sem necessidade de modificação de hardware do sistema, o fator de espalhamento é uma configuração que pode ser modificada facilmente via software, em vários chipsets de transceiver LoRa disponíveis no mercado tal parâmetro pode ser facilmente controlado via software. Os outros dois parâmetros, potência de transmissão óptica do LED e responsividade do fotodiodo estão associados à características construtivas do sistema, dessa forma, modificá-los implica alterar o hardware implementado.

Ainda, todos os cenários simulados consideram um alinhamento perfeito entre transmissor e receptor, maximizando a SNR no receptor. O efeito de um eventual desalinhamento entre transmissor e receptor traduzir-se-á pela degradação da relação sinal ruído (SNR) na recepção, conseqüentemente, levando o sistema a um menor alcance, mantendo-se constante os demais parâmetros do sistema.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Visando avaliar o desempenho da técnica LoRa em aplicações VLC para ambientes externos, utilizou-se como referência o desempenho da técnica BPSK, devido sua simplicidade de implementação e aplicabilidade em internet das coisas, fornecendo uma referência de desempenho para o sistema, considerando-se as mesmas condições e componentes.

Ainda, como forma de expressar o melhor cenário, utilizou-se como referência a aplicação das técnicas em ambiente interno. O comparativo foi feito através da taxa de erro de bits (BER) em relação à distância alcançada para determinada relação sinal ruído, de acordo com a equação 12, através do método de Monte Carlo. A figura 24 apresenta os resultados de desempenho de ambas as técnicas, BPSK e LoRa, em um ambiente externo limpo. Esse cenário traduz um ambiente externo próximo ao ótimo para enlaces ópticos sem fio na faixa visível.

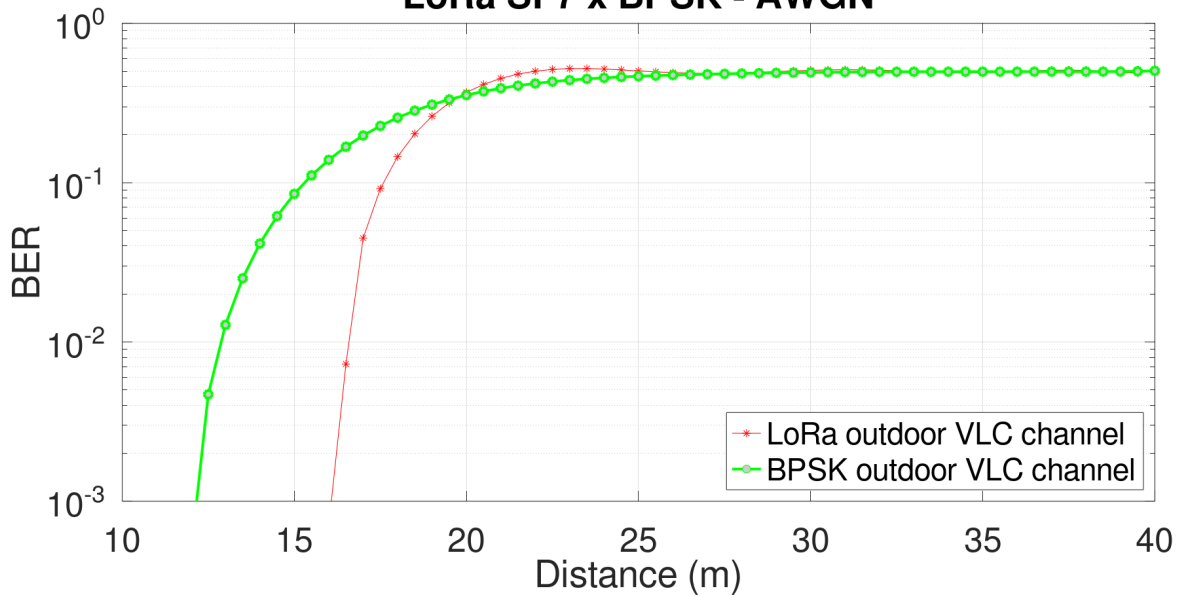


Fonte: Autoria própria

A figura 25 apresenta o mesmo comparativo considerando um ambiente externo com grande atenuação devido à presença de neblina moderada.

Em ambos cenários, nota-se um desempenho superior da técnica LoRa sobre o BPSK, atingindo uma diferença próxima à 15 m de alcance no melhor cenário simulando um ambiente externo, para uma BER alvo de 10^{-3} . Para um cenário pessimista com presença de neblina e grande atenuação a diferença de alcance é reduzida para próximo à 4 m, mantendo-se as demais

Figura 25 – BER x distância com neblina moderada
LoRa SF7 x BPSK - AWGN

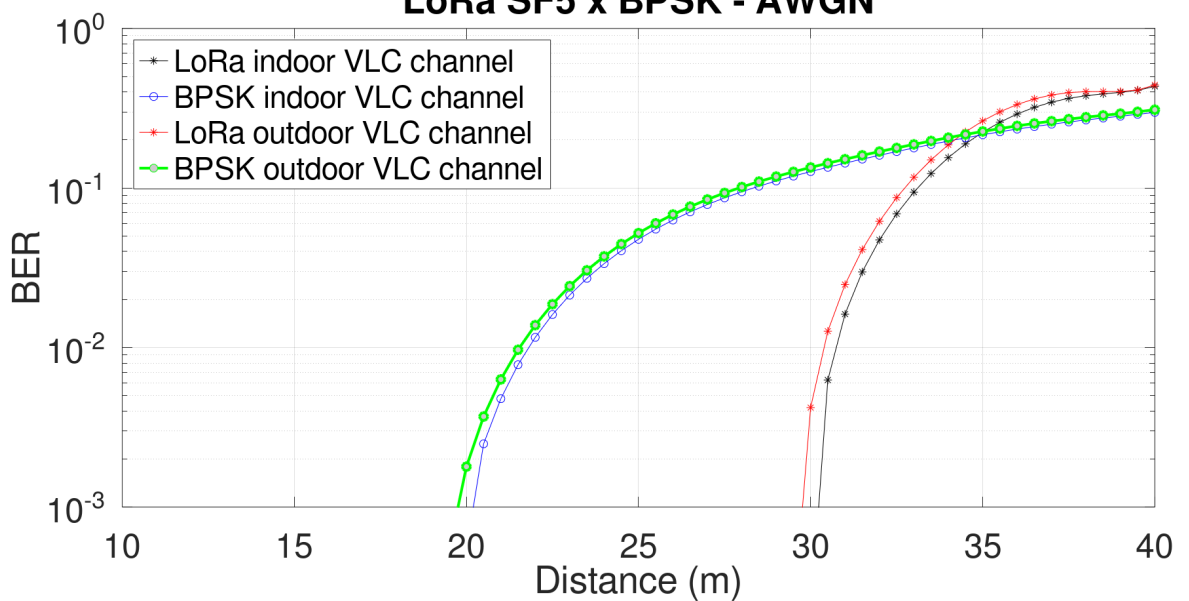


Fonte: Autoria própria

condições, proporcionando um alcance de até 16 m caso seja utilizado LoRa.

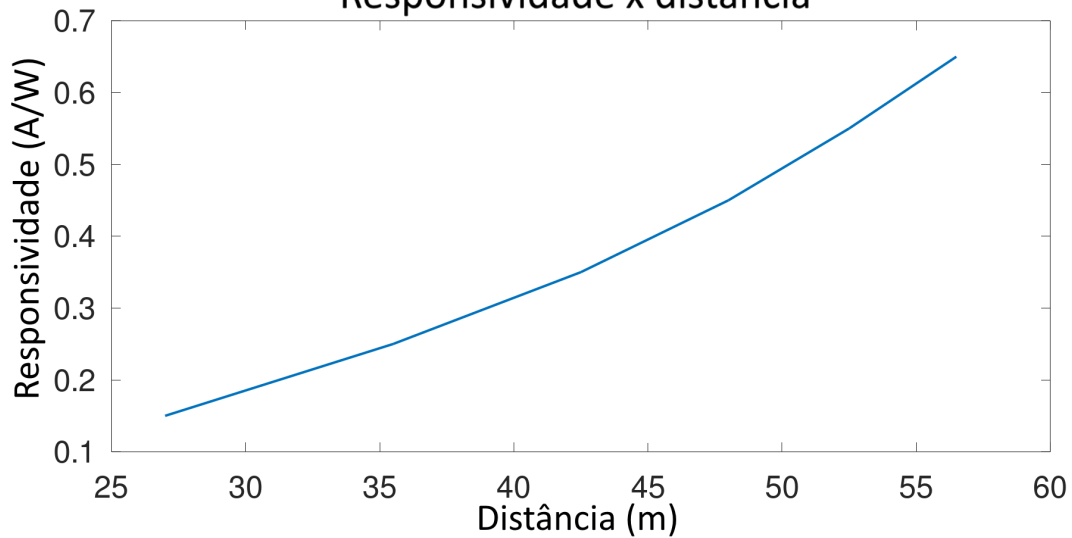
Quando considerado um cenário com maior taxa de transmissão para o LoRa, reduzindo o fator de espalhamento para 5, e preservando os demais parâmetros, conforme tabela 7, o sistema VLC LoRa é capaz de atingir distâncias próximas à 29 m, em ambiente limpo, conforme figura 26.

Figura 26 – BER x distância (m) para fator de espalhamento 5
LoRa SF5 x BPSK - AWGN



Fonte: Autoria própria

Figura 27 – Responsividade x distância (m)
Responsividade x distância



Fonte: Autoria própria

A responsividade do fotodiodo utilizado no receptor é um parâmetro que possui grande impacto no desempenho do sistema, impactando diretamente a relação sinal ruído do sistema, conforme indica a equação 8.

Com o intuito de analisar em mais detalhes como a responsividade do fotodiodo adotado pode influenciar o alcance do sistema, foram executadas várias simulações no modelo Monte Carlo com o mesmo setup utilizado anteriormente, variando a responsividade do fotodiodo em passos de 0,10 A/W, iniciando-se em 0,15 A/W. Os valores de distância atingida pelo sistema para a BER de 10^{-3} foram coletados para cada valor de responsividade do fotodiodo simulado. Para todos esses cenários os parâmetros LoRa foram mantidos constantes e iguais os exibidos na tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros LoRa simulados para análise da responsividade do fotodiodo

| Parameter | Value |
|---------------|----------|
| Spread Factor | 5 |
| Bandwidth | 1625 KHz |
| Coding rate | 4/7 |

Fonte: Autória própria

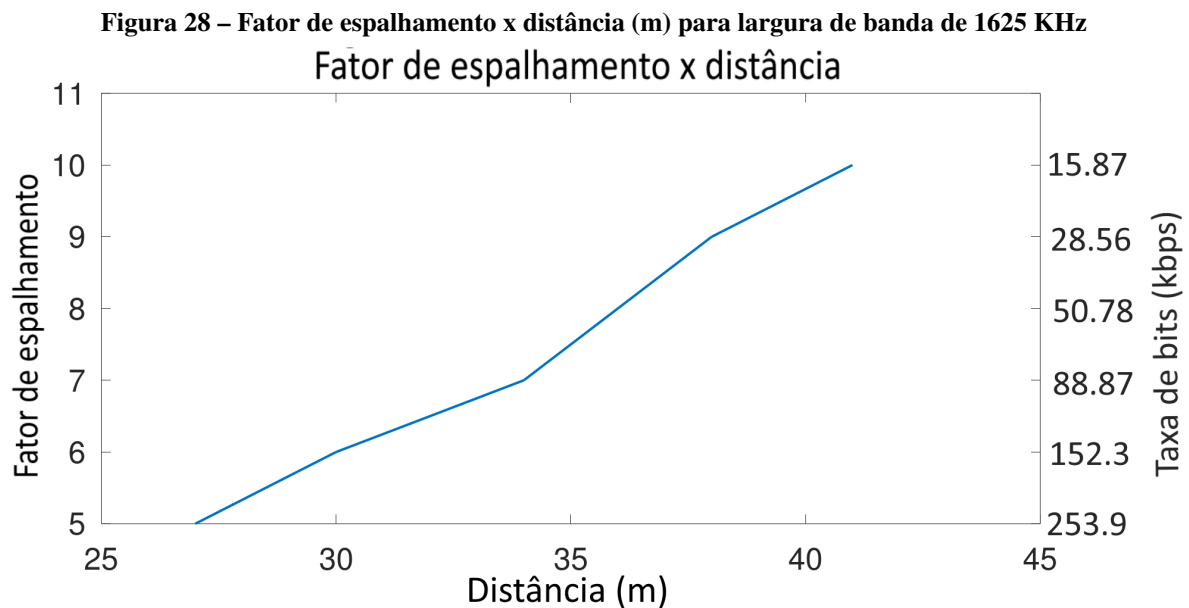
A figura 27 exhibe a influência do alcance obtido pelo sistema em função da responsividade do fotodiodo. Nota-se que, quanto maior for a responsividade do fotodiodo, maior será o alcance obtido no sistema. Dessa forma, o uso de fotodiodos de avalanche na construção do receptor do sistema pode favorecer amplamente o alcance, visto que, tais tipos de fotodiodos,

geralmente, possuem maior responsividade.

Além do fotodiodo, outro parâmetro do sistema que pode ser modificado para proporcionar maior alcance é o fator de espalhamento utilizado no sinal LoRa. O fator de espalhamento está diretamente ligado à taxa de transmissão utilizada, dessa forma, ao reduzir a taxa de transmissão de dados aumentando o fator de espalhamento adotado, a distância atingida pelo sistema torna-se maior.

De forma similar ao feito anteriormente para estudar o efeito da variação da responsividade do fotodiodo no alcance do sistema, para avaliar melhor o impacto do fator de espalhamento no alcance do sistema, foram executadas uma série de simulações, dentro do modelo Monte Carlo utilizando os mesmos parâmetros apresentados na tabela 8, exceto pelo fator de espalhamento, que varia de 5 a 12. Novamente para cada configuração simulada, foi registrado a distância alcançada para a BER alvo de 10^{-3} .

A influência do fator de espalhamento no sistema simulado é apresentada na figura 28. Nota-se que a distância alcançada para a mesma BER de 10^{-3} varia de forma praticamente linear com o fator de espalhamento.



Fonte: Autoria própria

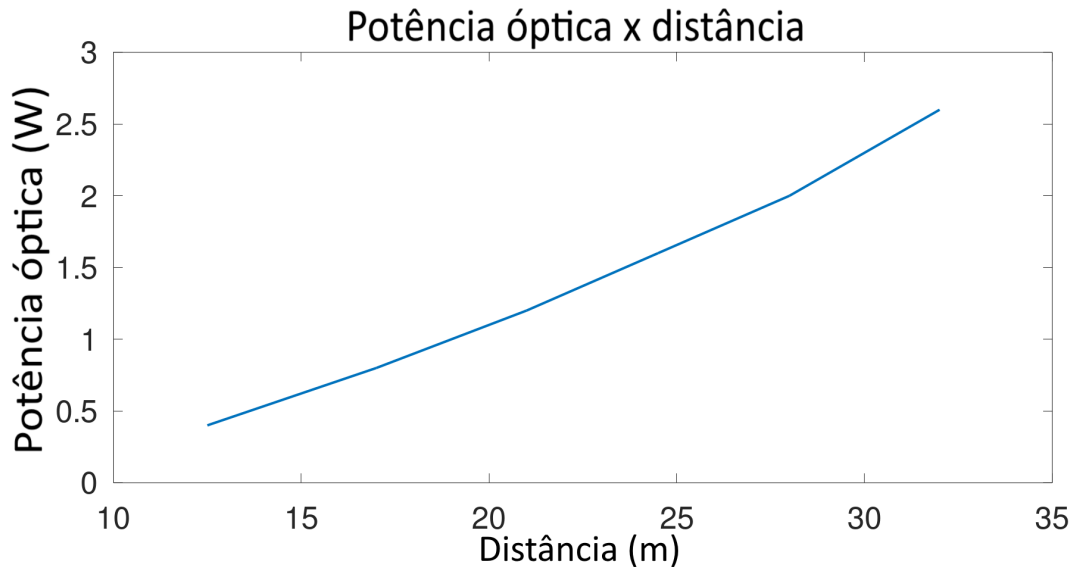
Por fim, o desempenho do sistema pode ser modificado ao alterar-se a potência óptica de transmissão.

Mais uma vez, de forma análoga ao feito anteriormente para avaliar o impacto do fator de espalhamento e da responsividade do fotodiodo, utilizando as configurações do sistema apresentadas na tabela 8, registrou-se o alcance obtido pelo sistema para a BER alvo de 10^{-3} para

cada valor de potência óptica do transmissor LED, o qual iniciou-se em 0.4 W e foi gradualmente aumentado em passos de 0.4 W. Para a potência óptica de 2.6 W utilizada nos demais cenários simulados, o alcance do sistema, nessas configurações, foi de 32 m.

A figura 29 apresenta o comportamento da distância de comunicação alcançada pelo sistema em função da potência óptica adotada no transmissor LED.

Figura 29 – Potência de transmissão x distância (m) para fator de espalhamento LoRa igual a 5 e largura de banda de 1625 KHz



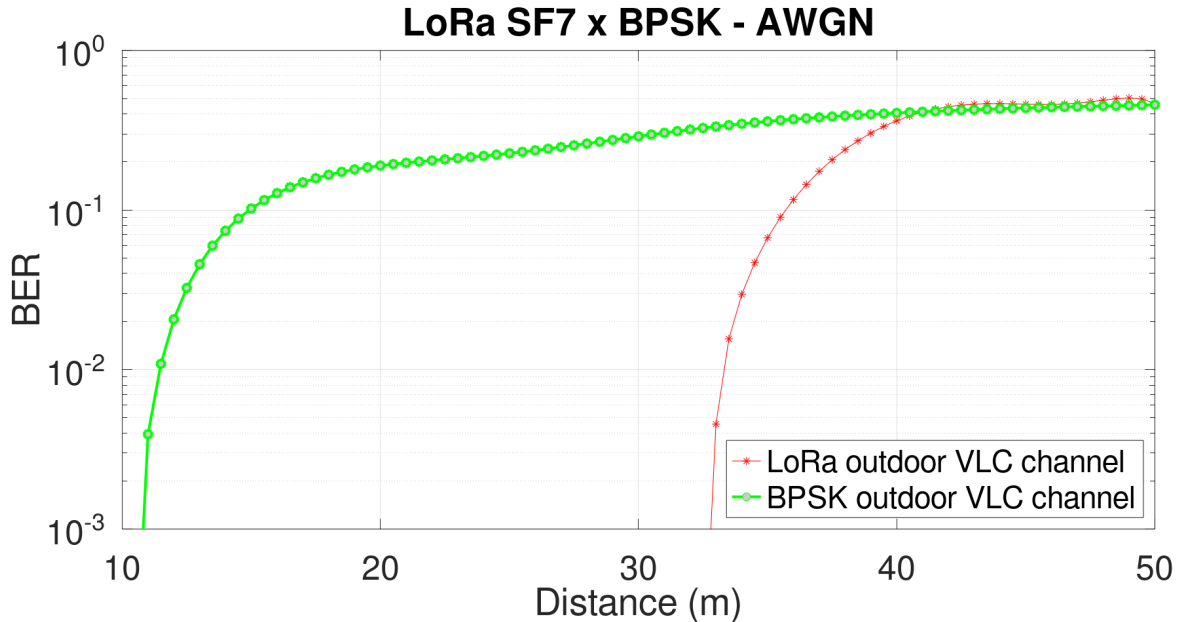
Fonte: Autoria própria

Destaca-se que o aumento da potência óptica do transmissor ocorre pela adição de mais LEDs na lampada transmissor, preservando as características de tensão de polarização utilizada conforme a curva da resposta do LED apresentada na figura 23, visando operar na região linear do LED. Como consequência do aumento da potência óptica, a distância alcançada pelo enlace cresce, de maneira quase linear.

É importante pontuar que nenhum tipo de compensação às não linearidades intrínsecas ao front-end óptico é realizada. Dessa forma, o sistema é suscetível às degradações da resposta não linear do LED empregado no transmissor. Contudo, mesmo variando a tensão de polarização do LED para 0.8 V, colocando o dispositivo para operar em uma região mais próxima à região não linear superior na figura 23, o LoRa ainda é capaz de apresentar um desempenho bastante superior ao BPSK em termos de alcance, uma vez que sua detecção de símbolos é baseada na variação da frequência do sinal recebido. A figura 30 exibe o comparativo de desempenho ao polarizar-se o LED do transmissor com 0.8 V, aumentando os efeitos de distorção do sinal devido às não linearidades da resposta do LED. Em quanto o BPSK sofreu uma redução de alcance da

ordem de 45%, reduzindo seu alcance de 20 m para 11 m em uma BER de 10^{-3} . Nas mesmas condições, o LoRa sofre uma redução de alcance da ordem de 4.3%, caindo de 34.5 m para próximo de 33 m.

Figura 30 – BER x distância (m) para 0.8 V de tensão de polarização do LED com ambiente limpo e fator de espalhamento igual a 7



Fonte: Autoria própria

4.1 PRODUÇÕES

O estudo apresentado neste trabalho também resultou no artigo *The LoRa-Modulation Technique Applied to Outdoor Visible Light Communication Links* apresentado no *SBFoton International Optics and Photonics Conference (IOPC) 2021*. (Gadens et al., 2021)

5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

A busca por implementações mais simples capazes de atender os requisitos de alcance para sistemas de comunicação óptica sem fio por luz visível tornam-se cada vez mais necessárias. Para tal, é preciso que o sistema óptico seja capaz de comunicar em distâncias da ordem de dezenas de metros, algo bastante desafiador atualmente, em especial, quando considera-se ambientes externos, sujeitos à maiores atenuações, efeitos atmosféricos e interferências.

A resiliência que a tecnologia LoRa promove em enlaces de RF, bem como sua robustez as interferências, tornam essa técnica um forte candidato para aplicações de comunicação óptica sem fio por luz visível, sobretudo para aplicações em ambientes externos, nos quais um dos grandes desafios consiste em melhorar o alcance do enlace e reduzir a influência de interferências e ruídos. Um maior alcance em sistemas VLC possibilita seu uso em diversas aplicações ligadas ao conceito de smart city: comunicação entre postes de iluminação, semáforos e até mesmo entre veículos.

Através de simulações utilizando o software Octave, mostrou-se o potencial do uso da tecnologia de comunicação LoRa para aplicações em VLC. O sistema proposto considera uma transformação hermitiana para conformar o sinal como unipolar e real, necessário para o uso de comunicação através de modulação por intensidade e detecção direta, IM/DD, comumente adotado em enlaces VLC. O modelo de simulação adotado, além de considerar os efeitos do canal óptico sem fio, incluindo efeitos da atmosfera, também leva em conta as não linearidades do transmissor LED. A inclusão de tais efeitos tornam a simulação mais próxima a um cenário real, permitindo uma melhor estimativa do comportamento e desempenho esperado para o uso do LoRa em implementações reais.

Não obstante, a tecnologia LoRa mostra-se uma alternativa de baixa complexidade para contornar os desafios de ambientes externos. Ao comparar o desempenho do LoRa com outra tecnologia de complexidade computacional e taxa de dados similar, o BPSK, mostrou-se que o LoRa supera o BPSK em todos os cenários, seja em ambientes limpos ou mesmo sob neblina moderada com grande atenuação atmosférica.

Dessa forma, foi apresentado o uso do LoRa como uma opção de tecnologia viável para ser aplicada em enlaces de comunicação óptica por luz visível, sobretudo para ambientes externos, possibilitando um maior alcance de comunicação e resiliência à ruídos, características intrínsecas do LoRa que o tornaram uma tecnologia amplamente utilizada em diversas aplicações

de rádio frequência.

Por fim, para trabalhos futuros, há perspectivas de melhora no desempenho do sistema VLC-LoRa caso seja implementado um tratamento para as não linearidades do transmissor. Ainda, uma implementação experimental do sistema simulado pode validar os resultados apresentados neste trabalho. Tal implementação poderá utilizar chipsets disponíveis no mercado para realizar a geração e processar a recepção dos sinais LoRa, uma vez que, nas simulações foi utilizado configurações em concordância com as disponíveis nos dispositivos comerciais.

REFERÊNCIAS

ABU-RGHEFF, Mosa Ali. **Introduction to CDMA Wireless Communications**. Oxford, UK: Academic Press, 2007. 632 p.

ABUALHOUL, Mohammad Y. Visible light and radio communication for cooperative autonomous driving: applied to vehicle convoy. *In: . [S.l.: s.n.]*, 2016.

ARMSTRONG, J.; LOWERY, Arthur. Power efficient optical ofdm. **Electronics Letters**, v. 42, p. 370 – 372, 04 2006.

CHAPPE, Ignace. **Histoire de la télégraphie**. 1. ed. [S.l.]: Wentworth Press, 2018.

Chen, Q.; Zheng, W.; Zhang, T.; Cui, W.; Cui, Z. A power analysis model for outdoor long-distance visible light communication. *In: 2017 Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 131–136.

Chiani, M.; Elzanaty, A. On the lora modulation for iot: Waveform properties and spectral analysis. **IEEE Internet of Things Journal**, v. 6, n. 5, p. 8463–8470, 2019.

DIMITROV, Svilen; HAAS, Harald. **Principles of Light LED Communications**. 1. ed. Cambridge: Cambridge, 2015.

Elgala, H.; Mesleh, R.; Haas, H. An led model for intensity-modulated optical communication systems. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 22, n. 11, p. 835–837, 2010.

Elshabrawy, T.; Robert, J. Closed-form approximation of lora modulation ber performance. **IEEE Communications Letters**, v. 22, n. 9, p. 1778–1781, 2018.

ERTÜRK M.A.; AYDIN, M.A.; Büyükakkaşlar M.T.; Evirgen H. A survey on lorawan architecture, protocol and technologies. **Future Internet** 2019, v. 11, n. 10, p. 216, 2019.

Gadens, R. N.; Pohl, A. A. P.; Neves Jr., P.T. The lora-modulation technique applied to outdoor visible light communication links. *In: SBFoton International Optics and Photonics Conference (IOPC) 2021*. [S.l.: s.n.], 2021.

GFELLER, F. R.; BAPST, U. Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation. **Proceedings of the IEEE**, v. 67, n. 11, p. 1474–1486, Nov 1979. ISSN 0018-9219.

GHASSEMLOY, Z; POPOOLA, W; RAJBHANDARI, S. **Wireless Optical Communications Systems**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2013.

GRUBOR, J.; RANDEL, S.; LANGER, K.-D. Bandwidth-efficient indoor optical wireless communications with white light-emitting diodes. **6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing**, August 2008.

HELD, Gilbert. **Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications**. 1. ed. New York: Auerbach Publications, 2009.

IEEE. Ieee standard for local and metropolitan area networks-part 15.7: Short-range wireless optical communication using visible light. **IEEE Std 802.15.7-2011**, p. 1–309, Sept 2011.

INC., Freescale Semiconductor. **AN5070 Implementing Data Whitening and CRC Verification in Software in Kinetis KW01 Microcontrollers**. [S.l.], 2015. Disponível em: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN5070.pdf>. Acesso em: 12 de março de 2021.

KEISER, Gerd. **Comunicações por Fibras Ópticas**. 4. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2011.

Khalighi, M. A.; Uysal, M. Survey on free space optical communication: A communication theory perspective. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 16, n. 4, p. 2231–2258, 2014.

Kroemer, H. The double-heterostructure concept: How it got started. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 10, p. 2183–2187, 2013.

NOSHAD, Mohammad; BRANDT-PEARCE, Maïté. Hadamard-coded modulation for visible light communications. **IEEE Transactions on Communications**, v. 64, n. 3, p. 1167–1175, 2016.

OSRAM, Opto Semiconductors GmbH. **LW W5SM Golden Dragon datasheet**. [S.l.], 2019. Disponível em: <https://www.osram.com/ecat/Golden>. Acesso em: 15 de junho de 2020.

Petajajarvi, J.; Mikhaylov, K.; Roivainen, A.; Hanninen, T.; Pettissalo, M. On the coverage of lpwans: range evaluation and channel attenuation model for lora technology. *In*: **2015 14th International Conference on ITS Telecommunications (ITST)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 55–59.

ROBYNS, Pieter; QUAX, Peter; LAMOTTE, Wim; THENAERS, William. A multi-channel software decoder for the lora modulation scheme. *In*: . [S.l.: s.n.], 2018. p. 41–51.

Sanchez-Gomez, J.; Sanchez-Iborra, R.; Skarmeta, A. Transmission technologies comparison for iot communications in smart-cities. *In: GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.

Scholtz, R. The origins of spread-spectrum communications. **IEEE Transactions on Communications**, v. 30, n. 5, p. 822–854, 1982.

SELLER, Olivier Bernard Andre; SORNIN, Nicolas. **Low Power Long Range Transmitter**. 2015. Semtech Corporation, Camarillo, CA 93012. Application Number 13154071.8/EP20130154071, Publication Number EP2763321 A1.

SEMTECH. **SX1276 Datasheet**.

https://semtech.my.salesforce.com/sfc/p/E0000000JelG/a/2R0000001Rbr/6EfVZUorrpoKFfvaF_Fkpgp5kzji

SEMTECH. **What are LoRa and LoRaWAN?** <https://lora-developers.semtech.com/library/tech-papers-and-guides/lora-and-lorawan/>.

SEMTECH. **AN1200.18 Implementing Data Whitening and CRC Calculation in Software on SX12xx Devices**. [S.l.], 2013. Disponível em: <https://www.datasheetarchive.com/AN1200/%20SEMTECH-datasheet.html>. Acesso em: 12 de março de 2021.

SEMTECH. **AN1200.22 LoRa™ Modulation Basics**. [S.l.], 2015. Disponível em: <https://www.frugalprototype.com/wp-content/uploads/2016/08/an1200.22.pdf>. Acesso em: 17 de setembro de 2020.

SEMTECH. **Smart cities transformed using semtech’s LoRa technology**. [S.l.], 2017. Disponível em: <https://www.semtech.com/lora/lora-applications/smart-cities>. Acesso em: 07 de janeiro de 2021.

SEMTECH. **“Revolutionising smart agriculture using Semtech’s LoRa technology**. [S.l.], 2017. Disponível em: <https://www.semtech.com/lora/lora-applications/smart-agriculture>. Acesso em: 07 de janeiro de 2021.

SFORZA, Francois. **Communication System**. 2013. Jornal. U.S. Patent 8406275.

TANAKA, Y.; HARUYAMA, S.; NAKAGAWA, M. Wireless optical transmissions with white colored led for wireless home links. *In: 11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC 2000. Proceedings (Cat. No.00TH8525)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1325–1329 vol.2.

Vangelista, L. Frequency shift chirp modulation: The lora modulation. **IEEE Signal Processing Letters**, v. 24, n. 12, p. 1818–1821, 2017.

WU, Fang-Ming; LIN, Chun-Ting; WEI, Chia-Chien; CHEN, Cheng-Wei; HUANG, Hou-Tzu; HO, Chun-Hung. 1.1-gb/s white-led-based visible light communication employing carrier-less amplitude and phase modulation. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 24, n. 19, p. 1730–1732, 2012.

Zaki HEBA A. Fayed, Ahmed Abd El Aziz Reham W.; Aly, Moustafa H. Outdoor visible light communication in intelligent transportation systems: Impact of snow and rain. **Applied Science**, v. 9, n. 9, p. 5453, 2019.