

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Cassiano Ribeiro Carneiro

**Sistema de Comunicação de Dados por Luz Visível Alimentado a partir de
um Barramento de Corrente Contínua**

Juiz de Fora

2019

Cassiano Ribeiro Carneiro

**Sistema de Comunicação de Dados por Luz Visível Alimentado a partir de
um Barramento de Corrente Contínua**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Márcio Soares

Juiz de Fora

2019

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Carneiro, Cassiano Ribeiro.

Sistema de Comunicação de Dados por Luz Visível Alimentado a partir
de um Barramento de Corrente Contínua / Cassiano Ribeiro Carneiro.
– 2019.

69 f. : il.

Orientador: Guilherme Márcio Soares

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal de
Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Graduação em Engenharia Elétrica,
2019.

1. Comunicação por Luz Visível. 2. Modulação em Frequência. 3.
Circuitos para Comunicação de Dados por Luz Visível. I. Soares, Guilherme
Márcio, orient. II. Título.

Cassiano Ribeiro Carneiro

Sistema de Comunicação de Dados por Luz Visível Alimentado a partir de um Barramento de Corrente Contínua

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 06 de Dezembro de 2019

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Guilherme Márcio Soares - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Estêvão Coelho Teixeira
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Marcelo Antônio Alves Lima
Universidade Federal de Juiz de Fora

À minha família.

AGRADECIMENTOS

Caiu a chuva, vieram as enchentes, sopraram os ventos e investiram contra aquela casa; ela, porém, não caiu, porque estava edificada na rocha.

São Mateus 7, 25

Pela conclusão dessa longa jornada, agradeço à Deus, sumo bem, fundamento e constância de todas as coisas. À minha família, as melhores pessoas deste mundo: Pai, mãe, irmão. Primeiros e eternos mestres, porto seguro, amor singular.

Agradeço ao meu orientador pela confiança e pela oportunidade de participar deste trabalho, pela paciência e dedicação e por todo conhecimento adquirido. Agradecimento este estendível a todos os demais professores dos quais tive a honra de ser aluno e que colaboraram para que eu chegasse até aqui.

Agradeço aos amigos e colegas com os quais tive o prazer de conviver e trabalhar, a graça de ajudar e ser ajudado, a dádiva de ensinar e de aprender.

O autor ainda deseja externar o inestimável apoio recebido para a execução desse estudo por meio das agências de fomento CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico), processos 408114/2018-5 e 432306/2016-1, e FAPEMIG (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais), processos APQ-01435-18 e APQ-03670-16.

RESUMO

O presente trabalho de conclusão de curso tem por objetivo o estudo e a implementação de um sistema de comunicação de dados por luz visível (*Visible Light Communication*, VLC) baseado na modulação OOK-M-FSK (*On-Off-M-Frequency Shift Keying*), sendo M o índice de modulação. O sistema é alimentado a partir de um barramento de corrente contínua e provê controle da luminosidade concomitante à transmissão de dados. Foi proposta uma nova metodologia de aplicação da modulação OOK-M-FSK baseada na técnica de detecção de bordas por *zero-crossing*, capaz de reduzir consideravelmente a taxa de erros de bits (*Bit Error Rate*, BER) em diversas condições de testes. Foram implementados os circuitos para transmissão e recepção dos dados VLC afim de concretizar uma aplicação prática do sistema para verificação das propostas apresentadas. A transmissão dos dados se mostrou robusta frente à variações de ângulo e distância entre a fonte luminosa e o receptor, mesmo com influência de iluminação externa de 150lux , alcançando uma taxa de transmissão máxima de 580kB/s (com $M = 16$), saltando para 816kB/s (com $M = 32$) aplicando a nova proposta, sendo previsível um bom comportamento do sistema para uma transmissão de até $2,8\text{MB/s}$ ($M = 64$) para as mesmas condições de frequência inicial de 100kHz . A aplicação prática se deu com o envio de uma imagem entre dois computadores via VLC. Para tanto, foram desenvolvidos algoritmos de modulação, demodulação e controle de fluxo nos microcontroladores, bem como algoritmos para tratamento de imagem e comunicação serial entre os microcontroladores e os computadores remetente e destinatário.

Palavras-chave: Comunicação por Luz Visível. Modulação em Frequência. Circuitos para Comunicação de Dados por Luz Visível.

ABSTRACT

The present work goals the study and implementation of a Visible Light Communication (VLC) based on the OOK-M-FSK (On-Off-M-Frequency Shift Keying) modulation, where M is the modulation index. The system is powered from a direct current bus and provides brightness control concomitantly with data transmission. A new methodology for applying OOK-M-FSK modulation based on the zero-crossing edge detection technique has been proposed, capable of considerably reducing the bit error rate (BER) under various test conditions. The circuits for transmitting and receiving VLC data were implemented in order to concretize a practical application of the system to verify the proposals presented. Data transmission proved robust to variations forward angle and distance between light source and receiver, even with external illumination influence of $150lux$, achieving a maximum transmission rate of $580kB/s$ (with $M = 16$), jumping to $816kB/s$ (with $M = 32$) applying the new proposal and a good system behavior is expected for a transmission of up to $2.8MB/s$ ($M = 64$) for same initial frequency conditions of $100kHz$. The practical application was to send an image between two computers via VLC. Modulation, demodulation and flow control algorithms were developed in the microcontrollers, as well as algorithms for image processing and serial communication between the microcontrollers and the sender and addressee computers.

Keywords: Visible Light Communication, Frequency Modulation, Circuits for Visible Light Communication.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Forma de onda da modulação OOK | 23 |
| Figura 2 – Formas de onda das modulações PPM e PWM | 24 |
| Figura 3 – Forma de onda da modulação FSK | 25 |
| Figura 4 – Formas de onda da modulação OOK-4-FSK para diversos níveis de dimerização | 26 |
| Figura 5 – Transmissor VLC com (a) chaveamento série e (b) chaveamento paralelo | 27 |
| Figura 6 – Topologias lineares para transmissores VLC utilizando (a) MOSFET e (b) amplificador de potência | 27 |
| Figura 7 – Circuito básico do receptor VLC | 28 |
| Figura 8 – Fotodiodo PN reversamente polarizado | 29 |
| Figura 9 – Responsividade versus comprimento de onda para diversos materiais semicondutores | 30 |
| Figura 10 – Estrutura do fotodiodo PIN | 30 |
| Figura 11 – Estrutura do fotodiodo APD | 31 |
| Figura 12 – Estágio de entrada do circuito receptor | 32 |
| Figura 13 – Filtros RC de primeira ordem | 33 |
| Figura 14 – Filtro Sallen-Key passa-baixas de segunda ordem | 34 |
| Figura 15 – Circuito comparador | 35 |
| Figura 16 – Circuito transmissor | 37 |
| Figura 17 – Diagrama de Bode do circuito transmissor | 39 |
| Figura 18 – Sinais de entrada e saída do transmissor no domínio do tempo (teste em $200kHz$) | 39 |
| Figura 19 – Esquematização do circuito receptor | 40 |
| Figura 20 – Circuito final do transdutor | 40 |
| Figura 21 – Diagrama de Bode da saída do circuito transdutor com $C1 = 100pF$ | 41 |
| Figura 22 – Diagrama de Bode da saída do circuito transdutor com $C1 = 1pF$ | 41 |
| Figura 23 – Circuito do filtro passa-altas para análise em frequência | 42 |
| Figura 24 – Diagrama de Bode do filtro passa-altas | 42 |
| Figura 25 – Sinais de entrada e saída do filtro passa-altas no domínio do tempo (teste em $200kHz$) | 43 |
| Figura 26 – Circuito final do filtro passa-baixas para análise em frequência | 43 |
| Figura 27 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas com ganho <i>unitário</i> | 44 |
| Figura 28 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas com ganho $K = 2,2$ | 45 |
| Figura 29 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas com ganho de $K = 2,2$ e pico na resposta suprimido pelo capacitor C_5 | 45 |
| Figura 30 – Circuito do filtro passa-faixa completo | 46 |

| | |
|---|----|
| Figura 31 – Diagrama de Bode do filtro passa-faixa | 46 |
| Figura 32 – Sinais de entrada e saída do filtro passa-faixa no domínio do tempo | 47 |
| Figura 33 – Relação entre o sinal VLC e o clock do microcontrolador | 48 |
| Figura 34 – Comportamento de $\delta_{clk}[k]$ e $f[k]$ em função de k para Δf constante | 49 |
| Figura 35 – Valores máximos de M em função da frequência de intervalo Δf para $\delta_{clk}[k]$ constante | 50 |
| Figura 36 – Valores mínimos de $\delta_{clk,min}$ em função da frequência de intervalo Δf para diversos índices de modulação M | 51 |
| Figura 37 – Valores máximos de M em função de $\delta_{clk,min}$ para $f[0] = 100kHz$ | 52 |
| Figura 38 – Comportamento de $f[k]$ para δ_{clk} constante | 53 |
| Figura 39 – Algoritmo de modulação | 54 |
| Figura 40 – Algoritmo de demodulação | 55 |
| Figura 41 – Roteiro de testes | 57 |
| Figura 42 – Formas de onda do sinal recebido, $v_{fd}(t)$, do sinal filtrado, $v_F(t)$, e do sinal a ser digitalizado, $v_{COMP}(t)$ | 57 |
| Figura 43 – Relação da BER com a distância em contraste com o decaimento de potência do sinal luminoso recebido | 59 |
| Figura 44 – Relação da BER com o ângulo entre receptor e transmissor em contraste com o decaimento de potência do sinal luminoso recebido | 59 |
| Figura 45 – Relação da BER com a distância em contraste com o decaimento de potência do sinal luminoso recebido | 61 |
| Figura 46 – Setup para transmissão de uma imagem via VLC | 61 |
| Figura 47 – Diagrama de blocos do código transmissor em Python para processamento da imagem | 62 |
| Figura 48 – Diagrama de blocos do código receptor em Python para processamento da imagem | 63 |
| Figura 49 – Setup para transmissão de uma imagem via VLC | 64 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|----------|---|----|
| Tabela 1 | – Exemplo de modulação OOK-4-FSK | 25 |
| Tabela 2 | – Exemplo de modulação OOK-4-FSK | 49 |
| Tabela 3 | – Exemplo de modulação OOK-4-FSK | 52 |
| Tabela 4 | – Parâmetros utilizados para os testes com $\Delta f = 3kHz$ e $M = 32$ | 58 |
| Tabela 5 | – Parâmetros utilizados para os testes com $\delta_{clk} = 10$ e $M = 32$. . | 60 |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 19 |
| 1.1 | APLICAÇÕES DA TECNOLOGIA VLC | 19 |
| 1.2 | PRINCIPAIS COMPONENTES DE UM SISTEMA VLC | 20 |
| 1.3 | ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO | 21 |
| 2 | REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 23 |
| 2.1 | TÉCNICAS DE MODULAÇÃO VLC | 23 |
| 2.2 | CIRCUITOS TRANSMISSORES | 26 |
| 2.3 | CIRCUITOS RECEPTORES | 28 |
| 2.3.1 | Fotodetectores | 28 |
| 2.3.1.1 | <i>Fotodetectores PN</i> | 28 |
| 2.3.1.2 | <i>Fotodetectores PIN</i> | 30 |
| 2.3.1.3 | <i>Fotodetectores Avalanche (APD)</i> | 31 |
| 2.3.2 | Transdutores | 31 |
| 2.3.3 | Topologias de Filtros | 32 |
| 2.3.3.1 | <i>Filtros Passivos RC</i> | 33 |
| 2.3.3.2 | <i>Filtro Ativo Passa-Baixas</i> | 34 |
| 2.3.4 | Comparadores | 35 |
| 2.3.5 | Tempo de Resposta do Circuito Receptor | 35 |
| 2.4 | CONSIDERAÇÕES PARCIAIS | 36 |
| 3 | SISTEMA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL ALI- MENTADO A PARTIR DE UM BARRAMENTO DE COR- RENTE CONTÍNUA | 37 |
| 3.1 | TRANSMISSOR | 37 |
| 3.2 | RECEPTOR | 40 |
| 3.3 | PROPOSTA DE NOVA METODOLOGIA PARA A TÉCNICA DE MODULAÇÃO OOK-M-FSK | 47 |
| 3.3.1 | <i>Algoritmos de Modulação e Demodulação</i> | 52 |
| 3.4 | IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL | 54 |
| 3.4.1 | <i>Trânsito de Dados e Controle de Fluxo</i> | 55 |
| 3.5 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 56 |
| 3.6 | ESTUDO DE APLICAÇÃO: TRANSMISSÃO DE UMA IMAGEM | 61 |
| 3.7 | CONSIDERAÇÕES PARCIAIS | 64 |
| 4 | CONCLUSÃO | 65 |
| 4.1 | TRABALHOS FUTUROS | 65 |
| | REFERÊNCIAS | 67 |

1 INTRODUÇÃO

Nos tempos atuais, há um crescente aumento do fluxo de informações devido, dentre outras coisas, à digitalização de produtos e serviços, comunicação entre pessoas, comunicação entre dispositivos e comunicação entre pessoas e dispositivos, com o advento do conceito de internet das coisas (*Internet of Things*, IoT). Com isso, faz-se cada vez mais necessário a busca pelo desenvolvimento de novas tecnologias de comunicação, capazes de atuar com segurança e eficiência, inclusive sobre influência de outras tecnologias sem que haja prejuízo para ambas.

Paralelamente, o campo da iluminação moderna também tem recebido destaque nos últimos anos, por sua capacidade de prover economia de energia através do desenvolvimento de novos tipos de luminárias e pela possibilidade da troca de informações integrando as chamadas redes inteligentes (*Smart Grids*). Dentre as diversas soluções disponíveis atualmente (lâmpadas fluorescentes, lâmpadas de indução, etc.) destacam-se as luminárias de LED (*Light Emitting Diode*), com alta eficácia luminosa e longa durabilidade, podendo durar até 5 vezes mais do que uma lâmpada fluorescente [1]. Além disso, os LEDs apresentam rápida resposta à modulação luminosa, podendo ser empregado para transmissão de dados à uma frequência cujos efeitos sobre a iluminação sejam imperceptíveis ao olho humano.

A transmissão de dados por uma fonte luminosa na banda do espectro eletromagnético (380nm - 740nm) é denominada VLC (*Visible Light Communication*) que se apresenta como uma tecnologia emergente com grande potencial para diversos setores, seja na indústria, em cidades inteligentes ou em situações onde outras formas de comunicação sejam inviáveis ou prejudiciais. Como alternativa à comunicação por radiofrequência, sistemas VLC não causam interferências com outros sistemas de comunicação presentes no mesmo ambiente [2]. Principalmente a partir da década de 90, com o avanço no desenvolvimento dos LEDs, os sistemas VLC se tornaram foco de estudos e investimentos [3].

1.1 APLICAÇÕES DA TECNOLOGIA VLC

A tecnologia VLC possui vasta aplicação em ambientes internos, principalmente na comunicação de dados de máquina para máquina (*machine-to-machine*), onde luminárias inteligentes criam uma rede de transmissão de dados via VLC entre vários dispositivos no mesmo ambiente. Os dispositivos, por sua vez, podem se comunicar com as luminárias via outras tecnologias, como wi-fi ou radiofrequência.

A aplicação VLC que ultimamente vem se mostrando mais promissora é a de localização em ambientes *indoor* [3] [4], onde o Sistema de Posicionamento Global (*Global Positioning System*, GPS) não é eficiente. A popularização de computadores móveis, como

celulares e notebooks, corroboram para as possibilidades e disseminação desta aplicação em sistemas de navegação interna de pessoas em grandes edifícios, como shoppings, hospitais e universidades. Além disso, possibilita a integração de marketing e busca por produtos aos sistemas de localização, como em mercados e livrarias. Permite ainda o monitoramento do fluxo de clientes dentro do estabelecimento para levantamento de dados estatísticos para otimização da oferta de produtos.

Outra aplicação interessante é para localização e controle de robôs em ambientes internos [5], na qual cada luminária transmite em frequências únicas e específicas, permitindo ao robô se localizar a partir do processamento dos dados recebidos do conjunto de módulos de LED presentes no ambiente.

Em ambientes externos, a tecnologia VLC também se mostra vantajosa em diversas ocasiões. No trânsito, destaca-se a comunicação entre automóveis [6], entre pessoas e semáforos via dispositivos móveis [7] e entre semáforos e automóveis [8], com a transmissão de comandos para parar ou prosseguir, bem como informações sobre o fluxo de veículos e localização.

Existe também a comunicação UVLC (*Underwater Visible Light Communication*) [9], que consiste na transmissão de dados em ambientes subaquáticos, onde as ondas de rádio não se propagam por longas distâncias. Nesses casos, mergulhadores podem se comunicar utilizando lanternas cuja luz emitida é modulada com um sinal VLC.

1.2 PRINCIPAIS COMPONENTES DE UM SISTEMA VLC

Várias técnicas de modulação foram desenvolvidas para esse tipo de tecnologia. Dentre as principais relatadas na literatura, destacam-se a modulação por chaveamento On-Off (OOK), a modulação por posição de pulso variável (VPPM), ambas presentes na norma IEEE 802.15.7 [10], e também a modulação OOK-M-FSK [11], que permite a transmissão de múltiplos bits a cada ciclo do sinal, que se mostra superior às demais quanto à taxa de transmissão e à possibilidade de dimerização da carga através do controle da largura de pulso do sinal (PWM).

Os sistemas VLC são constituídos por um circuito transmissor e um circuito receptor, além da luminária. O circuito transmissor é responsável por gerar o sinal VLC e acionar o módulo de LEDs produzindo um sinal luminoso modulado. Por outro lado, o circuito receptor deve ser capaz de receber esse sinal e processá-lo analogicamente, tornando-o adequado para o processamento digital, quando ocorre a demodulação dos dados.

Com este trabalho, objetivou-se desenvolver um sistema VLC baseado na modulação OOK-M-FSK para aplicações práticas de comunicação, afim de estudar alguns dos fenômenos causadores de erros na transmissão de dados e propor novas metodologias para

aplicação dessa modulação com o objetivo de alcançar maiores taxas de transferência.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O Capítulo 2 deste trabalho apresenta uma discussão geral a respeito das técnicas de modulação empregadas em sistemas VLC, bem como dos principais elementos e topologias de circuito utilizados.

O Capítulo 3 discute a implementação prática de um sistema VLC, com os cálculos de projeto e a resposta dos circuitos no tempo e na frequência. Além disso, apresenta os algoritmos desenvolvidos para modulação e demodulação dos dados, controle de fluxo e processamento de imagem. Com os resultados dos testes realizados, é proposta uma nova metodologia para aplicação da modulação OOK-M-FSK. Por fim, a aplicação prática da transmissão de uma imagem entre dois computadores via VLC.

Finalmente, o Capítulo 4 traz as principais conclusões à respeito do trabalho, bem como propostas para trabalhos futuros.

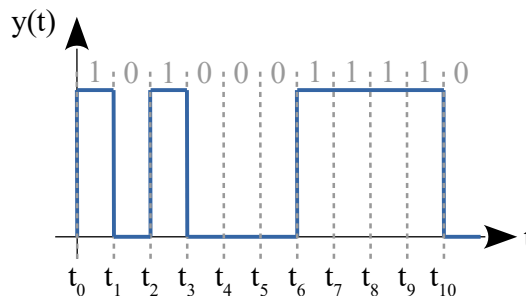
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresentará conceitualmente os elementos fundamentais de um sistema de comunicação por luz visível. Com esse objetivo, está organizado da seguinte forma: A Seção 2.1 descreve as principais técnicas de modulação presentes na literatura. A Seção 2.2 apresenta topologias de circuitos analógicos de geração e transmissão de sinais VLC. Por fim, a Seção 2.3 discute sobre os principais elementos e topologias de circuitos para o tratamento analógico do sinal recebido.

2.1 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO VLC

Para sistemas VLC, algumas das técnicas de modulação mais simples e funcionais comumente empregadas são as denominadas modulações por pulso, que utilizam uma onda quadrada como portadora cujos parâmetros são alterados de acordo com as mensagens transmitidas. Dentre estas, a modulação por chaveamento liga-desliga (*On-Off Keying*, OOK) consiste na transmissão de um pulso de duração pré-definida representando o bit "1" e nenhum pulso, pelo mesmo período de tempo, representando o bit "0", conforme ilustrado na Figura 1.

Figura 1 – Forma de onda da modulação OOK



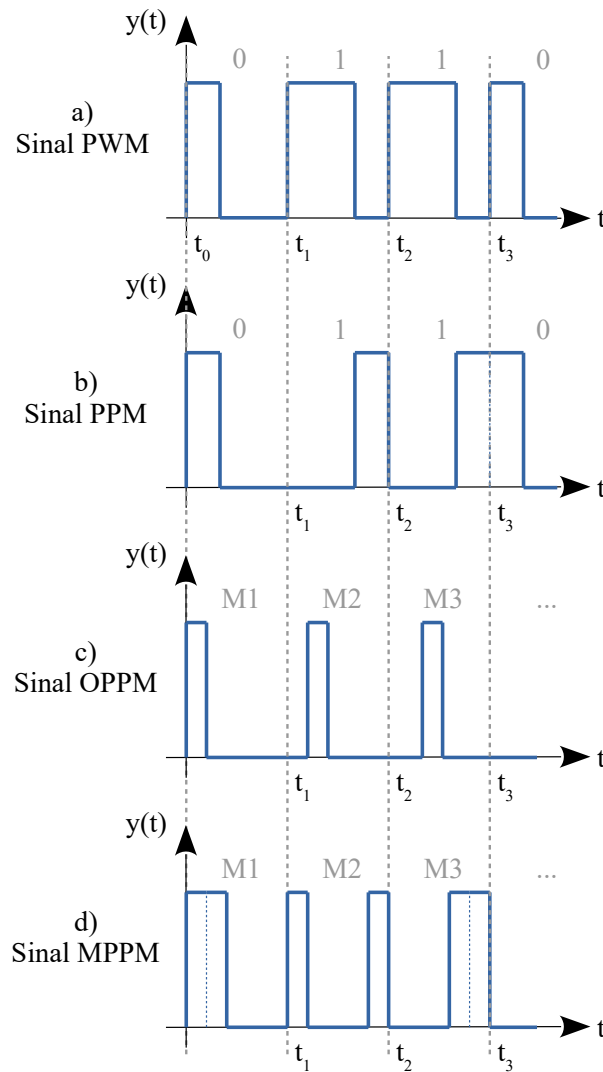
Fonte – Elaborado pelo autor

Outras modulações desse tipo empregam ondas quadradas de frequência constante como portadoras. A Figura 2 traz exemplos de dois conceitos muito utilizados nesses casos, a modulação por largura de pulso e a modulação por posição de pulso.

Nas modulações PWM (*Pulse Width Modulation*) e PPM (*Pulse Position Modulation*), Figuras 2a e 2b, apenas um bit é transmitido por ciclo. Na onda PWM, o bit transmitido define a *largura* do pulso, enquanto que na PPM, define a *posição* do pulso. As modulações OPPM (*Overlapping PPM*) e MPPM (*Multipulse PPM*), Figuras 2c e 2d, são variações da PPM capazes de transmitir mais de um bit a cada ciclo a partir da codificação de mensagens binárias em padrões de localização dos pulsos. Além dessas técnicas, há outra variação mais simples da PPM denominada VPPM (*variable PPM*)

que se diferencia unicamente por permitir a variação da largura do pulso para fins de dimerização da iluminação ambiente.

Figura 2 – Formas de onda das modulações PPM e PWM

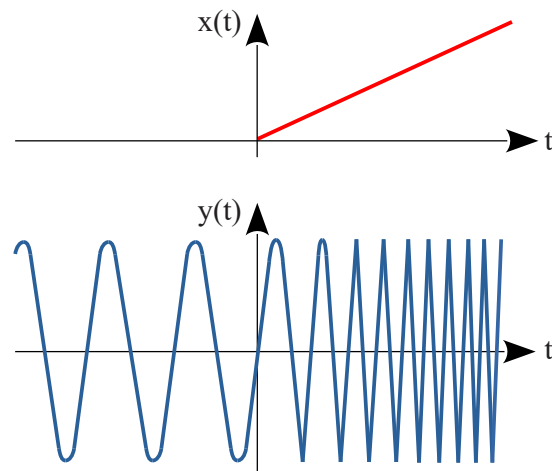


Fonte – Elaborado pelo autor

Diferentemente da modulação por pulso, na modulação por variação de frequência (*Frequency Shift Keying*, FSK) a mensagem a ser enviada define a *frequência* de cada ciclo da portadora, conforme exemplificado na Figura 3 para um sinal modulante analógico $x(t)$ e uma portadora senoidal $y(t)$.

A modulação empregada neste trabalho une os princípios das modulações OOK e FSK e, portanto, é denominada OOK-M-FSK [11], sendo M o índice de modulação. Essa técnica mantém a simplicidade de implementação da modulação por pulso, se diferenciando pela capacidade de transmissão de vários bits a cada ciclo da onda, já que diferentes frequências correspondem a diferentes *palavras digitais*.

Figura 3 – Forma de onda da modulação FSK



Fonte – Adaptado de [12]

A técnica consiste em codificar conjuntos de $\log_2(M)$ bits em M valores distintos de frequência, como exemplificado na Tabela 1 para $M = 4$, frequência inicial de 100kHz e um intervalo de 3kHz entre cada mensagem, sendo m_2 as mensagens possíveis na base binária e m_{10} as mensagens correspondentes na base decimal. De forma geral, as mensagens na base decimal são inteiros de 0 a $M - 1$. Como mostra a figura 4, a portadora é uma onda PWM cuja frequência é redefinida a cada ciclo de acordo com a mensagem transmitida.

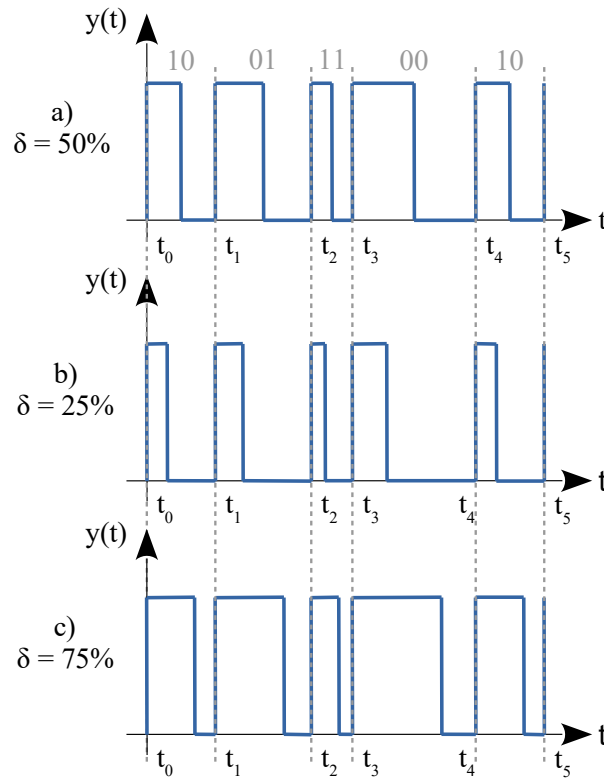
Tabela 1 – Exemplo de modulação OOK-4-FSK

| $m_{(10)}$ | $m_{(2)}$ | Frequência |
|------------|-----------|------------|
| 0 | 00 | 100kHz |
| 1 | 01 | 103kHz |
| 2 | 10 | 106kHz |
| 3 | 11 | 109kHz |

Na recepção dos dados, o demodulador deve ser capaz de determinar a frequência do sinal em cada ciclo e fazer a correspondência entre o valor obtido e a mensagem à qual se refere.

Uma das possibilidades mais simples de demodulação seria utilizando um detector *zero-crossing* [13], que trabalha com a detecção das bordas de subida do sinal recebido, contabilizando o período de tempo entre elas. Com isso, pode-se determinar a frequência e conseqüentemente o conjunto de bits ao qual se refere, de acordo com a tabela de modulação. Como a informação está contida apenas nas bordas de subida, a posição da borda de descida em um ciclo não é relevante, possibilitando a alteração da razão cíclica

Figura 4 – Formas de onda da modulação OOK-4-FSK para diversos níveis de dimerização



Fonte – Elaborado pelo autor

(δ) do sinal (cf. Figura 4). Se tratando de um sistema VLC, isso significa a possibilidade de dimerização da iluminação ambiente de forma independente da transmissão dos dados, algo que não ocorre na modulação OOK convencional, que, para isso, demanda o uso de um *símbolo de compensação* (CS), reduzindo a taxa de transmissão.

2.2 CIRCUITOS TRANSMISSORES

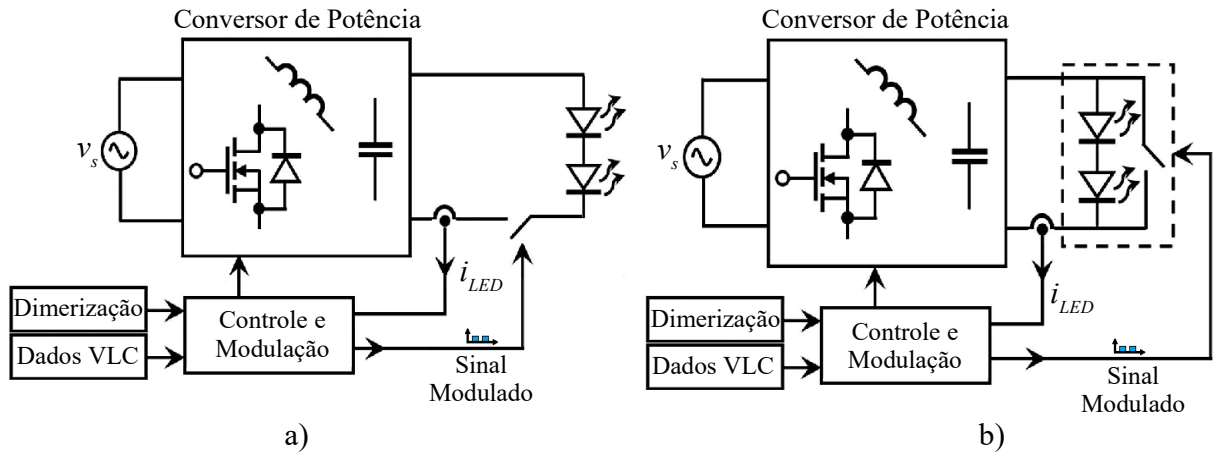
O circuito do transmissor VLC deve cumprir o papel de acionar os LEDs com o sinal modulado, garantindo o controle da corrente e boa eficiência.

O tipo de fonte de alimentação do sistema diz muito quanto à sua complexidade. Para uma alimentação CA, é necessário o projeto de circuitos conversores CA-CC que devem atender a uma série de requisitos como correção do fator de potência, interferência eletromagnética (EMI) e filtragem de ondulações de baixa frequência. Em contrapartida, vem sendo cada vez mais comum o uso de microrredes que integram cargas CC em uma instalação independente com alimentação CC [14], o que diminui consideravelmente a complexidade do projeto. Este trabalho utilizou essa segunda abordagem.

Nos circuitos transmissores mais eficientes e comuns, a modulação óptica se dá pelo

chaveamento da tensão CC que alimenta o módulo de LEDs. Isso pode ser feito utilizando chaves semicondutoras em série [15][16], Figura 5a, ou em paralelo [17] com o módulo, Figura 5b. O chaveamento em paralelo, no entanto, apresenta a grave desvantagem de provocar variações abruptas de tensão e corrente sobre os elementos do conversor de potência que provê a alimentação do sistema.

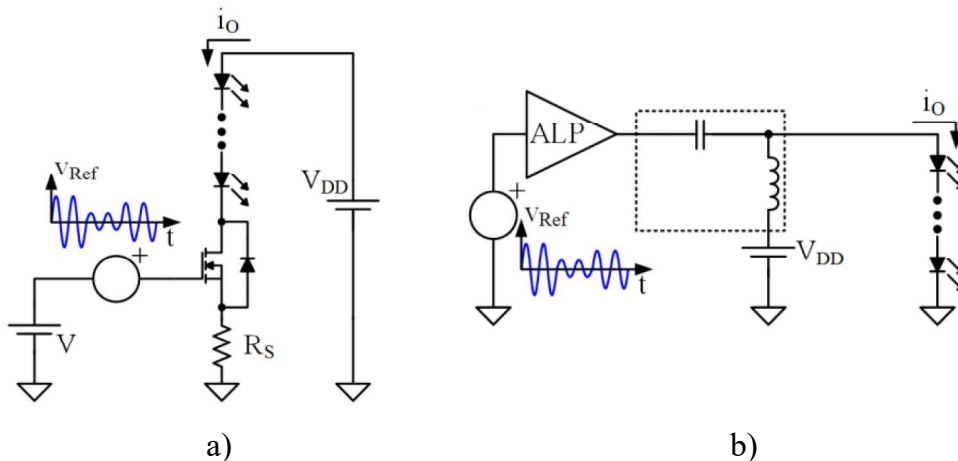
Figura 5 – Transmissor VLC com (a) chaveamento série e (b) chaveamento paralelo



Fonte – Adaptado de [17]

Além dos transmissores chaveados, encontra-se na literatura os conversores lineares [18][19] que empregam transistores de potência operando na região linear, como mostra a Figura 6a. Nesta topologia, os LEDs são alimentados pela fonte V_{DD} e o sinal é inserido através do transistor. Existe também a possibilidade de empregar amplificadores lineares de potência, como exemplificado na Figura 6b.

Figura 6 – Topologias lineares para transmissores VLC utilizando (a) MOSFET e (b) amplificador de potência



Fonte – Adaptado de [20]

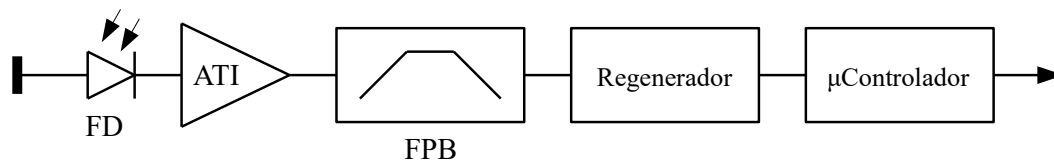
Os circuitos lineares apresentam baixa eficiência, porém são consideravelmente mais simples e de baixo custo quando comparados aos circuitos chaveados.

2.3 CIRCUITOS RECEPTORES

De forma geral, os circuitos receptores para sistemas VLC devem ser capazes de receber o sinal luminoso, transformá-lo em um sinal elétrico e tratá-lo analogicamente afim de se reduzir efeitos indesejáveis tais como ruídos de alta frequência, interferências de outras fontes luminosas e queda de potência do sinal ao passar pelo canal óptico. Esse condicionamento visa melhorar a relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio*, SNR), bem como compatibilizar o sinal com as entradas digitais e/ou analógicas do microcontrolador pelo qual será processado.

A Figura 7 esquematiza um circuito típico do receptor VLC, já empregado em diversos trabalhos [15][16], constituído basicamente por um fotodetector (FD), um amplificador de transimpedância (ATI), um filtro passa-faixa (ou passa-banda, FPB), um regenerador e um microcontrolador para demodulação do sinal.

Figura 7 – Circuito básico do receptor VLC



Fonte – Elaborado pelo autor

2.3.1 Fotodetectores

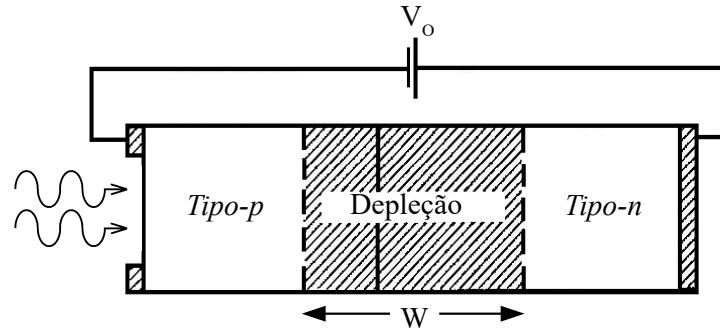
O fotodetector é o principal componente do circuito receptor, sendo responsável por converter o sinal luminoso em um sinal elétrico através do efeito fotoelétrico, e deve satisfazer a uma série de requisitos como alta sensibilidade na faixa de comprimentos de onda dos LEDs, resposta rápida, baixa inserção de ruído, alta confiabilidade e baixo custo. [21]

2.3.1.1 Fotodetectores PN

Considerando uma junção de semicondutores do tipo P e N reversamente polarizada e exposta à um feixe de luz, tal como mostrado na Figura 8, se a energia dos fótons incidentes exceder a energia de *bandgap* do material semicondutor, serão gerados pares de elétrons-lacunas que fluirão através do dispositivo devido ao campo elétrico presente

devido à tensão de polarização. Esse movimento define uma corrente elétrica denominada fotocorrente I_P .

Figura 8 – Fotodiodo PN reversamente polarizado



Fonte – Adaptado de [21]

A fotocorrente se relaciona com a potência P_{in} do sinal luminoso da seguinte forma [21]:

$$I_P = R \cdot P_{in}, \quad (2.1)$$

sendo R a *responsividade* do fotodetector, que se refere ao desempenho do diodo na transformação de fótons em corrente elétrica e é dada em A/W .

Afim de se expressar matematicamente a responsividade, define-se a eficiência quântica η por [21]:

$$\eta = \frac{\text{taxa de geração de elétrons}}{\text{taxa de incidência de fótons}} = \frac{I_P/q}{P_{in}/h\nu} \Rightarrow \eta = \frac{h\nu}{q} \cdot R \quad (2.2)$$

sendo $h = 6,63 \cdot 10^{-34} J \cdot s$ a constante de Planck e ν a frequência do sinal óptico.

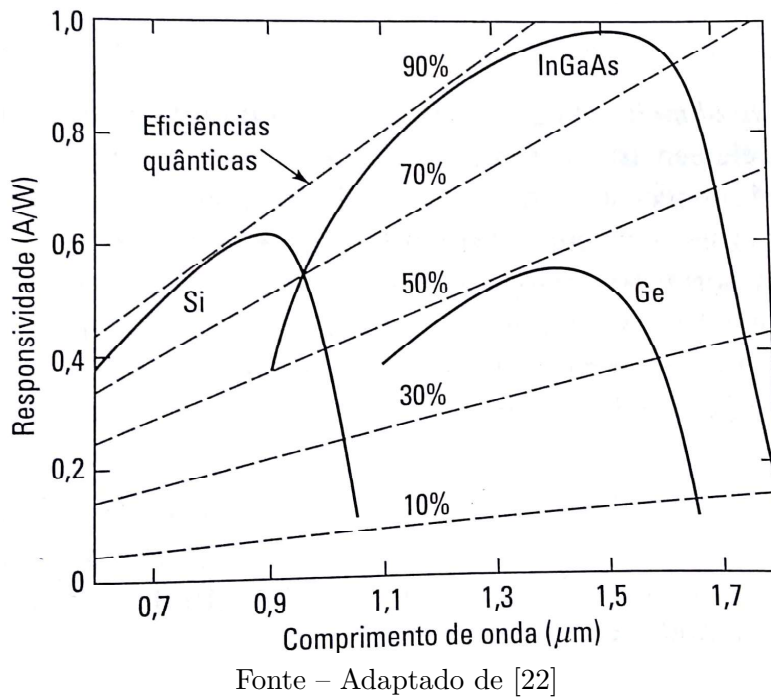
A responsividade é dada por [21]:

$$R = \frac{\eta q}{h\nu} \approx \frac{\eta \lambda}{1,24} \quad (2.3)$$

sendo $\lambda = c/\nu$ o comprimento de onda do sinal óptico, dado em micrômetros, e c a velocidade da luz, em m/s .

Percebe-se que a responsividade deve aumentar com o comprimento de onda do sinal óptico. No entanto, para estimular a geração de cargas livres no material semiconductor, o fóton incidente deve apresentar energia maior do que o bandgap do material ($h\nu > E_g$), impedindo que essa relação seja sempre linear, uma vez que η tenderá à zero com o crescimento contínuo de λ . A Figura 9 deixa claro esse comportamento para diversos materiais semicondutores.

Figura 9 – Responsividade versus comprimento de onda para diversos materiais semicondutores

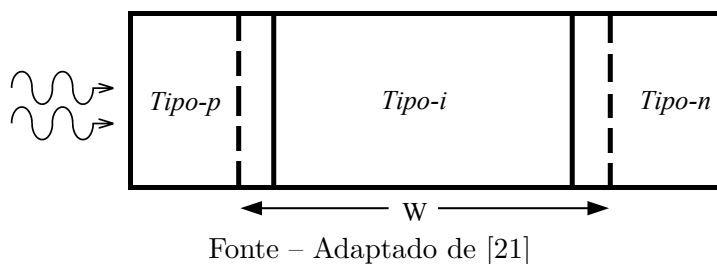


A fotocorrente contém uma componente de difusão originada pela absorção de luz incidente fora da região de depleção. A difusão é um processo lento, principal fator de limitação de banda no fotodetector PN. [21]

2.3.1.2 Fotodetectores PIN

Como solução à limitação de banda nos fotodetectores PN, os fotodetectores PIN se diferenciam pela inserção de uma faixa de material não dopado entre a junção, o que aumenta a região de depleção e suprime consideravelmente a corrente de difusão. A Figura 10 esquematiza este modelo.

Figura 10 – Estrutura do fotodiodo PIN



Nesses componentes, a largura W da região de depleção pode ser controlada a partir do nível de tensão reversa de polarização. Aumentando W , consegue-se um aumento

respectivo da responsividade devido ao aumento da eficiência quântica. No entanto, o tempo de resposta também aumenta [21].

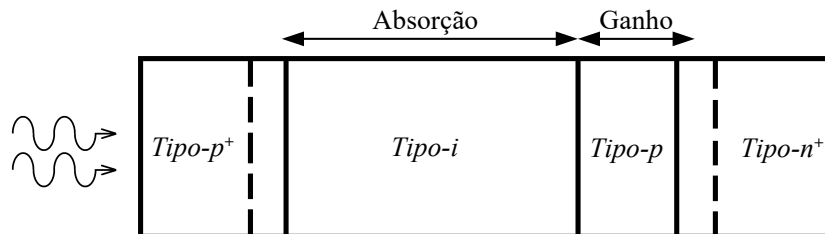
2.3.1.3 Fotodetectores Avalanche (APD)

Na realidade, o funcionamento dos fotodiodos dependem de um valor mínimo de fotocorrente correspondente à uma potência luminosa mínima ($P_{in,min} = I_P/R > 0$). Idealmente, $R = \infty$ e $P_{in,min} = 0$.

Os fotodiodos APD apresentam altos valores de responsividade e, conseqüentemente, baixos valores de $P_{in,min}$, operando até mesmo em casos de baixa potência luminosa incidente. Isso se deve à capacidade de amplificação interna da fotocorrente devido a um fenômeno denominado *ionização de impacto*. Em certas condições, um elétron primário, gerado a partir da absorção de um fóton, consegue adquirir energia suficiente para gerar outros pares elétron-lacuna que contribuirão para a corrente final.

A diferença estrutural dos fotodiodos APD em relação aos fotodiodos PIN consiste na adição de uma camada, denominada camada de multiplicação, onde os pares elétron-lacuna secundários são gerados pela ionização de impacto, como mostrado na Figura 11.

Figura 11 – Estrutura do fotodiodo APD



Fonte – Adaptado de [21]

Devido ao ganho de corrente, a responsividade dos fotodiodos APD é dada agora por [21]:

$$R_{APD} = \alpha R = M \frac{\eta q}{h\nu}, \quad (2.4)$$

sendo α denominado fator de multiplicação, que depende dos coeficientes de ionização de impacto que, por sua vez, dependem do material semiconductor e do campo elétrico responsável pela aceleração das cargas através do componente.

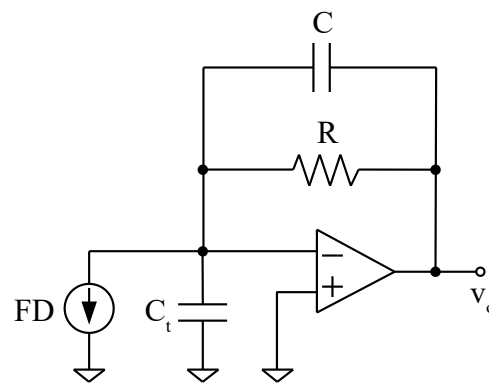
2.3.2 Transdutores

Transdutores têm por objetivo transformar sinais de uma grandeza para outra. No caso específico deste trabalho, um circuito transdutor com amplificador operacional foi

projetado para transformar o sinal de corrente proveniente do fotodetector em um sinal de tensão. Além disso, provê um ganho para o sinal, ao mesmo tempo que se comporta como um filtro passa-baixas, atenuando eventuais ruídos de alta frequência.

A Figura 12 esquematiza o estágio de entrada do circuito receptor, sendo o fotodetector representado pela fonte de corrente FD . C_t é a capacitância equivalente do fotodetector e do amplificador operacional. R e C formam a malha de realimentação com efeito passa-baixas.

Figura 12 – Estágio de entrada do circuito receptor



Fonte – Elaborado pelo autor

No domínio s , a função de transferência desse circuito pode ser escrita como:

$$Q_{tr}(s) = \frac{V_o}{I_{FD}} = \frac{R}{sRC + 1} \quad (2.5)$$

As equações 2.6 e 2.7 deixam explícito o comportamento do circuito no domínio da frequência, com um ganho em altas frequências tendendo a zero e um ganho em baixas frequências dado pelo valor do resistor R .

$$\lim_{s \rightarrow \infty} Q_{tr}(s) = 0 \quad (2.6)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} Q_{tr}(s) = R \quad (2.7)$$

2.3.3 Topologias de Filtros

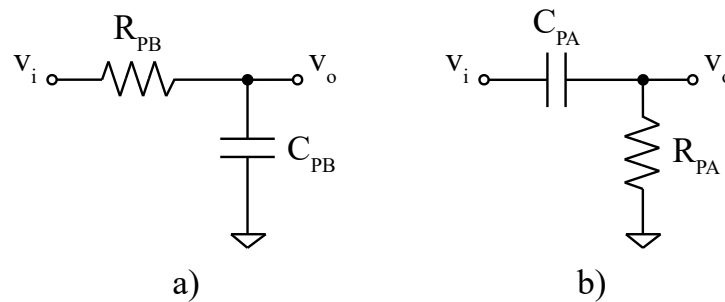
O terceiro elemento do circuito receptor (cf. Figura 7) é um filtro passa-faixa, responsável pela supressão de componentes de frequência indesejáveis no sinal recebido, como ruídos de alta frequência e nível CC. De forma geral, se tratando de circuitos lineares, é possível estudar e projetar um filtro passa-faixa como um cascadeamento de filtros passa-altas e passa-baixas [23].

2.3.3.1 Filtros Passivos RC

Uma das topologias mais simples de filtros passivos emprega um resistor e um capacitor para formar uma rede RC que funciona como filtro passa-baixas ou passa-altas, conforme a disposição dos dois elementos, tal como mostrado na Figura 13a (filtro passa-baixas) e na Figura 13b (filtro passa-altas).

A rede RC se comporta como um divisor de tensão cuja resistência do elemento capacitivo varia em função da frequência do sinal de entrada e pode ser expressa no domínio s como $X_C(s) = 1/sC$.

Figura 13 – Filtros RC de primeira ordem



Fonte – Elaborado pelo autor

Para esses circuitos, é possível escrever as seguintes funções de transferência:

$$H_{PB}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1/sC_{PB})}{(1/sC_{PB}) + R_{PB}} = \frac{1}{C_{PB}R_{PB}s + 1} \quad (2.8)$$

$$H_{PA}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{PA}}{(1/sC_{PA}) + R_{PA}} = \frac{1}{1 + 1/(C_{PA}R_{PA}s)} \quad (2.9)$$

O comportamento dos circuitos com o aumento da frequência se dá por:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} H_{PB}(s) = 0 \quad (2.10)$$

$$\lim_{s \rightarrow \infty} H_{PA}(s) = 1 \quad (2.11)$$

Por outro lado, conforme a frequência diminui, tem-se:

$$\lim_{s \rightarrow 0} H_{PB}(s) = 1 \quad (2.12)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} H_{PA}(s) = 0 \quad (2.13)$$

A frequência de corte para ambas as topologias é dada por:

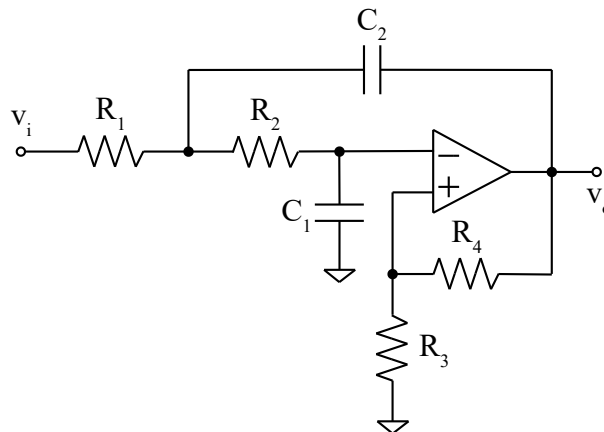
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.14)$$

2.3.3.2 Filtro Ativo Passa-Baixas

Os filtros ativos, além da filtragem, provêem um ganho ao sinal filtrado e o isolamento entre o sinal de entrada e o sinal de saída [23], o que é especialmente interessante quando se trabalha com cascadeamento de vários subcircuitos com funções distintas.

A figura 14 mostra um filtro ativo passa-baixas de segunda ordem da topologia Sallen-Key [24], caracterizada pela simplicidade de implementação e funcionamento, além de ser de baixo custo, empregando poucos componentes. Possui ainda alta resistência de entrada e baixa resistência de saída.

Figura 14 – Filtro Sallen-Key passa-baixas de segunda ordem



Fonte – Elaborado pelo autor

O circuito mostrado na Figura 14 possui um ganho linear provido pelos resistores R_3 e R_4 . A função de transferência pode ser expressa como:

$$G_{PB}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + s[C_1(R_1 + R_2) + R_1C_2(1 - K)] + 1}, \quad (2.15)$$

sendo K o ganho linear dado por:

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (2.16)$$

A frequência de corte será [25]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (2.17)$$

O fator de qualidade Q para essa topologia pode ser escrito como [25]:

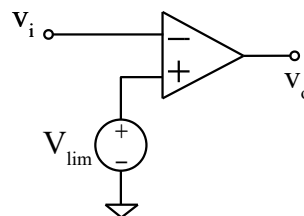
$$Q = \frac{1}{2\pi f_c \cdot [C_1(R_1 + R_2) + R_1C_2(1 - K)]} \quad (2.18)$$

No projeto, o fator de qualidade definirá o tipo do filtro [26]: Bessel ($Q = 0,5$), Butterworth ($Q = 0,707$) ou Chebyshev ($Q > 0,707$).

2.3.4 Comparadores

O sinal transmitido através do canal óptico sofre certa distorção devida tanto ao canal óptico quanto ao processamento analógico. Sendo assim, o estágio de saída do receptor deve prover a regeneração do sinal. Na sua topologia mais simples, como na Figura 15, o comparador (ou regenerador) é um circuito que emprega um amplificador operacional sem realimentação para se obter dois valores possíveis na saída (correspondentes aos níveis lógicos 1 e 0), dependendo da relação entre o nível do sinal de entrada e um nível CC prefixado. A amplitude máxima de saída corresponde à amplitude de saturação do componente.

Figura 15 – Circuito comparador



Fonte – Elaborado pelo autor

O circuito da Figura 15 trata-se de um comparador inversor, uma vez que o sinal de entrada está aplicado no terminal de entrada inversora. Nesse caso, a relação entre os sinais de entrada e saída no domínio temporal é dada pela Equação 2.19, onde V_{CC} é a tensão de saturação do amplificador.

$$v_o(t) = \begin{cases} V_{CC}, & \text{se } v_i(t) < V_{lim} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.19)$$

2.3.5 Tempo de Resposta do Circuito Receptor

O tempo de resposta do circuito dependerá da capacitância e da resistência equivalentes do fotodiodo e do circuito receptor, R_t e C_t . Segundo [22], a largura de banda desse circuito pode ser aproximada pelo comportamento de um circuito passa-baixas, como descrito na Equação 2.20.

$$B = \frac{1}{2\pi R_T C_T} = \frac{1}{2\pi\tau}, \quad (2.20)$$

sendo τ a constante de tempo do circuito.

Pela dificuldade prática em estimar os valores de R_T e C_T , [21] sugere que τ pode ser aproximado como na Equação 2.21.

$$\tau_e = \frac{T_{rise}}{2,2}, \quad (2.21)$$

sendo T_{rise} o tempo necessário para que, aplicando um degrau como sinal de entrada, a tensão de saída do circuito atinja 90% do seu valor máximo.

2.4 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos dos principais elementos de um sistema VLC, desde de técnicas de modulação até as topologias principais de circuitos para implementação do transmissor e do receptor.

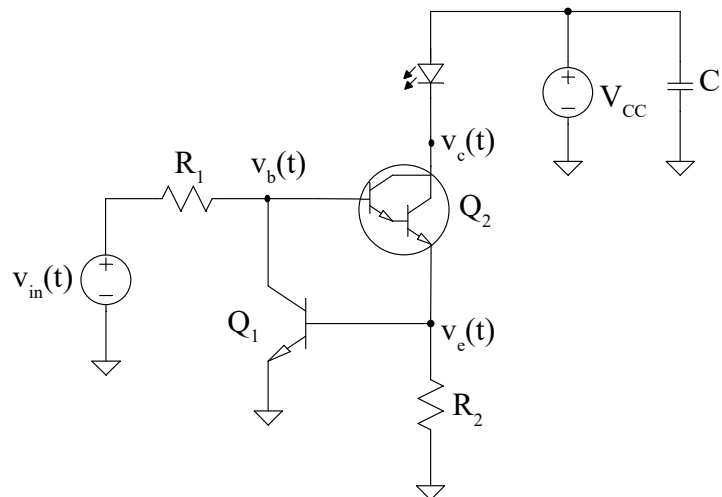
3 SISTEMA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL ALIMENTADO A PARTIR DE UM BARRAMENTO DE CORRENTE CONTÍNUA

Este capítulo aborda o desenvolvimento dos circuitos e algoritmos utilizados neste trabalho para transmissão e recepção de dados VLC, discutindo os resultados obtidos. A Seção 3.1 e a Seção 3.2 discutem o projeto e o comportamento dos circuitos transmissor e receptor, respectivamente. Na Seção 3.3 é analisada uma das principais fontes de erros na transmissão de dados utilizando zero-crossing para demodulação e é proposta uma nova metodologia de aplicação para a modulação OOK-M-FSK. A Seção 3.4 apresenta a experimentação do sistema desenvolvido, abordando os algoritmos de modulação, demodulação e controle de fluxo. A Seção 3.5 traz os resultados dos ensaios aos quais o sistema foi submetido em laboratório. Por fim, a Seção 3.6 apresenta uma aplicação prática com a transmissão de uma imagem via VLC.

3.1 TRANSMISSOR

A Figura 16 mostra o circuito do transmissor VLC. Consiste basicamente num transistor para controle da corrente nos LEDs, Q_1 , e num transistor de potência para chaveamento, Q_2 . O resistor R_1 deve ser ajustado para se obter um valor de corrente suficientemente alto no coletor do transistor Q_2 , ao mesmo tempo que estabelece uma dinâmica adequada para o controle de corrente. Já R_2 definirá o valor máximo da corrente nos LEDs. O sinal $v_{in}(t)$ é o sinal VLC proveniente do microcontrolador. Já V_{CC} é uma fonte de tensão contínua de 24V, correspondente ao barramento CC. Por fim, o capacitor C_1 é responsável por desacoplar componentes de alta frequência que possam fluir entre o transmissor e o barramento.

Figura 16 – Circuito transmissor



Para o transistor Q_2 , foi empregado o $TIP110$ [27], um modelo *darlington* NPN que fornece alto ganho de corrente (β) e opera com elevados níveis de tensão e corrente de coletor. Os valores máximos aos quais esse componente esteve submetido foi a tensão de barramento, de $24V$ (transistor em corte), e a corrente dos LEDs, de $200mA$ (transistor conduzindo).

Com Q_2 conduzindo, a tensão base-emissor do transistor Q_1 , onde foi empregado o modelo $BC547$ [28], é igual à tensão sobre o resistor R_2 , que por sua vez pode ser escrita tal como na Equação 3.1. Já a tensão base-emissor de Q_2 é dada pela Equação 3.2

$$v_{be,Q1}(t) = i_{LED}(t) \cdot R_2 \quad (3.1)$$

$$v_{be,Q2}(t) = v_b(t) - v_e(t) \quad (3.2)$$

Pela dinâmica do circuito, conforme $i_{LED}(t)$ aumenta, $v_{be,Q1}(t)$ também aumenta até atingir o valor máximo da junção, aproximadamente $0,6V$, levando o transistor Q_1 a conduzir na região ativa. Isso provoca um aumento da corrente de entrada do circuito, dada pela soma da corrente de base de Q_2 com a corrente de coletor de Q_1 . Esse aumento da corrente de entrada, por sua vez, provoca a redução de $v_b(t)$ devido à queda de tensão em R_1 , tal como mostra a Equação 3.3

$$v_b(t) = v_{in}(t) - R_1(i_{c,Q1}(t) + i_{b,Q2}(t)) \quad (3.3)$$

Pela Equação 3.2, a redução de $v_b(t)$ implica na redução de $v_{be,Q2}(t)$, provocando uma diminuição da corrente de coletor do transistor Q_2 . Desta forma, a corrente nos LEDs ficará limitada a um valor máximo dado pela Equação 3.4.

$$I_{LED,max} = \frac{V_{be,Q}}{R_2}, \quad (3.4)$$

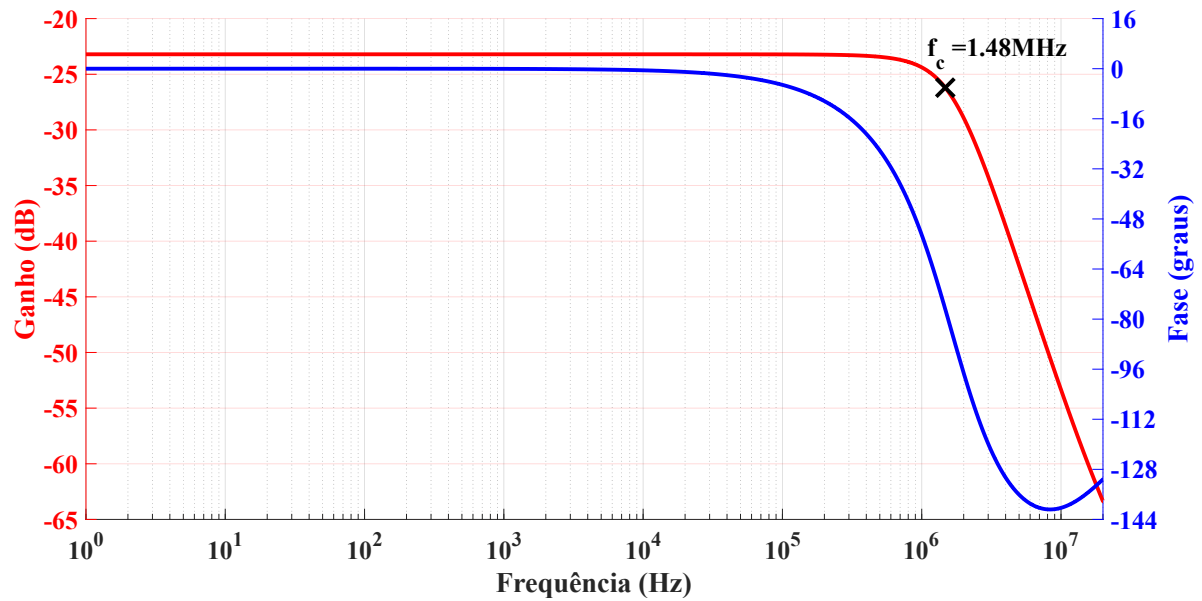
sendo $V_{be,Q2}$ o valor máximo de $v_{be,Q2}(t)$.

Para se determinar o valor do resistor de base R_1 , considera-se que, para $v_{in}(t) > 0$, a corrente que flui através dele seja maior do que a corrente de coletor do transistor Q_1 . Isso garante que a ação de controle da corrente seja efetiva, com um valor de corrente não nulo na base de Q_2 . Nessas condições, considerando a situação limítrofe com Q_1 em corte, pode-se escrever a equação de laço tal como na Equação 3.5.

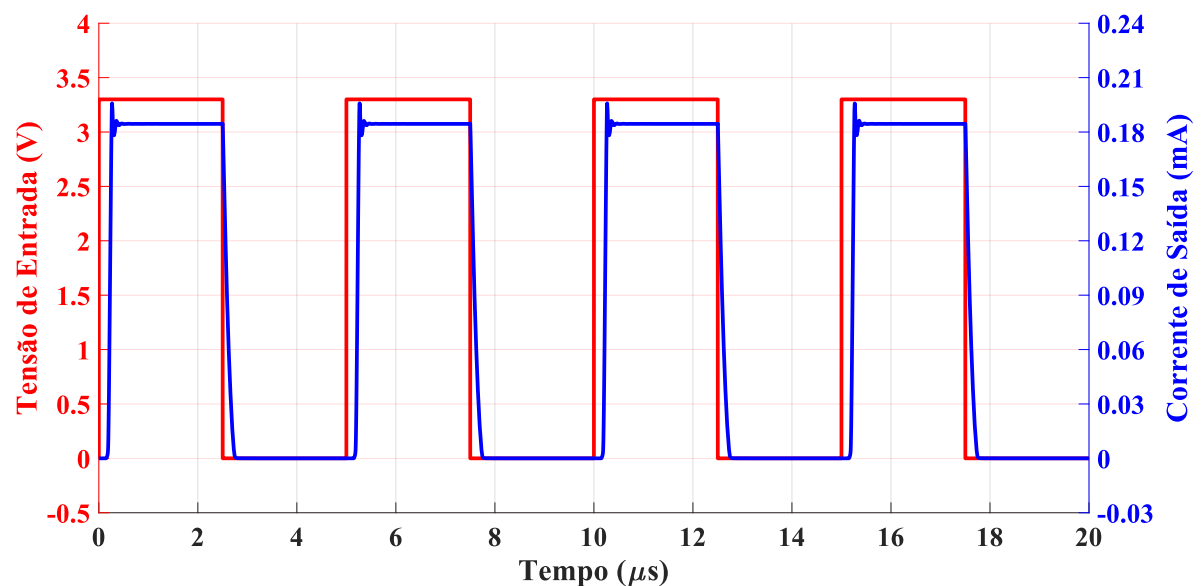
$$R_1 < \frac{V_{in,max} - v_{be,Q1} - v_{be,Q2}}{i_{b,Q2}} \quad (3.5)$$

Devido às capacitâncias parasitas e algumas não linearidades dos componentes utilizados, é interessante estudar também a resposta em frequência do transmissor. A Figura 17 traz o diagrama de Bode do circuito tendo como parâmetro de saída a corrente dos LEDs, com $R_1 = 3,3k\Omega$ e $R_2 = 3,3\Omega$. A frequência de corte foi considerada suficiente.

Figura 17 – Diagrama de Bode do circuito transmissor



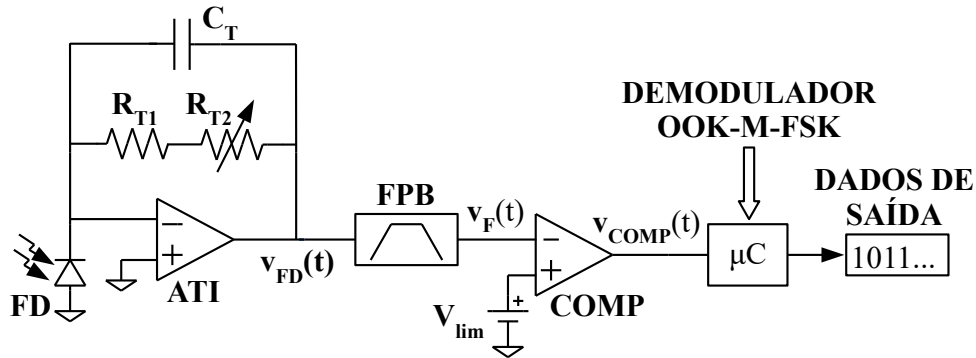
A Figura 18 mostra as formas de onda de entrada e saída do circuito transmissor no domínio do tempo. Uma onda quadrada com 200kHz foi utilizada como sinal de entrada, cujo nível máximo de $3,3\text{V}$ corresponde ao nível lógico alto do microcontrolador. É notável a ocorrência de uma ondulação na corrente de saída sempre que o transistor Q_2 entra em condução, o que se torna um problema conforme a frequência aumenta. Esse efeito se deve às características de resposta do circuito com realimentação para o controle de corrente e pode ser minimizado através do ajuste de R_1 .

Figura 18 – Sinais de entrada e saída do transmissor no domínio do tempo (teste em 200kHz)

3.2 RECEPTOR

A Figura 19 mostra o circuito simplificado do receptor, definindo alguns sinais de interesse: $v_{fd}(t)$, $v_F(t)$ e $v_{COMP}(t)$. O fotodetector utilizado é o $PD333 - 3C/H0/L2$ [29], do tipo PIN, que opera bem numa larga faixa de comprimentos de onda e com sinais elétricos de alta frequência, suficientes para esta aplicação.

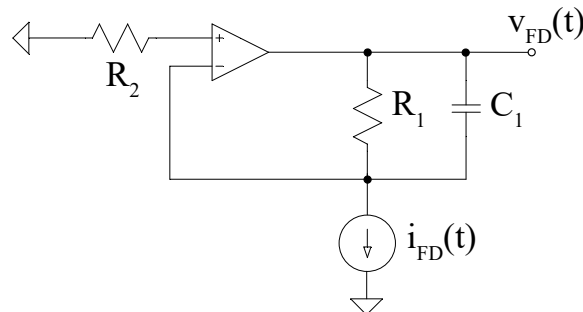
Figura 19 – Esquematização do circuito receptor



Fonte – Elaborado pelo autor

A Figura 20 mostra o estágio de entrada do receptor, que é um circuito transdutor, onde a fonte de corrente $i_{FD}(t)$ representa o sinal de corrente proveniente do fotodetector. O amplificador operacional (ATI, cf. Figura 19) é o $OPA2380$ [30] que possui excelentes características de resposta em frequência para os propósitos deste trabalho, com uma banda de $90MHz$ de ganho unitário, $slew\ rate$ de $80V/\mu s$ e tensão de alimentação na faixa de $2,7V$ a $5,5V$. A alimentação CC foi proveniente da placa do microcontrolador, sendo de $5V$.

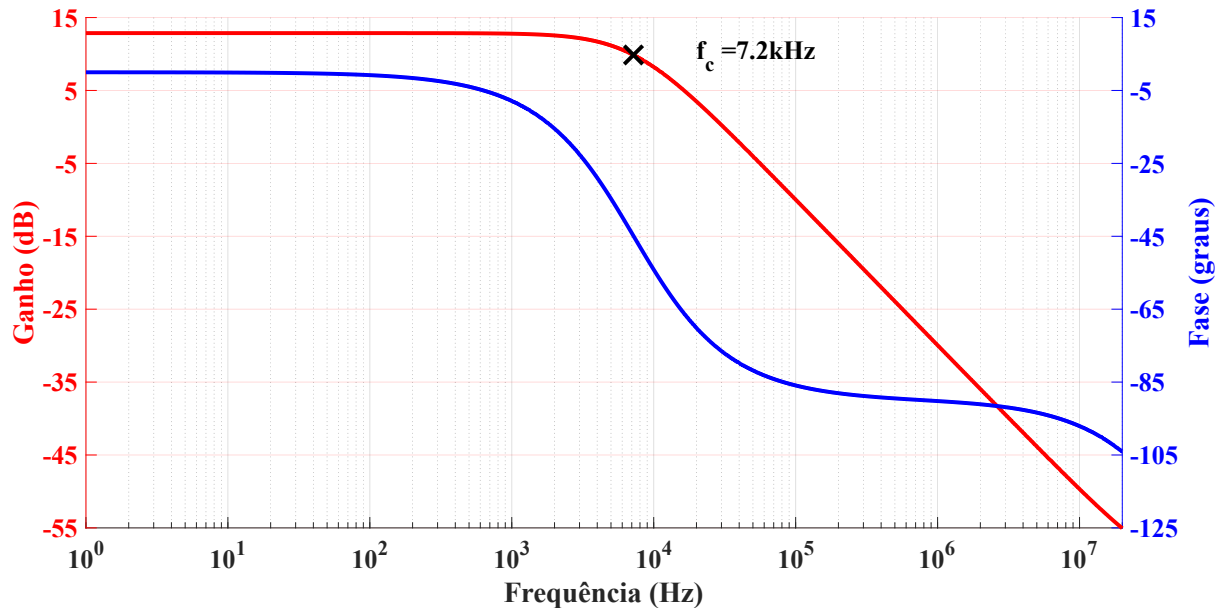
Figura 20 – Circuito final do transdutor



Um dos primeiros problemas encontrados nos testes práticos foi uma forte distorção do sinal de entrada após o transdutor. Investigando esse fenômeno, foi notado que o capacitor C_1 , com $100pF$, estava limitando a banda do circuito de forma inadequada para o tipo de sinal esperado. A Figura 21 mostra o diagrama de Bode do transdutor

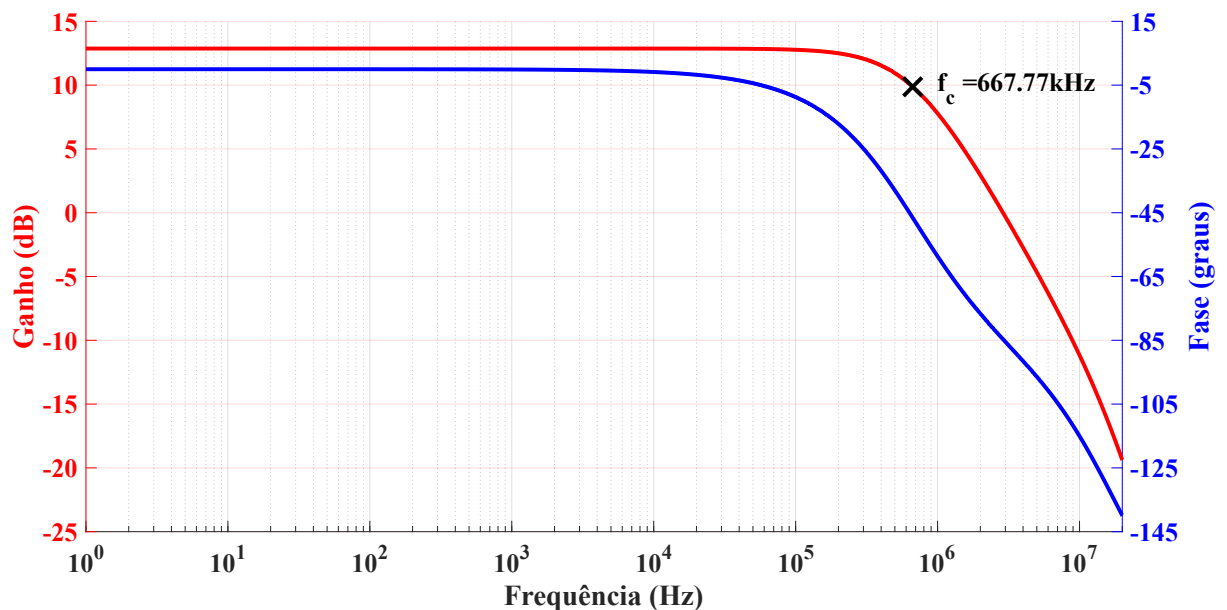
nessa situação. Sendo a faixa de frequências utilizadas em torno de $100kHz$ a $250kHz$, percebe-se que a frequência de corte é muito baixa.

Figura 21 – Diagrama de Bode da saída do circuito transdutor com $C_1 = 100pF$



O valor de C_1 foi alterado para $1pF$, o que produziu bons resultados. Como mostrado na Figura 22, a largura de banda foi expandida, abrangendo o espectro de interesse para uma onda quadrada de $200kHz$. Um valor ótimo para C_1 poderá ainda ser determinado em trabalhos futuros.

Figura 22 – Diagrama de Bode da saída do circuito transdutor com $C_1 = 1pF$



O filtro passa-faixa (FPB, cf. Figura 19) é constituído por um filtro passa-altas RC em cascata com um filtro passa-baixas Sallen-Key. O primeiro deles está mostrado na Figura 23, e seu diagrama de Bode apresentado na Figura 24. Percebe-se a frequência em torno de $22,62kHz$, o suficiente para eliminar sinais indesejáveis de baixa frequência, provenientes, por exemplo, da iluminação ambiente.

Figura 23 – Circuito do filtro passa-altas para análise em frequência

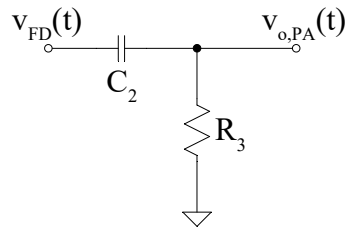
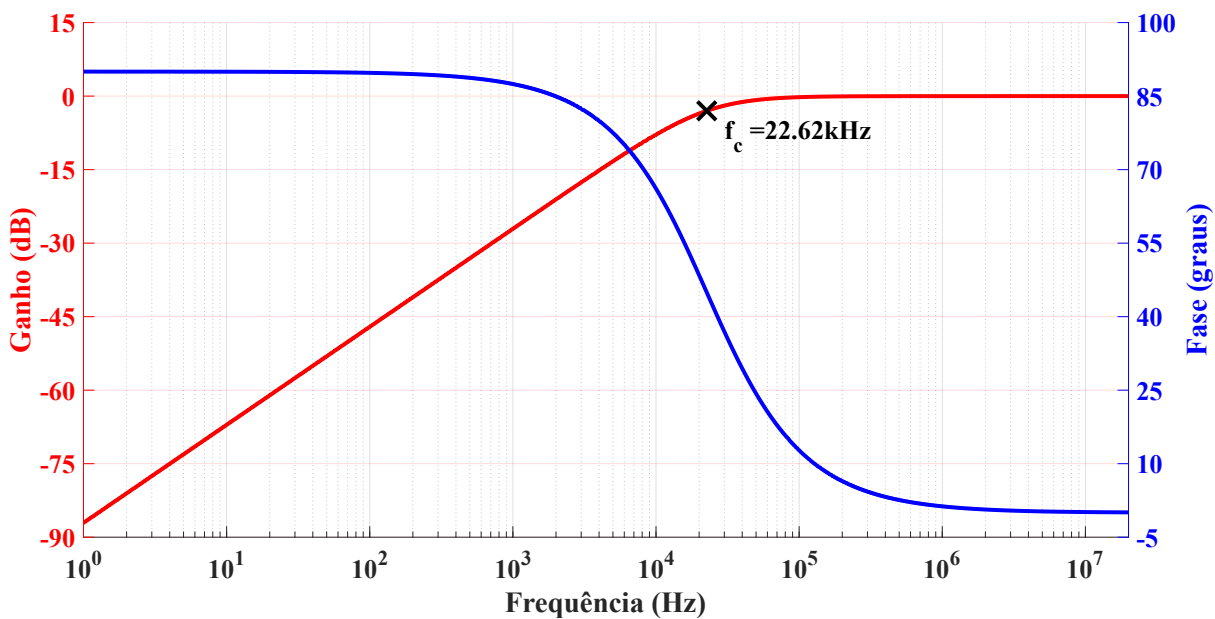
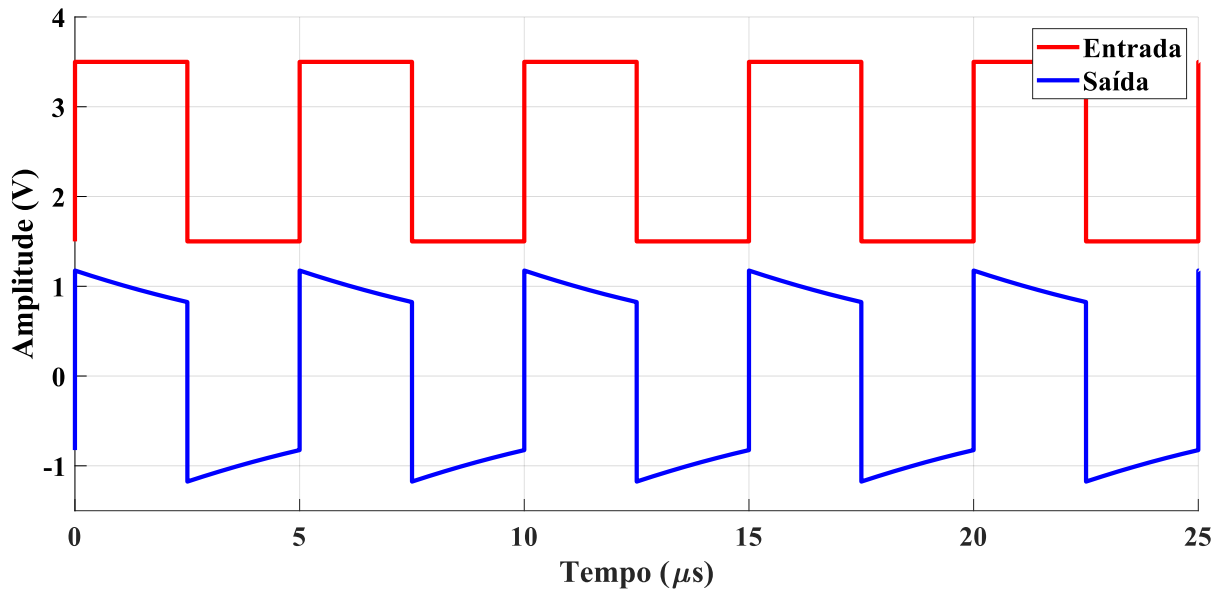


Figura 24 – Diagrama de Bode do filtro passa-altas



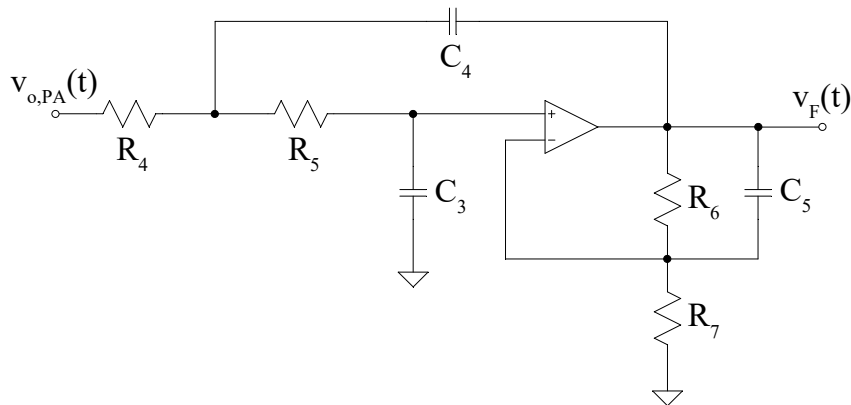
A Figura 25 mostra os sinais de entrada e saída do filtro passa-altas no domínio do tempo. Percebe-se que a componente CC foi suprimida, reduzindo a amplitude positiva do sinal pela metade. Posteriormente, a parte negativa do sinal de saída será cortada devido à alimentação assimétrica positiva dos amplificadores dos próximos estágios. Sendo assim, seria interessante que, além de filtrado, o sinal fosse multiplicado por um ganho linear de pelo menos 2. Isso será feito posteriormente no filtro passa-baixas Sallen-Key.

Figura 25 – Sinais de entrada e saída do filtro passa-altas no domínio do tempo (teste em $200kHz$)



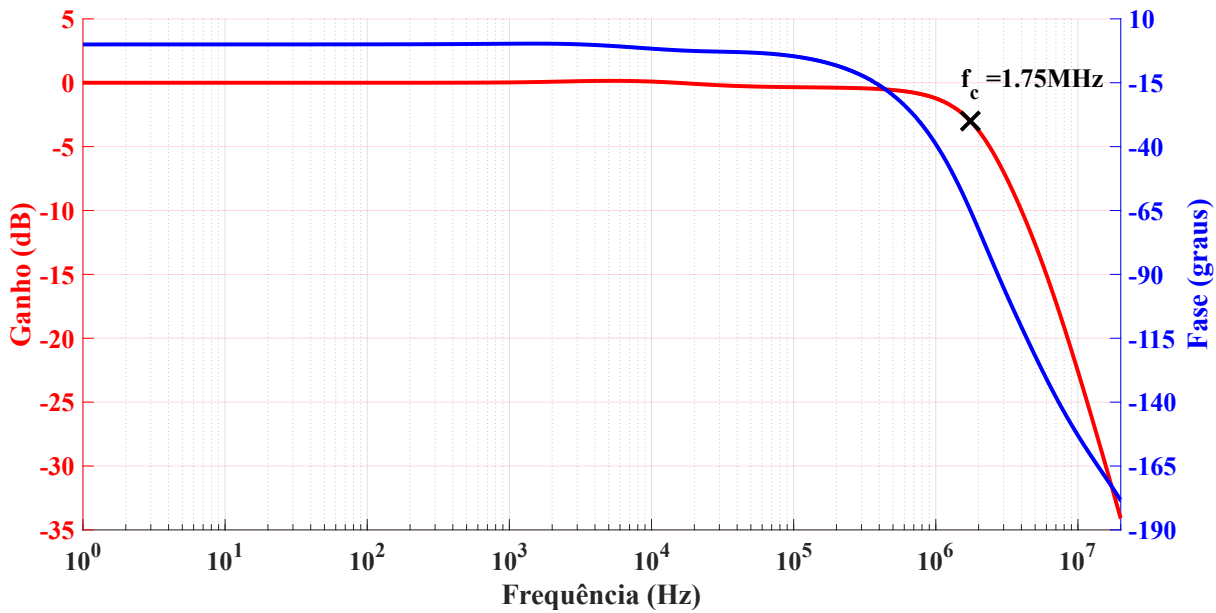
A figura 26 mostra o circuito final do filtro passa-baixas da topologia Sallen-Key.

Figura 26 – Circuito final do filtro passa-baixas para análise em frequência



O projeto foi desenvolvido com ganho unitário ($K = 1$) e frequência de corte em torno de $4,5MHz$. Essa frequência foi escolhida empiricamente pois, na realidade, o circuito apresentava o corte em frequências mais baixas do que a de projeto.

A figura 27 mostra o diagrama de bode do circuito passa-baixas com ganho unitário. Pela metodologia utilizada para se obter tal diagrama, foi necessário alimentar o amplificador com uma fonte simétrica para se conseguir um resultado consistente.

Figura 27 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas com ganho *unitário*

Para se chegar a essa largura de banda ($1,75\text{MHz}$, próximo a 2MHz), foi considerado suficiente trabalhar com as três principais componentes da onda quadrada, nas frequências f , $3f$ e $5f$, sendo f a frequência fundamental do sinal. Portanto, para $f = 200\text{kHz}$, as principais harmônicas estarão em 600kHz e 1MHz .

O filtro apresenta fator de qualidade $Q = 0,75$ e a equação 3.6 traz sua função de transferência no domínio s . No entanto, essas informações são referentes ao *projeto*.

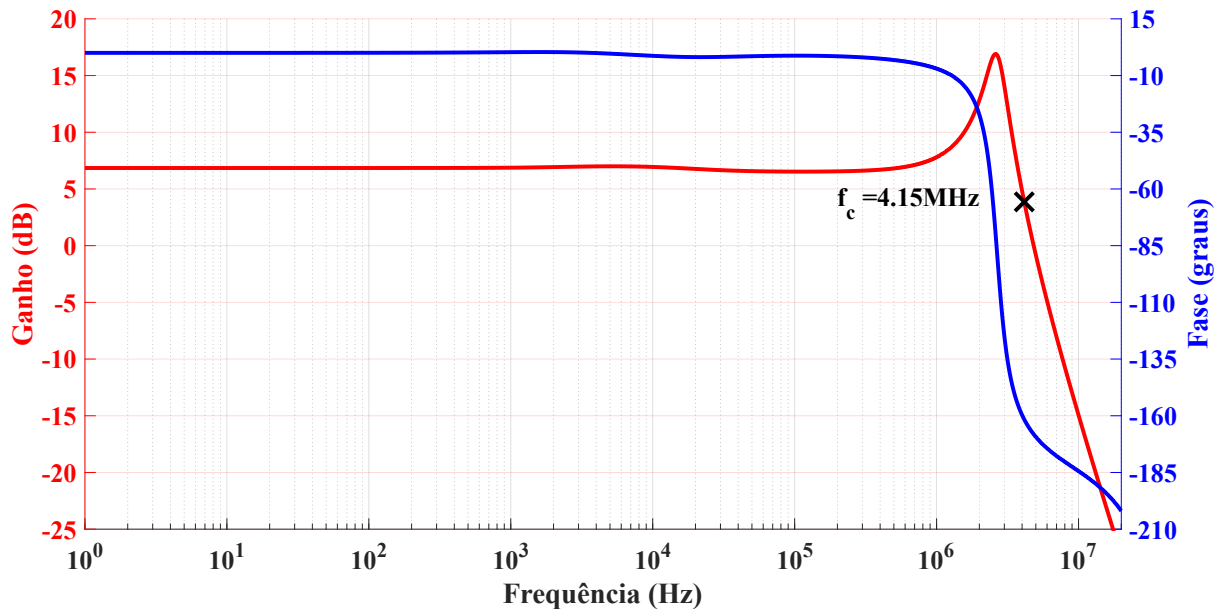
$$G_{PB}(s) = \frac{8,0178316576065 \cdot 10^{14}}{s^2 + 37836147,592245s + 8,0178316576065 \cdot 10^{14}} \quad (3.6)$$

Na malha de realimentação negativa foram acrescentados dois resistores para prover um ganho maior do que 1. O ganho apresentou forte influência sobre a resposta em frequência, com o aumento da largura de banda e o surgimento de um pico em altas frequências, como mostrado na Figura 28. O ganho foi ajustado para $[1 + (1,2k/1k)] = 2,2$.

Era de se supor que um capacitor em paralelo ao resistor do ramo de realimentação negativa tivesse o efeito de atenuar esse pico, uma vez que sua reatância diminui com o aumento da frequência ($X_C = 1/(sC)$), diminuindo a impedância do ramo e, conseqüentemente, o ganho, que agora pode ser expresso como:

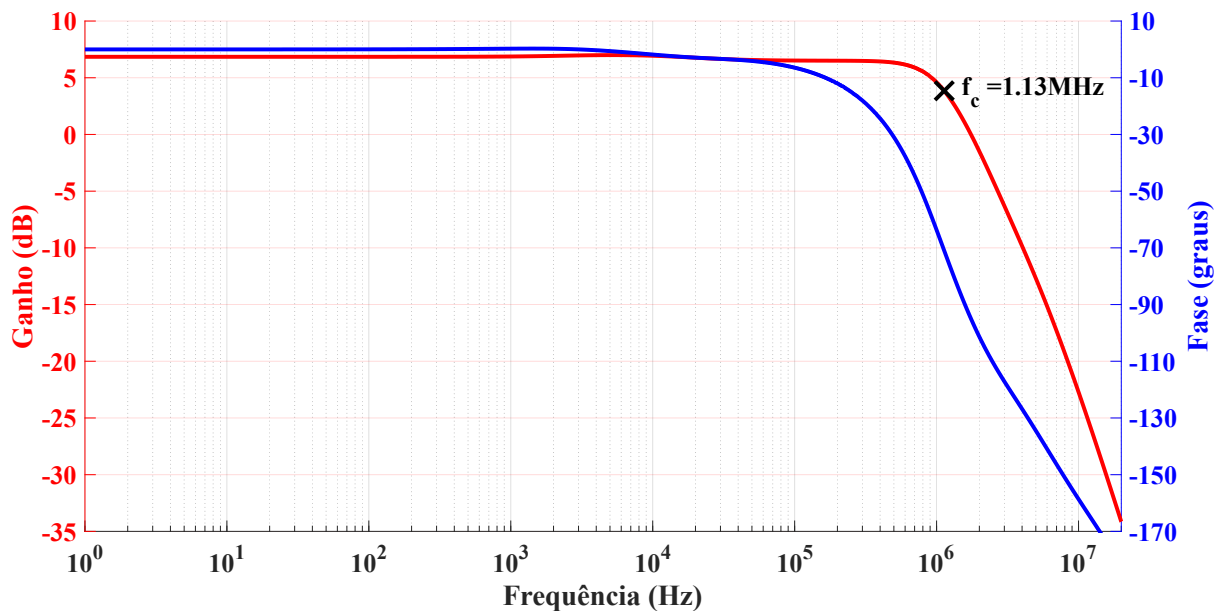
$$K = 1 + \frac{R_1 || X_{C5}}{R_2} \quad (3.7)$$

Figura 28 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas com ganho $K = 2,2$



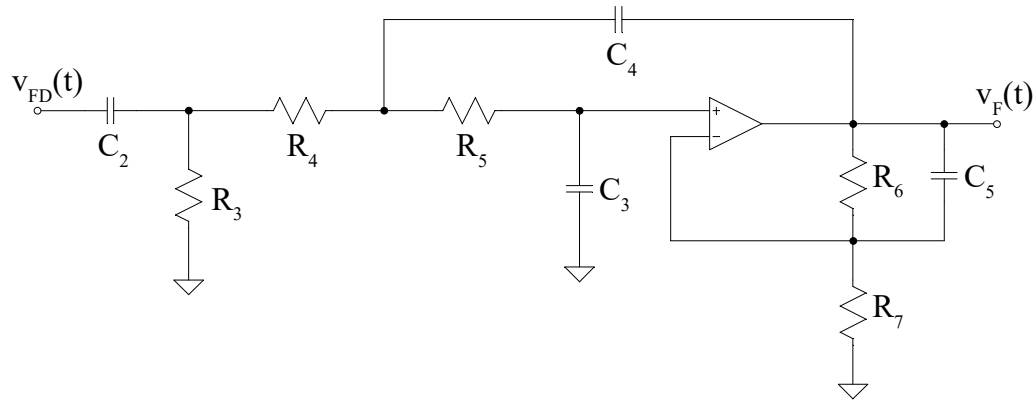
Com algumas tentativas para o valor ótimo de C_5 , foi obtida a resposta em frequência apresentada na Figura 29. Observa-se a eliminação do pico, uma diminuição aceitável da largura de banda e um ganho de $6,84\text{dB}$ na banda passante.

Figura 29 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas com ganho de $K = 2,2$ e pico na resposta suprimido pelo capacitor C_5



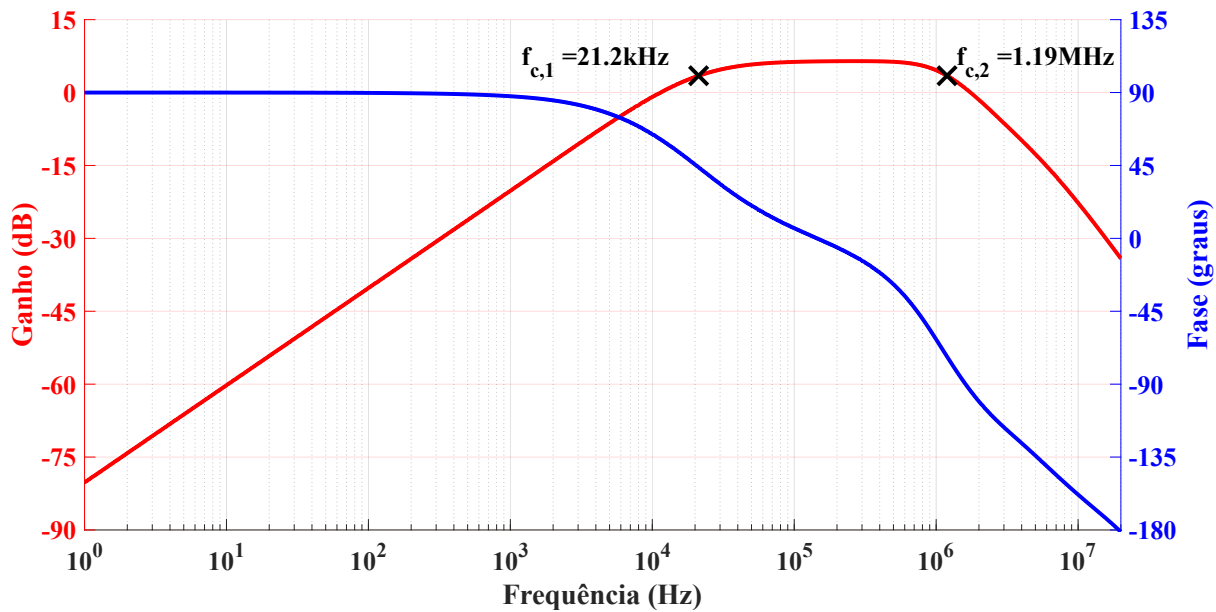
Pelas propriedades do diagrama de Bode em dB, as curvas dos filtros apresentados até aqui são somadas para se obter a curva de saída resultante dos filtros em cascata. O circuito completo do filtro passa-faixa está mostrado na figura 30.

Figura 30 – Circuito do filtro passa-faixa completo



A figura 31 mostra o diagrama de bode do filtro. Novamente, o amplificador foi alimentado com uma fonte simétrica para se obter um resultado consistente.

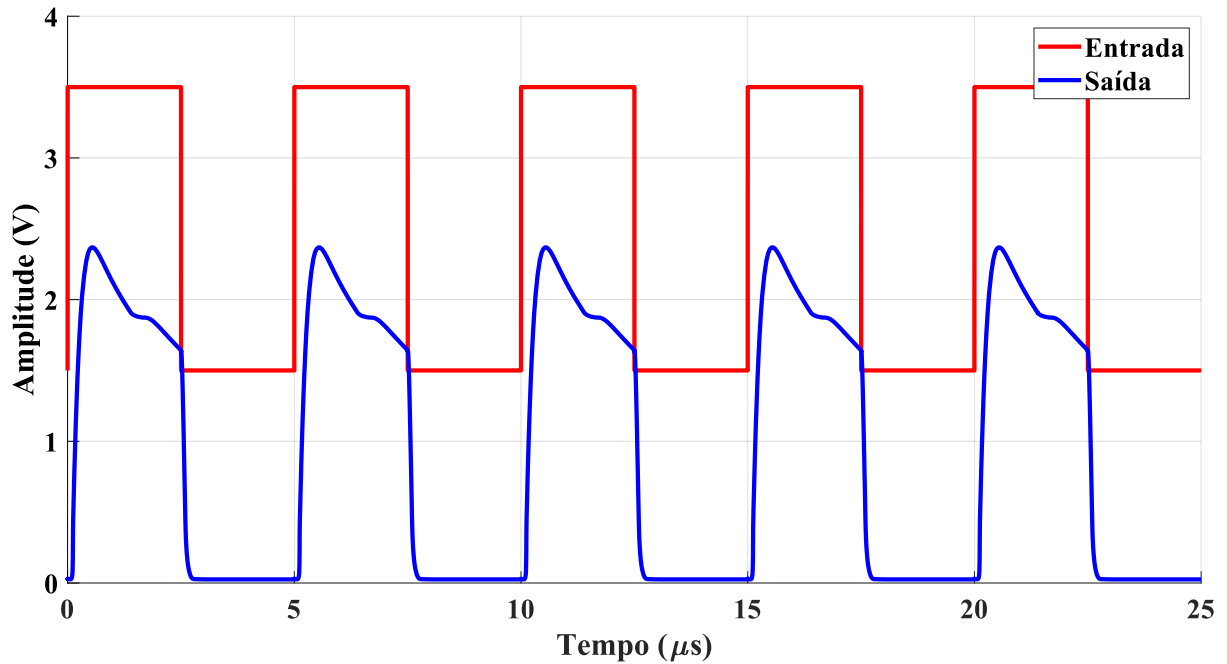
Figura 31 – Diagrama de Bode do filtro passa-faixa



Os sinais de entrada e saída no domínio do tempo são mostrados na Figura 32. Percebe-se que a parte negativa do sinal foi cortada devido à alimentação assimétrica do operacional. Contudo, devido ao ganho no filtro passa-baixas, o sinal original não foi atenuado de forma significativa.

Para a regeneração do sinal, foi utilizado o comparador *LM311* [31], que pode ser alimentado com tensão CC na faixa de 3V a 36V e possui tempo de resposta de 200ns. É importante notar que, conforme a Equação 2.19, o sinal de saída do comparador será o inverso do sinal enviado.

Figura 32 – Sinais de entrada e saída do filtro passa-faixa no domínio do tempo



3.3 PROPOSTA DE NOVA METODOLOGIA PARA A TÉCNICA DE MODULAÇÃO OOK-M-FSK

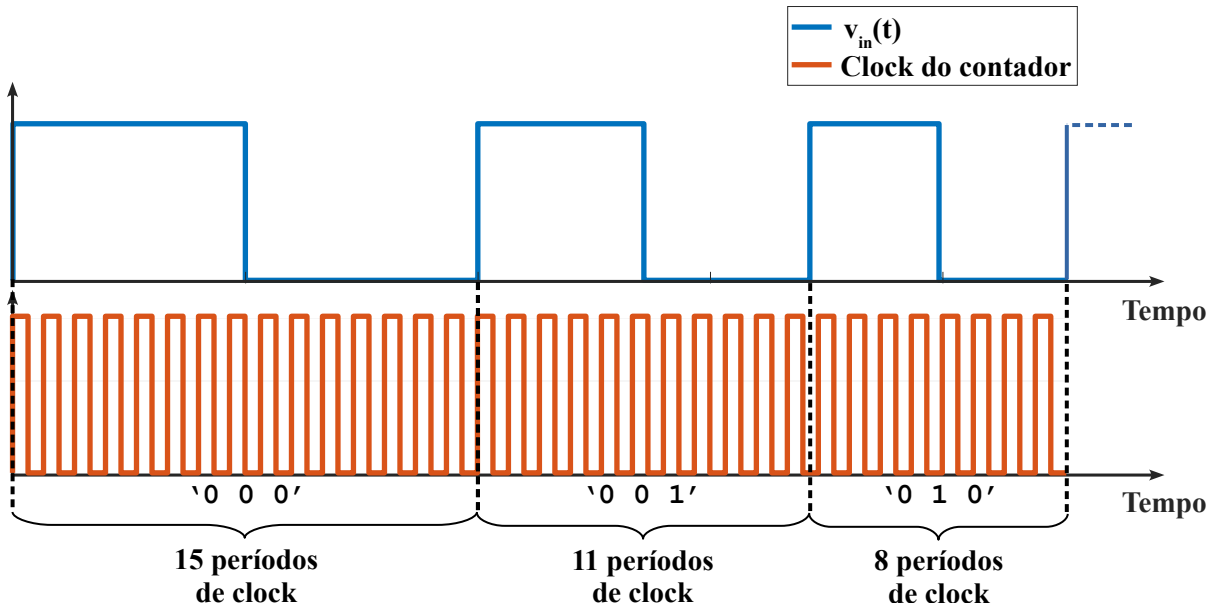
Após ser implementado na prática, o sistema foi submetido a diversos ensaios afim de analisar seu comportamento e sua eficiência sobre diversas condições de ângulo e distância entre a fonte luminosa e o receptor.

Foi notado que a taxa de erro de bits (*Bit Error Rate*, BER) crescia de forma acentuada com o decaimento da potência do sinal luminoso, o que era esperado, e com o aumento do índice de modulação M . O aumento de M elevava a BER mesmo em boas condições de potência e grande intervalo de frequência entre as mensagens, o que era injustificável até então e impunha um drástico limite à taxa de transmissão.

Ao estudar esse fato, foram encontrados certos padrões específicos nos erros que levaram a descartar possibilidades de fenômenos aleatórios e erros nos algoritmos. Foi realizada então uma análise conceitual e matemática da técnica de modulação, que está apresentada nesta seção.

O algoritmo de demodulação do sinal VLC por detecção de bordas utiliza um contador funcionando a uma frequência f_s para contagem do intervalo entre duas bordas de subida consecutivas. Esse intervalo é dado em *número de clocks*, tal como exemplificado na Figura 33, sendo $v_{in}(t)$ o sinal VLC.

Figura 33 – Relação entre o sinal VLC e o clock do microcontrolador



Na demodulação, após se obter o período em clocks de um ciclo do sinal, a frequência nesse ciclo pode ser determinada conforme a Equação 3.8.

$$T_t = \frac{T_{clk}}{f_s} \Rightarrow f = \frac{1}{T_t}, \quad (3.8)$$

onde T_t é o período em segundos, T_{clk} é o período em clocks e f é a frequência em Hertz.

Portanto, no microcontrolador, cada uma das M mensagens da modulação OOK-M-FSK é caracterizada pelo número de clocks correspondente à sua frequência, tal como na Equação 3.9.

$$T_{clk}[k] = \frac{f_s}{f[k]}, \quad (3.9)$$

sendo $k = 0, 1, \dots, M - 1$ definido como o índice da mensagem e f_s a frequência do contador.

A Tabela 2 traz um exemplo desses conceitos para a modulação OOK-4-FSK na qual cada mensagem é caracterizada por uma frequência distinta e, conseqüentemente, por um período distinto dado em número de clocks. Foi considerado um intervalo de $3kHz$ entre cada mensagem e uma frequência de clock de $80MHz$.

Tabela 2 – Exemplo de modulação
OOK-4-FSK

| k | $m_{(10)}[k]$ | $m_{(2)}[k]$ | $f[k]$ | $T_{clk}[k]$ |
|-----|---------------|--------------|--------|--------------|
| 0 | 0 | 00 | 100kHz | 800 clocks |
| 1 | 1 | 01 | 103kHz | 777 clocks |
| 2 | 2 | 10 | 106kHz | 755 clocks |
| 3 | 3 | 11 | 109kHz | 734 clocks |

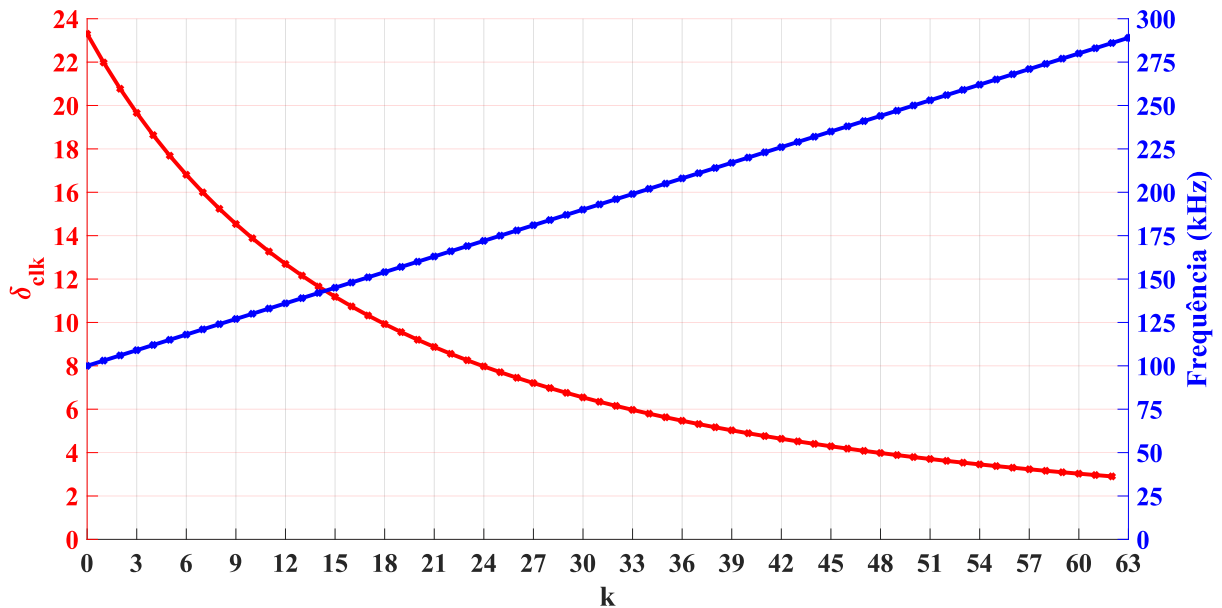
Um novo parâmetro, δ_{clk} , pode ser definido como a *diferença entre o período em clocks de duas mensagens consecutivas*, tal como na Equação 3.10.

$$\delta_{clk}[j] = T_{clk}[j] - T_{clk}[j + 1] \quad j = 0, 1, \dots, M - 2 \quad (3.10)$$

A interpretação desse conceito é que quanto maior for $\delta_{clk}[k]$, mais facilmente o microcontrolador conseguirá distinguir as mensagens k e $k + 1$. Se δ_{clk} for demasiado pequeno, é possível que o microcontrolador interprete a mensagem k como sendo a mensagem $k + 1$, ou vice-versa.

A Figura 34 mostra o comportamento de $\delta_{clk}[k]$ e de $f[k]$ para a modulação OOK-64-FSK, com uma frequência inicial de $100kHz$ e uma frequência de intervalo de $3kHz$ entre cada mensagem. Percebe-se que, mantendo a frequência de intervalo fixa, o $\delta_{clk}[k]$ diminui exponencialmente, atingindo valores demasiadamente baixos.

Figura 34 – Comportamento de $\delta_{clk}[k]$ e $f[k]$ em função de k para Δf constante

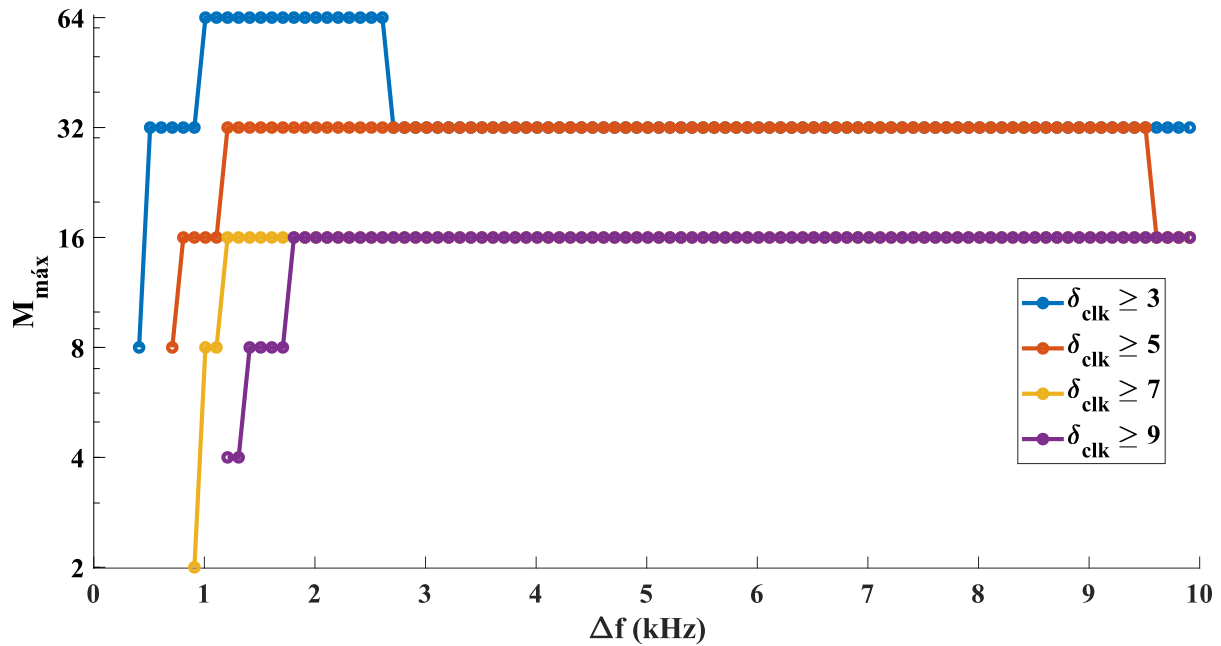


Na prática, erros foram percebidos já para $\delta_{clk}[k] < 9$. Um limite mínimo para esse parâmetro, no entanto, dependerá das condições do sinal recebido, bem como da velocidade

do algoritmo demodulador. Neste trabalho, tal limite foi definido empiricamente.

Afim de estudar os maiores índices de modulação possíveis para diversos valores de frequência de intervalo dado um limite mínimo para $\delta_{clk}[k]$, traçou-se o gráfico apresentado na Figura 35, com uma frequência inicial $f[0] = 100kHz$. Percebe-se, por exemplo, que para $\delta_{clk}[k] \geq 9$, é possível trabalhar com índice de modulação máximo igual a 16 para Δf acima de aproximadamente $2kHz$.

Figura 35 – Valores máximos de M em função da frequência de intervalo Δf para $\delta_{clk}[k]$ constante



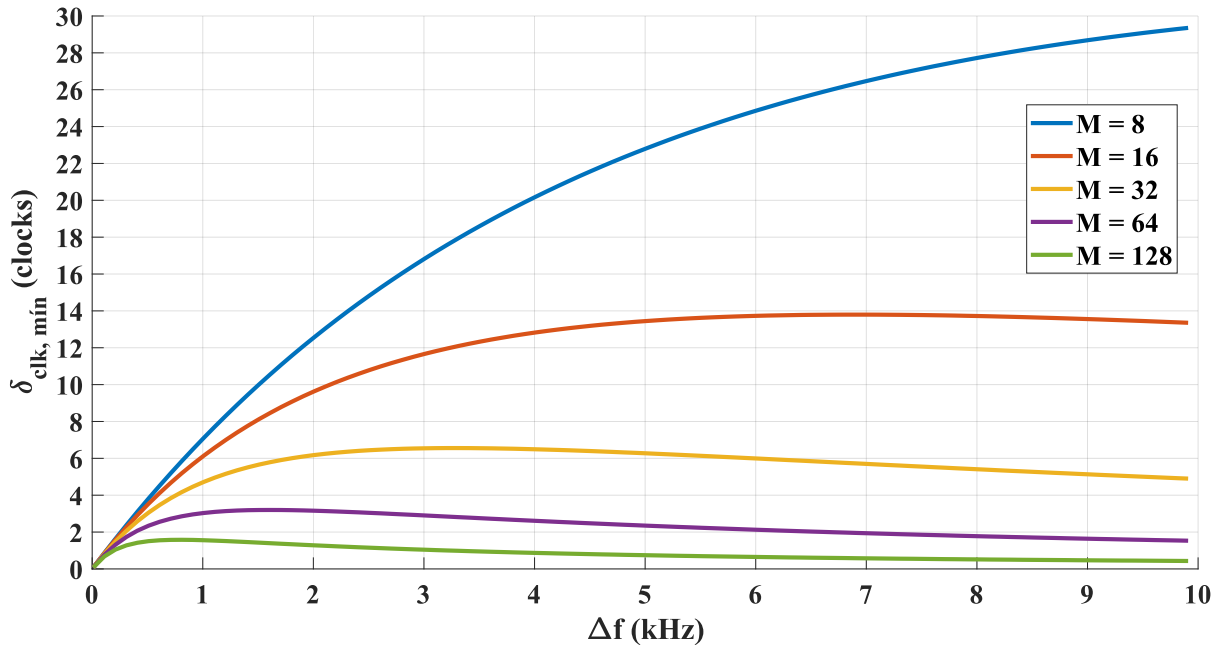
Mostrou-se também que aumentar a frequência de intervalo não garante um melhor funcionamento do sistema, como fica claro, por exemplo, pela curva de $\delta_{clk}[k] \geq 3$, onde o sistema funciona com $M = 64$ apenas para um intervalo limitado de Δf . Mais ainda, no sentido de garantir o maior índice de modulação possível, é equivalente trabalhar, por exemplo, com $\Delta f = 9kHz$ ou $\Delta f = 3kHz$, o que permite ao projetista otimizar a banda de transmissão, definida na Equação 3.11.

$$B = f[M - 1] - f[0] = (M - 1)\Delta f \quad (3.11)$$

De forma alternativa, a Figura 36 mostra os valores mínimos de $\delta_{clk}[k]$ para diversos índices de modulação M , frequências de intervalo Δf e considerando uma frequência inicial $f[0] = 100kHz$. Percebe-se, por exemplo, que para $M = 128$ haverão mensagens indistinguíveis, uma vez que possuem menos de 1 clock de diferença em praticamente toda a faixa de Δf .

À vista dessas observações, é proposta uma nova metodologia de aplicação da modulação OOK-M-FSK, baseada não mais num intervalo de frequência constante, mas

Figura 36 – Valores mínimos de $\delta_{clk,min}$ em função da frequência de intervalo Δf para diversos índices de modulação M



sim em um $\delta_{clk}[k]$ constante. Portanto, o período em número de clocks que caracteriza cada mensagem passa a ser definido pela Equação 3.12, e sua frequência, em Hertz, é dada pela Equação 3.13 (utilizando a Equação 3.9).

$$P_{clk}[k] = \frac{f_s}{f[0]} - m_{(10)}[k] \cdot \delta_{clk} \quad (3.12)$$

$$f[k] = \frac{f[0] \cdot f_s}{f_s - m_{(10)}[k] \cdot \delta_{clk} \cdot f[0]} \quad (3.13)$$

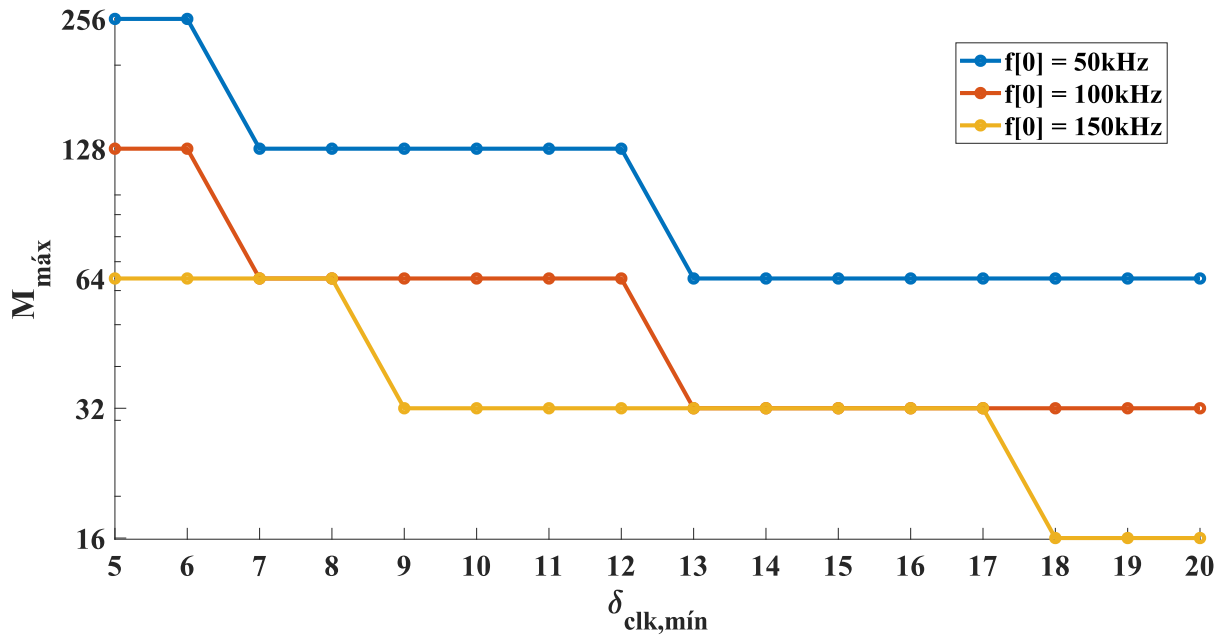
Para $k \leq M - 1$, a frequência máxima pode ser escrita como:

$$f_{max} = f[M - 1] = \frac{f_s}{(f_s/f[0]) - (M - 1) \cdot \delta_{clk}}, \quad (3.14)$$

Para satisfazer essa equação, é necessário que M seja limitado da seguinte forma:

$$M < \frac{f_s}{f[0] \cdot \delta_{clk}} + 1 \quad (3.15)$$

Com o mesmo objetivo da Figura 35, a partir da Equação 3.15 é possível traçar as curvas da Figura 37, que trazem os valores máximos possíveis do índice de modulação M em função de δ_{clk} constante para vários valores de frequência inicial. Percebe-se, por exemplo, que para $\delta_{clk} = 10$, consegue-se um índice de modulação de até 128 para uma frequência inicial de $50kHz$. É necessário, no entanto, estudar em qual caso se obtém a maior taxa de transferência, que nem sempre corresponde ao maior índice de modulação.

Figura 37 – Valores máximos de M em função de $\delta_{clk,min}$ para $f[0] = 100kHz$ 

A Tabela 3 traz o mesmo exemplo apresentado na Tabela 2, mas agora utilizando o conceito de δ_{clk} constante.

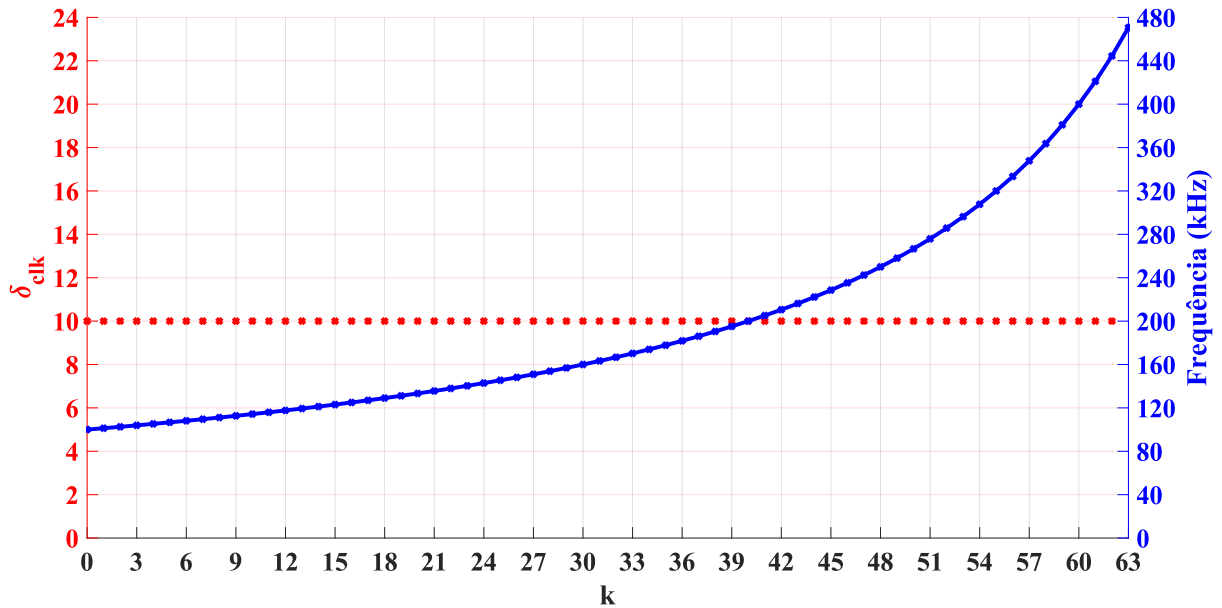
Tabela 3 – Exemplo de modulação OOK-4-FSK

| k | $m_{(10)}[k]$ | $m_{(2)}[k]$ | $f[k]$ | $P_{clk}[k]$ |
|-----|---------------|--------------|-----------|--------------|
| 0 | 0 | 00 | 100,00kHz | 800 |
| 1 | 1 | 01 | 101,26kHz | 790 |
| 2 | 2 | 10 | 102,56kHz | 780 |
| 3 | 3 | 11 | 103,90kHz | 770 |

A Figura 38 traz as curvas de $f[k]$ e $\delta_{clk}[k]$. Em comparação com a Figura 34, percebe-se que agora a escolha das frequências utilizadas segue um padrão exponencial, o que será um novo limitante do sistema. No entanto, $\delta_{clk}[k]$ permanece constante para todas as mensagens, garantindo que o microcontrolador distinguirá corretamente cada uma, desde que seja escolhido o valor adequado para esse parâmetro. Em certas condições, tal como na Tabela 3, a largura de banda utilizada será bem menor em comparação com a abordagem utilizando frequência de intervalo constante.

3.3.1 Algoritmos de Modulação e Demodulação

A equação 3.12 sugere uma forma direta de interpretação dos dados recebidos via VLC a partir do conhecimento do período em número de clocks do sinal. A partir daqui, $\delta_{clk,min}[k]$ será tratado como constante e, portanto, deixa de ser uma função de k .

Figura 38 – Comportamento de $f[k]$ para δ_{clk} constante

As Equações 3.16 e 3.17 definem algumas constantes utilizadas no processo de modulação e demodulação.

$$C_1 = \frac{f_s}{f[0]} \quad (3.16)$$

$$C_2 = \frac{1}{\delta_{clk}} \quad (3.17)$$

O processo de modulação é feito pelo microcontrolador do transmissor e se dá diretamente através da Equação 3.12, inserindo a mensagem no período do sinal que é redefinido a cada ciclo. Com a constante C_1 , $P_{clk}[k]$ pode ser expresso como na Equação 3.18.

$$P_{clk}[k] = C_1 - m_{(10)}[k] \cdot \delta_{clk} \quad (3.18)$$

Para a demodulação, utilizando a Equação 3.12 e as constantes C_1 e C_2 , a mensagem transmitida na forma decimal será obtida diretamente, como mostrado na Equação 3.19.

$$m_{(10)}[k] = \lfloor (C_1 - P_{clk}[k]) \cdot C_2 \rfloor, \quad (3.19)$$

sendo $\lfloor \cdot \rfloor$ o operador de arredondamento para o inteiro mais próximo.

Como definido na Equação 3.20, a função de arredondamento naturalmente estabelece uma faixa de tolerância em que o período do sinal recebido pode variar.

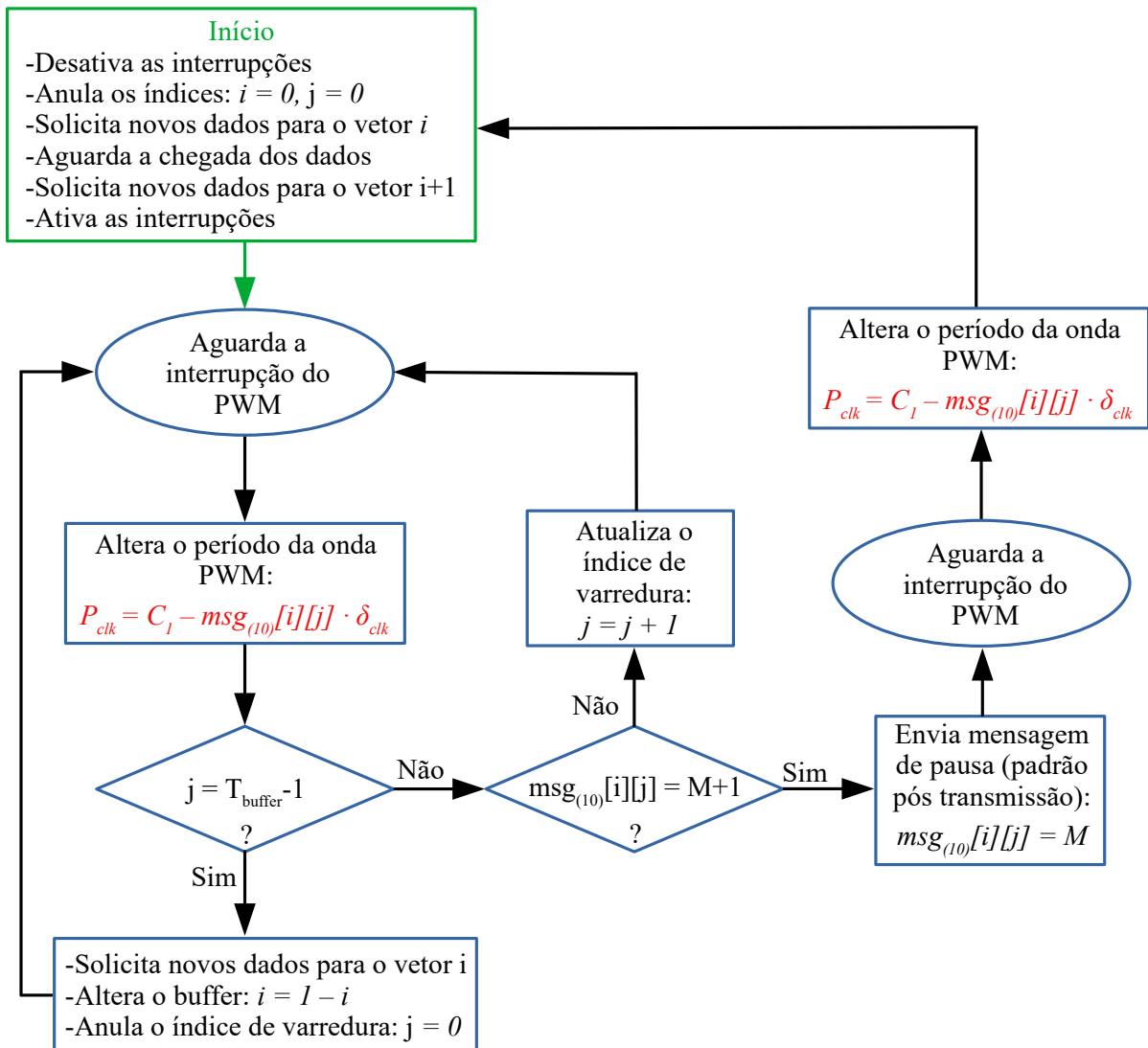
$$P_{clk}[k] = \left\{ x \mid P_{clk}[k] - \frac{\delta_{clk}}{2} \leq x < P_{clk}[k] + \frac{\delta_{clk}}{2} \right\} \quad (3.20)$$

3.4 IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL

Neste trabalho foi utilizada a plataforma de desenvolvimento *TM4C123GH6PM*, da família *Tiva C*, baseada em microcontroladores *ARM Cortex-M4F* de 32 bits operando em *80MHz* fabricados pela *Texas Instruments*.

Os diagramas das Figuras 39 e 40 esquematizam os algoritmos implementados para modulação e demodulação, respectivamente.

Figura 39 – Algoritmo de modulação

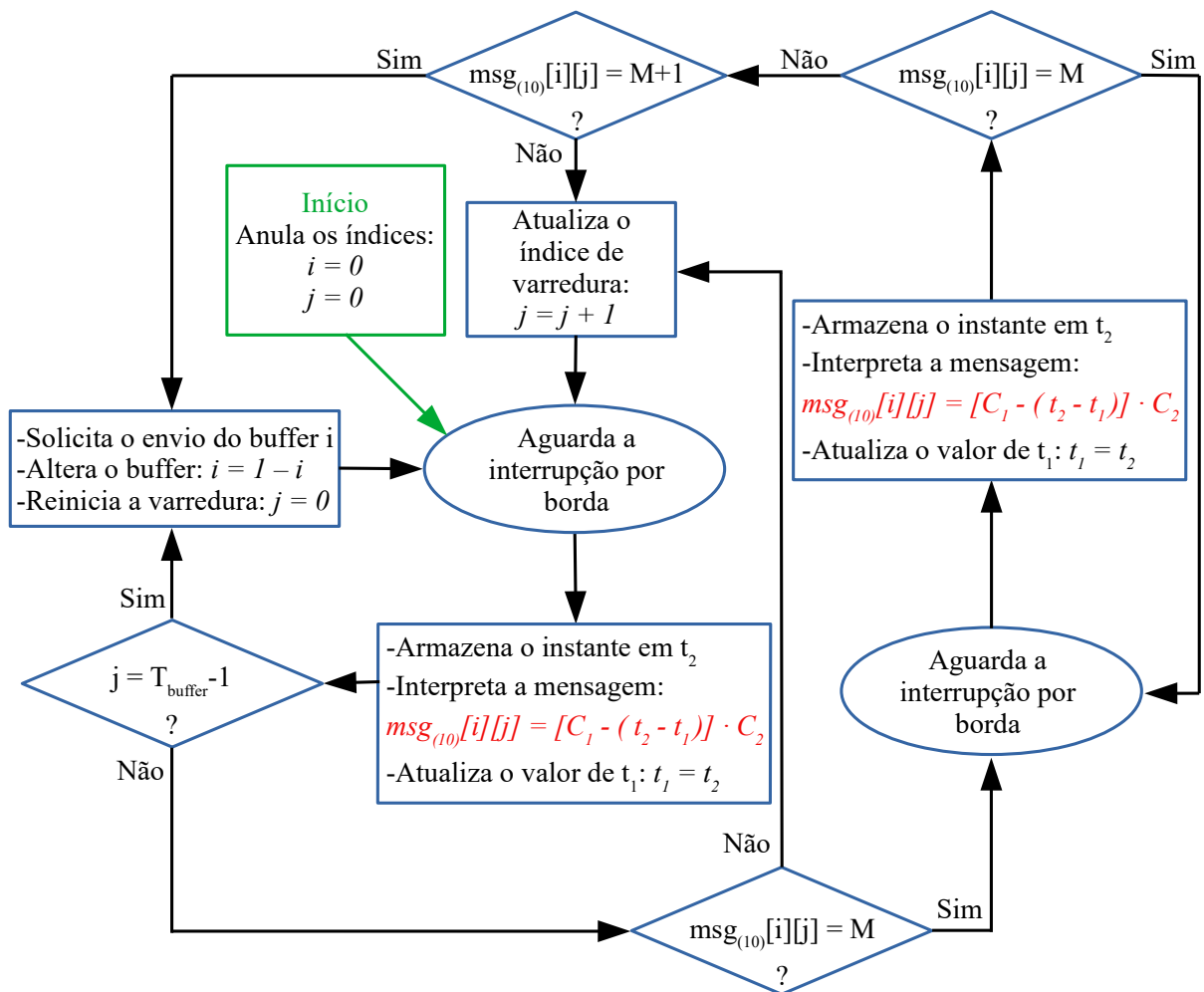


Fonte – Elaborado pelo autor

Em ambos os microcontroladores serão configuradas interrupções em hardware. No transmissor (TX), a interrupção está relacionada com o sinal PWM gerado e ocorre sempre no fim de cada ciclo. Nesse instante, o período da onda é redefinido de acordo com a mensagem a ser transmitida. Já no receptor (RX), a interrupção ocorre quando uma

borda de subida é detectada em um dos pinos digitais do microcontrolador. O valor do contador é então amostrado, registrando o "instante" de ocorrência do evento.

Figura 40 – Algoritmo de demodulação



Fonte – Elaborado pelo autor

3.4.1 Trânsito de Dados e Controle de Fluxo

Os dados não podem ser armazenados na memória interna dos microcontroladores, pois limitaria muito a quantidade máxima de dados a serem transmitidos. Sendo assim, foi criada uma política para controle de fluxo incluindo duas mensagens especiais como comandos de pausa e parada de forma que os dados possam fluir em ordem e com sincronia do computador de origem para o TX (via serial), do TX para o RX (via VLC) e, finalmente, do RX para o computador destinatário (via serial). Em ambos os algoritmos, são utilizados *buffers* bidimensionais para armazenamento dos dados em trânsito, de forma que enquanto os dados armazenados em uma dimensão são processados, a outra dimensão é preenchida com novos elementos.

Para a modulação OOK-M-FSK, as possíveis mensagens na forma decimal estão contidas no intervalo de 0 a $M - 1$. Sendo assim, as mensagens M e $M + 1$ não são utilizadas pela modulação e podem ser empregadas como mensagens de pausa e parada, respectivamente.

O TX basicamente verifica duas condições a cada mensagem: se o buffer está cheio ou se a mensagem a ser enviada é um comando de parada. O último elemento de cada buffer de TX sempre será uma mensagem de pausa (M). Além disso, sempre que a mensagem de parada ($M + 1$) estiver no buffer, a mensagem anterior será também um comando de pausa, exceto se a mensagem de parada estiver na primeira posição do buffer.

Um detalhe importante é que, por padrão, após a mensagem de parada, o microcontrolador permanecerá transmitindo a mensagem de pausa (M) indefinidamente, até que receba novos dados para que sejam enviados via VLC. Isso é necessário para que a iluminação ambiente esteja sempre dimerizada, evitando variações na intensidade nos períodos durante e após a transmissão.

O RX entra num *loop* ao receber um comando de pausa e permanece nele até que uma mensagem diferente seja recebida, quando então verifica se se trata de um comando de parada. Caso positivo, realiza os procedimentos para concluir a recepção. Após isso, o transmissor estará enviando mensagens de pausa consecutivamente, o que manterá o receptor num loop até que novos dados sejam transmitidos.

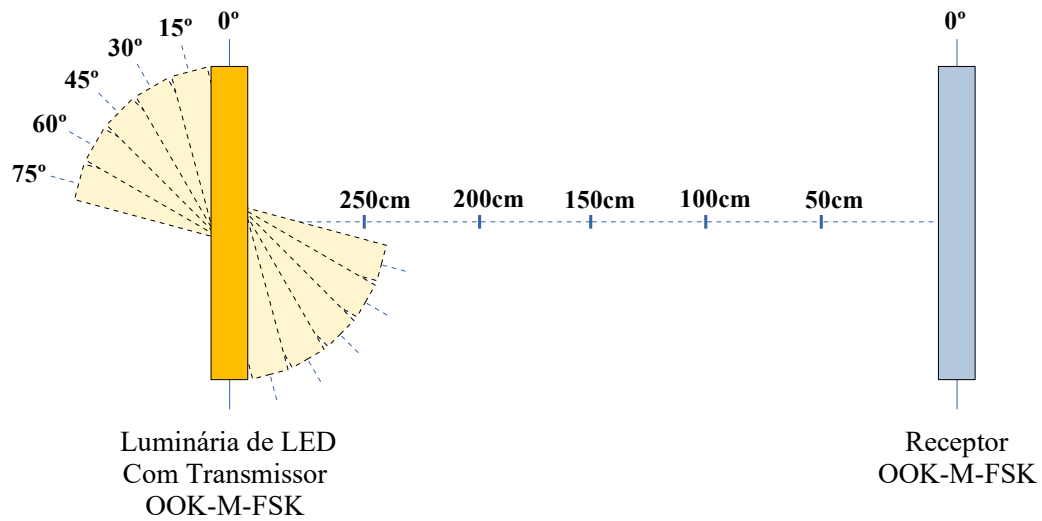
3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 41 esquematiza o roteiro dos testes realizados em laboratório. Inicialmente, foi utilizada a abordagem original da modulação, com frequência de intervalo (Δf) constante.

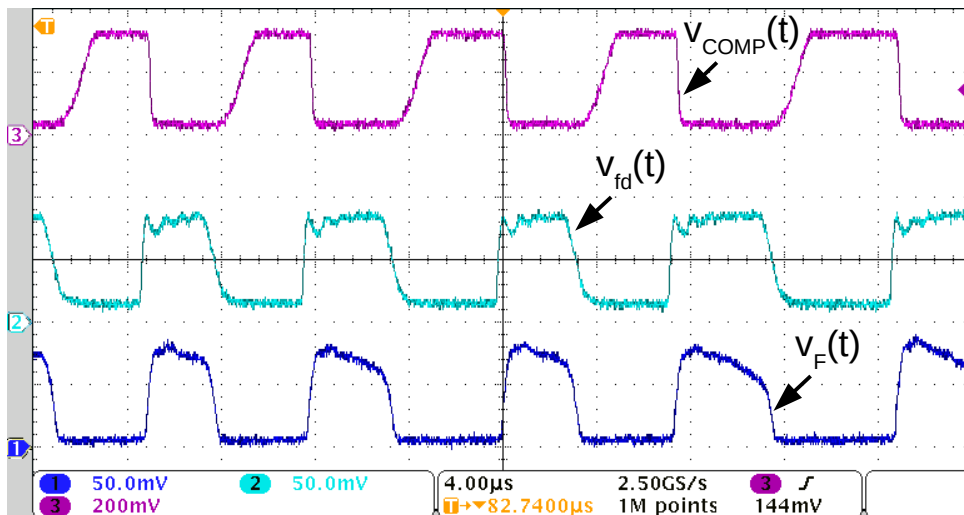
Num primeiro teste, o receptor foi mantido numa posição fixa, perpendicular com a luminária de LEDs. Já a luminária foi deslocada à frente do receptor de 50 centímetros a 3 metros, num passo de 25 centímetros. Num segundo teste, variou-se o ângulo da luminária de 0° a 75° , com um passo de 15° , e foi realizado com 50 e 100 centímetros de distância entre fonte e receptor. Em ambos os testes, a cada passo foram realizadas três transmissões, cada uma com 2000 mensagens de 4 ou 5 bits, para $M = 16$ ou $M = 32$, respectivamente. Foi utilizada frequência inicial ($f[0]$) de $100kHz$, frequência de intervalo (Δf) de $3kHz$ e 50% de razão cíclica.

A Figura 42 traz as formas de onda presentes no receptor com a fonte luminosa disposta a uma distância de 50 centímetros à sua frente, ambos com um ângulo de 0° (cf. Figura 41). É notável a variação de frequência a cada ciclo. Além disso, percebe-se que a amplitude do sinal filtrado permaneceu com um bom nível em comparação com o sinal antes da filtragem. O sinal foi regenerado por uma configuração inversora e, portanto, as

Figura 41 – Roteiro de testes



bordas de descida do sinal regenerado correspondem às bordas de subida do sinal recebido, o que deve ser levado em conta no processamento do sinal pelo microcontrolador. Como agora a informação está contida nas bordas de descida, a inclinação da borda de subida do sinal regenerado devido ao *slew rate* do comparador não afeta o desempenho do sistema.

Figura 42 – Formas de onda do sinal recebido, $v_{fd}(t)$, do sinal filtrado, $v_F(t)$, e do sinal a ser digitalizado, $v_{COMP}(t)$.

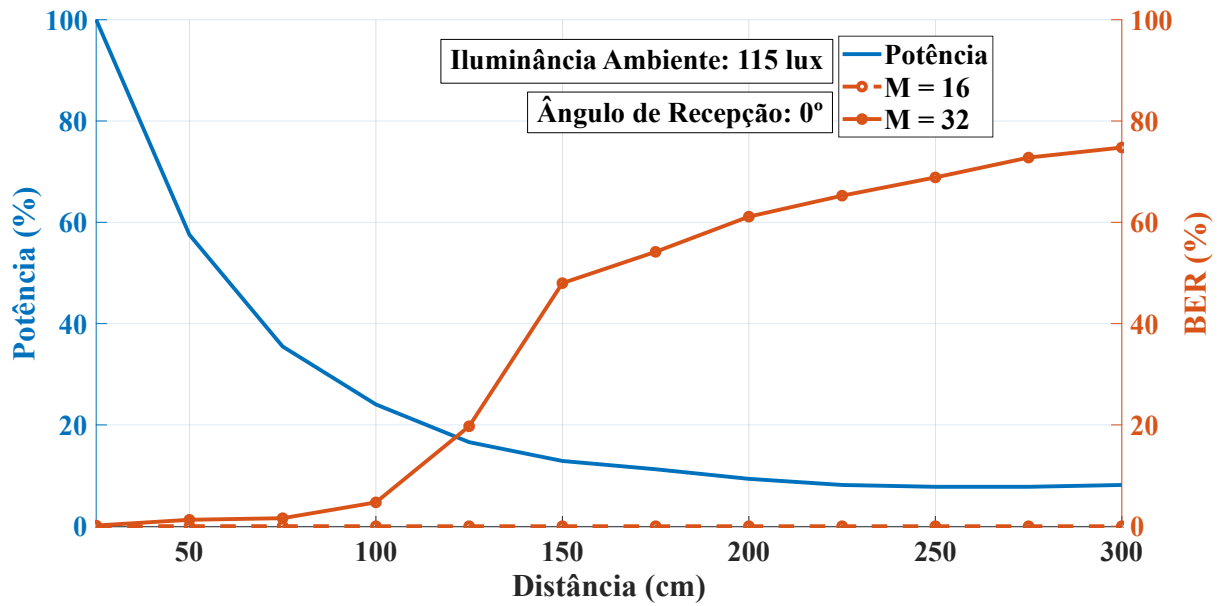
Num primeiro teste, foi utilizado o conceito de *frequência de intervalo constante* (Δf), cujos parâmetros estão apresentados na Tabela 4. As Figuras 43 e 44 buscam traçar a relação da BER com o decaimento da potência do sinal luminoso devido às variações de ângulo e distância entre fonte e receptor. Para tanto, foi utilizado um medidor de potência óptica portátil para obtenção dos níveis do decaimento da potência a cada ponto.

Tabela 4 – Parâmetros utilizados para os testes com $\Delta f = 3kHz$ e $M = 32$

| k | $m_{(10)}[k]$ | $m_{(2)}[k]$ | $f[k]$ (kHz) | $P_{clk}[k]$ |
|-----|---------------|--------------|--------------|--------------|
| 0 | 0 | 00000 | 100.00 | 800 |
| 1 | 1 | 00001 | 103.00 | 777 |
| 2 | 2 | 00010 | 106.00 | 755 |
| 3 | 3 | 00011 | 109.00 | 734 |
| 4 | 4 | 00100 | 112.00 | 714 |
| 5 | 5 | 00101 | 115.00 | 696 |
| 6 | 6 | 00110 | 118.00 | 678 |
| 7 | 7 | 00111 | 121.00 | 661 |
| 8 | 8 | 01000 | 124.00 | 645 |
| 9 | 9 | 01001 | 127.00 | 630 |
| 10 | 10 | 01010 | 130.00 | 615 |
| 11 | 11 | 01011 | 133.00 | 602 |
| 12 | 12 | 01100 | 136.00 | 588 |
| 13 | 13 | 01101 | 139.00 | 576 |
| 14 | 14 | 01110 | 142.00 | 563 |
| 15 | 15 | 01111 | 145.00 | 552 |
| 16 | 16 | 10000 | 148.00 | 541 |
| 17 | 17 | 10001 | 151.00 | 530 |
| 18 | 18 | 10010 | 154.00 | 519 |
| 19 | 19 | 10011 | 157.00 | 510 |
| 20 | 20 | 10100 | 160.00 | 500 |
| 21 | 21 | 10101 | 163.00 | 491 |
| 22 | 22 | 10110 | 166.00 | 482 |
| 23 | 23 | 10111 | 169.00 | 473 |
| 24 | 24 | 11000 | 172.00 | 465 |
| 25 | 25 | 11001 | 175.00 | 457 |
| 26 | 26 | 11010 | 178.00 | 449 |
| 27 | 27 | 11011 | 181.00 | 442 |
| 28 | 28 | 11100 | 184.00 | 435 |
| 29 | 29 | 11101 | 187.00 | 428 |
| 30 | 30 | 11110 | 190.00 | 421 |
| 31 | 31 | 11111 | 193.00 | 415 |

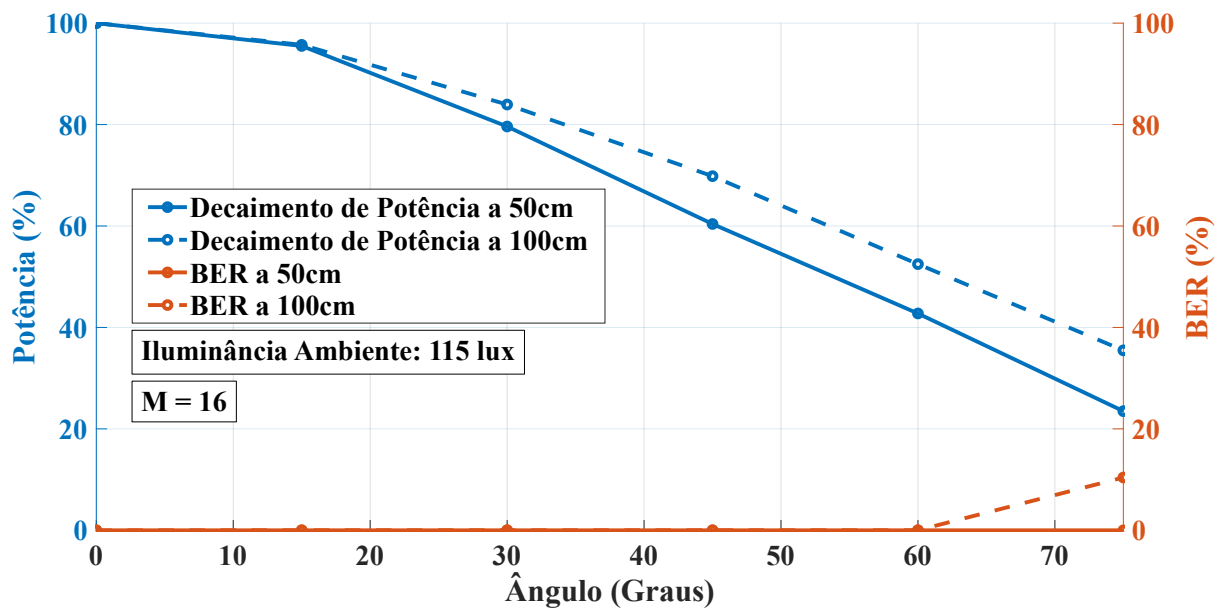
Percebe-se que a potência decai bruscamente com a variação da distância, seguindo um padrão exponencial, refletido de forma evidente no aumento da BER. Como discutido na Seção 3.3 e mostrado na Figura 36, era previsto que para $M = 32$ e $\Delta f = 3kHz$ o sistema funcionasse com um $\delta_{clk,min}$ de aproximadamente 6 clocks, o que o tornava suscetível a elevados índices de erro, já que isso foi observado para $\delta_{clk} < 9$.

Figura 43 – Relação da BER com a distância em contraste com o decaimento de potência do sinal luminoso recebido



Com um decaimento menos agressivo da potência, a variação do ângulo entre fonte e receptor também mostrou baixa influência sobre a BER com índice de modulação $M = 16$, com um aumento considerável apenas para 75° em 1 metro de distância.

Figura 44 – Relação da BER com o ângulo entre receptor e transmissor em contraste com o decaimento de potência do sinal luminoso recebido

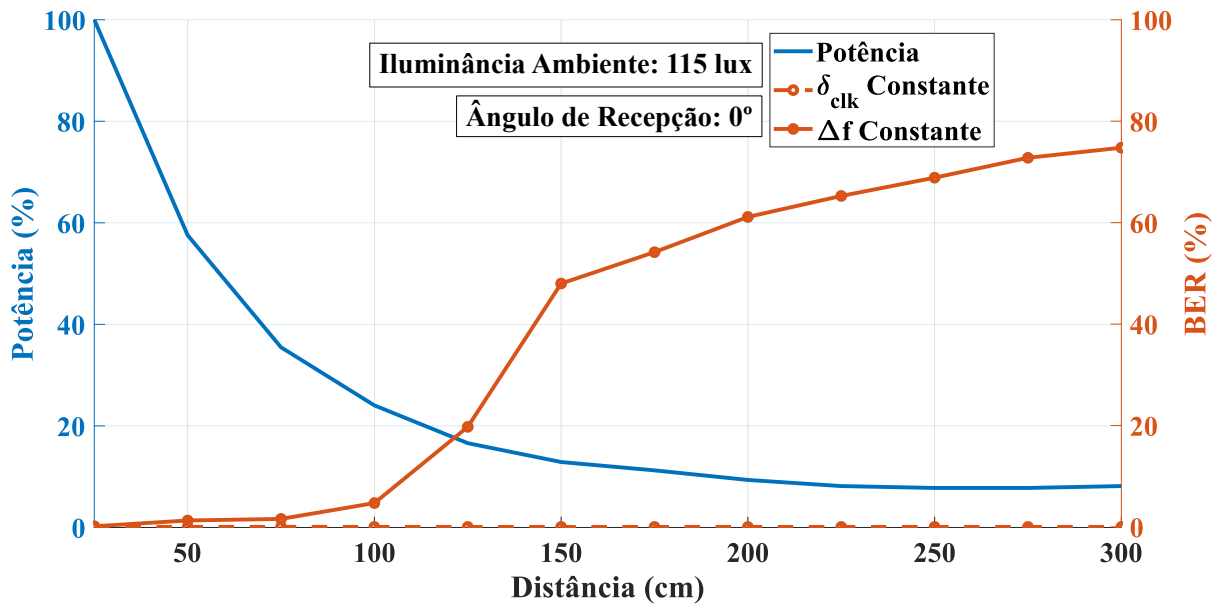


O teste com a *variação da distância* também foi realizado utilizando a abordagem discutida na Seção 3.3, com $\delta_{clk} = 10$ e $M = 32$. Os parâmetros utilizados estão mostrados na Tabela 5. A Figura 45 traz a comparação entre os resultados obtidos nestas condições e os resultados obtidos para Δf constante. Percebe-se que, utilizando a nova implementação, a BER se manteve baixa para toda a faixa de distância estudada.

Tabela 5 – Parâmetros utilizados para os testes com $\delta_{clk} = 10$ e $M = 32$

| k | $m_{(10)}[k]$ | $m_{(2)}[k]$ | $f[k]$ | $P_{clk}[k]$ |
|-----|---------------|--------------|-------------|--------------|
| 0 | 0 | 00000 | 100000.00Hz | 800 |
| 1 | 1 | 00001 | 101265.82Hz | 790 |
| 2 | 2 | 00010 | 102564.10Hz | 780 |
| 3 | 3 | 00011 | 103896.10Hz | 770 |
| 4 | 4 | 00100 | 105263.16Hz | 760 |
| 5 | 5 | 00101 | 106666.67Hz | 750 |
| 6 | 6 | 00110 | 108108.11Hz | 740 |
| 7 | 7 | 00111 | 109589.04Hz | 730 |
| 8 | 8 | 01000 | 111111.11Hz | 720 |
| 9 | 9 | 01001 | 112676.06Hz | 710 |
| 10 | 10 | 01010 | 114285.71Hz | 700 |
| 11 | 11 | 01011 | 115942.03Hz | 690 |
| 12 | 12 | 01100 | 117647.06Hz | 680 |
| 13 | 13 | 01101 | 119402.99Hz | 670 |
| 14 | 14 | 01110 | 121212.12Hz | 660 |
| 15 | 15 | 01111 | 123076.92Hz | 650 |
| 16 | 16 | 10000 | 125000.00Hz | 640 |
| 17 | 17 | 10001 | 126984.13Hz | 630 |
| 18 | 18 | 10010 | 129032.26Hz | 620 |
| 19 | 19 | 10011 | 131147.54Hz | 610 |
| 20 | 20 | 10100 | 133333.33Hz | 600 |
| 21 | 21 | 10101 | 135593.22Hz | 590 |
| 22 | 22 | 10110 | 137931.03Hz | 580 |
| 23 | 23 | 10111 | 140350.88Hz | 570 |
| 24 | 24 | 11000 | 142857.14Hz | 560 |
| 25 | 25 | 11001 | 145454.55Hz | 550 |
| 26 | 26 | 11010 | 148148.15Hz | 540 |
| 27 | 27 | 11011 | 150943.40Hz | 530 |
| 28 | 28 | 11100 | 153846.15Hz | 520 |
| 29 | 29 | 11101 | 156862.75Hz | 510 |
| 30 | 30 | 11110 | 160000.00Hz | 500 |
| 31 | 31 | 11111 | 163265.31Hz | 490 |

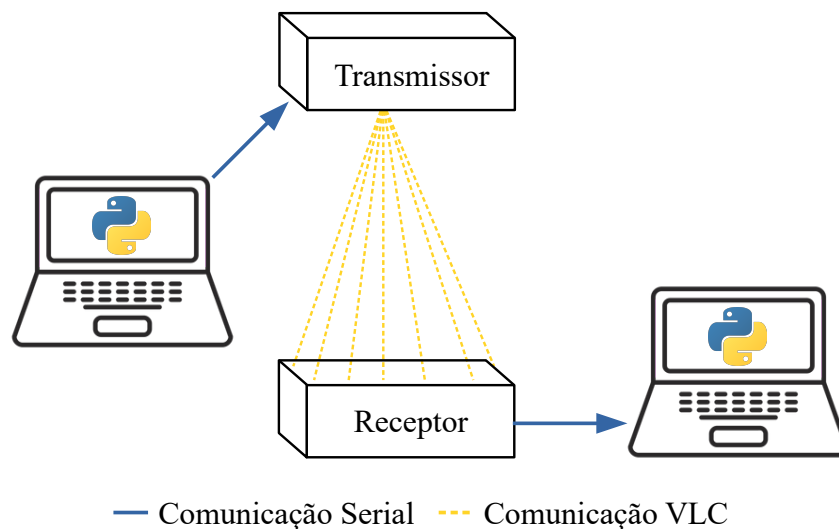
Figura 45 – Relação da BER com a distância em contraste com o decaimento de potência do sinal luminoso recebido



3.6 ESTUDO DE APLICAÇÃO: TRANSMISSÃO DE UMA IMAGEM

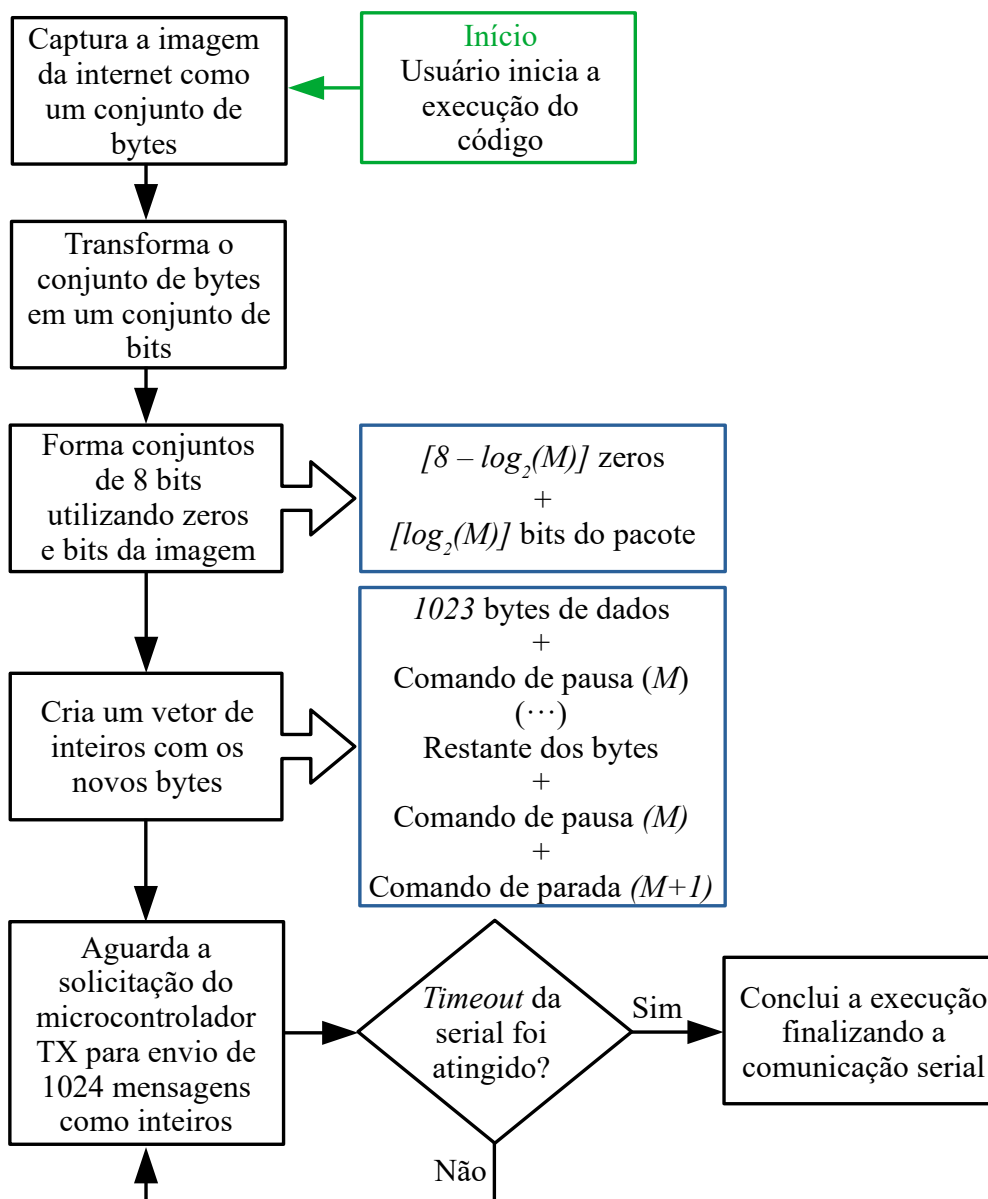
A Figura 46 ilustra o *setup* para realização da transmissão de uma imagem utilizando o sistema VLC. Foram desenvolvidas aplicações em Python para captura e processamento de uma imagem da internet. Estas aplicações são executadas em computadores que, por sua vez, se comunicam com os microcontroladores TX e RX via serial.

Figura 46 – Setup para transmissão de uma imagem via VLC



A Figura 47 esquematiza o algoritmo executado pelo computador de origem. Uma imagem é capturada da internet e processada até se obter um conjunto de bytes cujo valores decimais estejam compreendidos entre 0 e $M - 1$, que são as mensagens possíveis para a modulação $OOK - M - FSK$. Esses bytes são armazenados e transmitidos em uma ordem específica. Junto a eles, são inseridas mensagens de pausa e parada em posições predeterminadas. Esse conjunto de dados é transmitido pouco a pouco, de acordo com a velocidade com que o microcontrolador TX processa e transmite via VLC e respeitando o tamanho do seu buffer de comunicação serial.

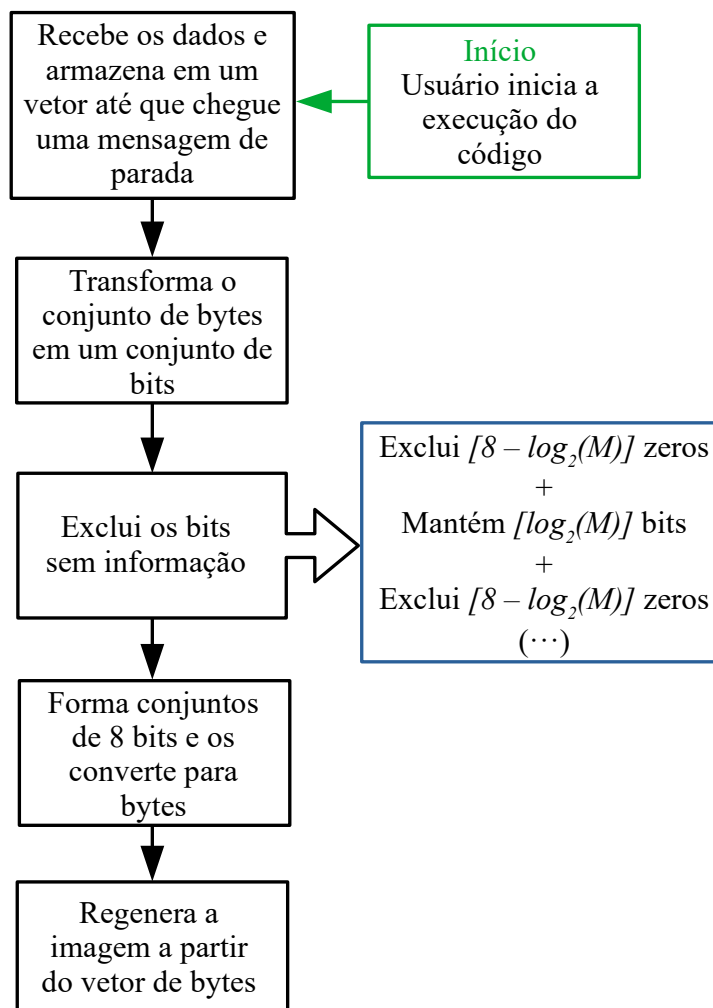
Figura 47 – Diagrama de blocos do código transmissor em Python para processamento da imagem



As mensagens de pausa e parada sincronizam todo o processo: a comunicação entre os computadores e o microcontroladores e a comunicação entre os microcontroladores.

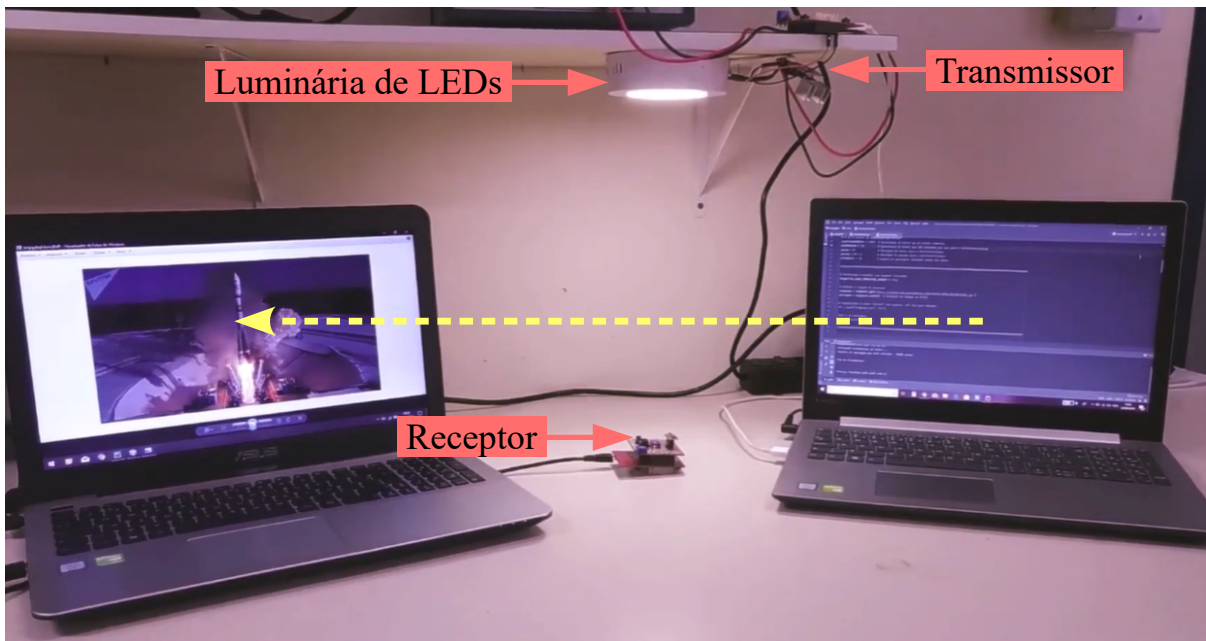
O microcontrolador RX recebe as mensagens via VLC, que são interpretadas e armazenadas ordenadamente em buffers para serem transmitidas para o computador via serial. O processo, tal como mostra a Figura 48, é basicamente o inverso do anterior, com o objetivo de reconstruir os bytes originais a partir dos bytes recebidos para posteriormente transformá-los na imagem correspondente.

Figura 48 – Diagrama de blocos do código receptor em Python para processamento da imagem



A Figura 49 traz o registro do experimento realizado em laboratório para a transmissão de uma imagem. Um vídeo explicativo do funcionamento do sistema e da técnica de modulação utilizada, apresentando a transmissão da imagem, está disponível em [32].

Figura 49 – Setup para transmissão de uma imagem via VLC



3.7 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou uma análise completa dos elementos e da implementação do sistema VLC desenvolvido neste trabalho. Foram propostas nova metodologia para aplicação da modulação OOK-M-FSK visando melhoria do desempenho, aumento da taxa de transmissão e redução da BER. Foram ainda apresentados os resultados obtidos através dos testes em laboratório e a aplicação prática com a transmissão de uma imagem.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo e a implementação de um sistema VLC com aplicações práticas para transferência de imagens.

O protótipo desenvolvido foi submetido a diversos testes pelos quais foi verificado um crescimento inadequado da BER com o decaimento da potência do sinal luminoso para certos índices de modulação. A partir disso, foram realizados estudos que permitiram identificar as causas desse comportamento e propor uma nova metodologia para aplicação da técnica de modulação OOK-M-FSK baseada na determinação da frequência por zero-crossing. Foi possível estabelecer limites e valores ótimos para os parâmetros do sistema que resultaram em valores reduzidos da BER.

Os circuitos para o condicionamento dos sinais apresentaram bom desempenho. O circuito transmissor proporcionou um controle robusto da corrente nos LEDs, mantendo-a nos limites adequados mesmo com o aumento da tensão de barramento. Também quanto à resposta em frequência, receptor e transmissor foram projetados com largura de banda necessária para o sinal VLC empregado.

Os testes iniciais mostraram a robustez do sistema que foi capaz de realizar a correta demodulação dos dados para diversas condições de distância e ângulo entre fonte e receptor, mesmo sob influência da iluminação ambiente. Foram alcançadas taxas máximas de transmissão de $580kB/s$ para $M = 16$ e $816kB/s$ para $M = 32$, sendo previsível a transmissão com até $2,8MB/s$ para $M = 64$ com frequência inicial de $100kHz$.

Por fim, o sistema foi utilizado para transmissão de uma imagem entre dois computadores. Para tanto, foram desenvolvidos algoritmos de processamento de imagem e controle de fluxo, garantindo a sincronização durante o tráfego de dados.

4.1 TRABALHOS FUTUROS

A proposta para trabalhos futuros é a melhoria do circuito transmissor, através da determinação do valor ótimo do resistor de entrada e a substituição do transistor *TBJ* por um *MOSFET*, para melhoria da resposta em frequência. Por outro lado, o circuito receptor pode ser melhorado utilizando um filtro passa-faixa da topologia sallen-key, ao invés de dois filtros em cascata. Além disso, uma escolha melhor para o capacitor do ramo de realimentação do transdutor pode produzir uma largura de banda mais adequada para o subcircuito de entrada.

A respeito da metodologia de aplicação da modulação OOK-M-FSK baseadas na detecção por zero-crossing, pode-se estabelecer uma função para δ_{clk} ao invés de considerá-lo uma constante, de forma a evitar que os valores das frequências das mensagens cresçam exponencialmente (cf. Figura 38), buscando uma otimização da largura de banda.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Peck, G. Ashburner, and M. Schratz, “Solid state led lighting technology for hazardous environments; lowering total cost of ownership while improving safety, quality of light and reliability,” in *Petroleum and Chemical Industry Conference Europe Electrical and Instrumentation Applications*. IEEE, 2011, pp. 1–8.
- [2] S. Dimitrov and H. Haas, *Principles of LED light communications: towards networked Li-Fi*. Cambridge University Press, 2015.
- [3] S. Arnon, *Visible light communication*. Cambridge University Press, 2015.
- [4] K. Qiu, F. Zhang, and M. Liu, “Let the light guide us: Vlc-based localization,” *IEEE Robotics & Automation Magazine*, vol. 23, no. 4, pp. 174–183, 2016.
- [5] T. Tanaka and S. Haruyama, “New position detection method using image sensor and visible light leds,” in *2009 Second International Conference on Machine Vision*. IEEE, 2009, pp. 150–153.
- [6] P. Luo, Z. Ghassemlooy, H. Le Minh, E. Bentley, A. Burton, and X. Tang, “Fundamental analysis of a car to car visible light communication system,” in *2014 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP)*. IEEE, 2014, pp. 1011–1016.
- [7] S. Haruyama, “Visible light communications: Recent activities in japan,” *Smart Spaces: A Smart Lighting ERC Industry—Academia Day at BU Photonics Center, Boston University (Feb. 8, 2011)(49 pages)*, 2011.
- [8] S. Liu, W. Zhang, X. Wu, S. Feng, X. Pei, and D. Yao, “A simulation system and speed guidance algorithms for intersection traffic control using connected vehicle technology,” *Tsinghua Science and Technology*, vol. 24, no. 2, pp. 160–170, 2018.
- [9] N. Farr, A. Bowen, J. Ware, C. Pontbriand, and M. Tivey, “An integrated, underwater optical/acoustic communications system,” in *OCEANS’10 IEEE SYDNEY*. IEEE, 2010, pp. 1–6.
- [10] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S.-K. Lim, “Ieee 802.15. 7 visible light communication: modulation schemes and dimming support,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 3, pp. 72–82, 2012.
- [11] M. L. G. Salmento, G. M. Soares, J. M. Alonso, and H. A. Braga, “A dimmable off-line LED driver with OOK-M-FSK modulation for VLC applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5220–5230, 2019.
- [12] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky, *Sinais e Sistemas*. Prentice-Hall, 2010.

- [13] R. Wall, "Simple methods for detecting zero crossing," in *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No. 03CH37468)*, vol. 3. IEEE, 2003, pp. 2477–2481.
- [14] B. T. Patterson, "dc, come home: dc microgrids and the birth of the "enernet", " *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 60–69, 2012.
- [15] S. Zhao, J. Xu, and O. Trescases, "Burst-mode resonant llc converter for an led luminaire with integrated visible light communication for smart buildings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4392–4402, 2013.
- [16] F. Che, L. Wu, B. Hussain, X. Li, and C. P. Yue, "A fully integrated ieee 802.15. 7 visible light communication transmitter with on-chip 8-w 85% efficiency boost led driver," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 10, pp. 2419–2430, 2016.
- [17] Kumar Modepalli and Leila Parsa, "Lighting up with a dual-purpose driver: a viable option for a light-emitting diode driver for visible light communication," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, no. 2, pp. 51–61, 2016.
- [18] H. Li, X. Chen, J. Guo, Z. Gao, and H. Chen, "An analog modulator for 460 mb/s visible light data transmission based on OOK-NRS modulation," *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, no. 2, pp. 68–73, 2015.
- [19] G. del Campo-Jimenez, R. Perez-Jimenez, and F. J. Lopez-Hernandez, "Constraints on drivers for visible light communications emitters based on energy efficiency," *Optics express*, vol. 24, no. 9, pp. 9994–9999, 2016.
- [20] J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja, and J. Sebastián, "Reproducing single-carrier digital modulation schemes for vlc by controlling the first switching harmonic of the dc–dc power converter output voltage ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7994–8010, 2018.
- [21] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 222.
- [22] G. Keiser, "Optical fiber communications," *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*, 2003.
- [23] C. K. Alexander and M. N. Sadiku, *Fundamentos de circuitos elétricos*. AMGH Editora, 2013.
- [24] R. P. Sallen and E. L. Key, "A practical method of designing RC active filters," *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 2, no. 1, pp. 74–85, 1955.
- [25] R. Schaumann, H. Xiao, and V. V. Mac, *Design of Analog Filters 2nd Edition*. Oxford University Press, Inc., 2009.

- [26] A. P. Malvino and D. J. Bates, *Eletrônica*. AMGH, 2011.
- [27] *Plastic Medium-Power Complementary Silicon Transistors*, ON Semiconductor, 11 2014, rev. 8.
- [28] *Amplifier Transistors*, Motorola, 1996, rev. 1.
- [29] *5mm Photodiode*, Everlight, 12 2016, rev. 4.
- [30] *Precision, High-Speed Transimpedance Amplifier*, Texas Instruments, 11 2003, revised September 2007.
- [31] *Differential Comparators with Strobes*, Texas Instruments, 09 1973, revised August 2003.
- [32] I. Marson, C. R. Carneiro, and G. M. Soares. (2019) *UFJF/SEMIC 2019 - Sistema de Comunicação de Dados por Luz Visível*. YouTube. [Online]. Available: www.youtube.com/watch?v=C3GQDENpouU&t=15s