



INSTITUTO FEDERAL DA PARAÍBA

**COORDENAÇÃO DO CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM SISTEMAS
DE TELECOMUNICAÇÕES**

JOSÉ WELLSON TEIXEIRA GOMES

**AUMENTO DA TAXA DE TRANSMISSÃO EM LEDS USADOS NA
COMUNICAÇÃO DE DADOS ATRAVÉS DA MODELAGEM DA CORRENTE
APLICADA**

**JOÃO PESSOA
2026**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação – CIP.
Biblioteca Nilo Peçanha –IFPB, *Campus* João Pessoa.

G633a	Gomes, José Wellson Teixeira. Aumento da taxa de transmissão em leds usados na comunicação de dados através da modelagem da corrente aplicada. / José Wellson Teixeira Gomes. – 2026. 87 f. : il. TCC (Graduação - Tecnologia em Sistemas de Telecomunicações) – Instituto Federal da Paraíba – IFPB / Coordenação de Tecnologia em Sistemas de Telecomunicações, 2026. Orientação : Prof.^a Dra. Rossana Moreno Santa Cruz. Coorientação : Prof. Dr. Luís Romeu Nunes. 1. Comunicação por luz visível (VLC). 2. Modulação. 3. Diodos emissores de luz - LEDs. 4. Modelagem da corrente aplicada. 5. Tempo de trânsito. I. Título. CDU 621.391(043)
-------	--

Bibliotecária responsável: Lucrécia Camilo de Lima – CRB15/132.

JOSÉ WELLSON TEIXEIRA GOMES

**AUMENTO DA TAXA DE TRANSMISSÃO EM LEDS USADOS NA
COMUNICAÇÃO DE DADOS ATRAVÉS DA MODELAGEM DA CORRENTE
APLICADA**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Coordenação do Curso Superior de Tecnologia em
Sistemas de Telecomunicações, do Instituto
Federal da Paraíba – Campus João Pessoa, em
cumprimento às exigências para obtenção do grau
de Tecnólogo em Sistemas de Telecomunicações.

Orientadora: Prof. Rossana Moreno Santa Cruz, Dra. IFPB;

Coorientador: Prof. Luís Romeu Nunes, Dr. IFPB.

JOÃO PESSOA
2026

JOSÉ WELLSON TEIXEIRA GOMES

**AUMENTO DA TAXA DE TRANSMISSÃO EM LEDS USADOS NA
COMUNICAÇÃO DE DADOS ATRAVÉS DA MODELAGEM DA CORRENTE
APLICADA**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Coordenação do Curso Superior de Tecnologia em
Sistemas de Telecomunicações, do Instituto
Federal da Paraíba – Campus João Pessoa, em
cumprimento às exigências para obtenção do grau
de Tecnólogo em Sistemas de Telecomunicações.

Aprovado pela banca examinadora em: 28 de janeiro de 2026.

BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente
 **LUIS ROMEU NUNES**
Data: 23/02/2026 20:24:37-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Luís Romeu Nunes, Dr.
Coorientador (IFPB)

Documento assinado digitalmente
 **LINCOLN MACHADO DE ARAUJO**
Data: 24/02/2026 14:42:10-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Lincoln Machado de Araújo, Dr.
Examinador (IFPB)

Documento assinado digitalmente
 **ADAILDO GOMES D ASSUNCAO JUNIOR**
Data: 26/02/2026 09:16:01-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Adaildo Gomes D Assunção Junior, Dr.
Examinador (IFPB)

JOÃO PESSOA
2026

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à memória de meu avô, **João Teixeira da Silva** (11 de junho de 1950 – 23 de janeiro de 2025), homem de caráter firme e coração generoso. Apesar do jeito bruto, sempre foi justo, honesto e profundamente humano. Foi mais que um avô, foi minha figura paterna, meu exemplo de integridade e dedicação. Tive a honra de cuidar dele nos momentos mais difíceis, quando a saúde já não o permitia caminhar, e aprendi com ele o verdadeiro sentido da força e do amor silencioso. Sua lembrança vive em mim, em cada gesto de paciência e em cada escolha guiada pelo que é certo.

E à memória de **Mirelly Larissa Soares Silva** (19 de setembro de 1999 – 13 de julho de 2025), minha amiga e irmã que a vida me concedeu. Flamenguista apaixonada, dona de uma alegria contagiante e de uma opinião firme, foi presença constante mesmo à distância. Nos conhecemos por meio de jogos online, apresentados por colegas da instituição, mas também tive o prazer viver bons momentos pessoalmente, e, desde então, construímos uma amizade que ultrapassou qualquer fronteira. Hoje, cada partida do Flamengo carrega um pouco dela, sua risada, seu entusiasmo e a amizade leal que me acompanhou até o fim.

A ambos, dedico este trabalho com amor, gratidão e saudade. Que suas lembranças sigam iluminando o caminho que ainda tenho a percorrer.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por me conceder forças nos momentos de incerteza, pela sabedoria diante dos desafios e por me permitir chegar até aqui com fé, coragem e perseverança.

Aos meus orientadores, Prof.^a Rossana Moreno Santa Cruz e Prof. Luis Romeu Nunes, pela orientação, paciência e pelas valiosas contribuições que tornaram possível a concretização deste trabalho. Sua dedicação e disponibilidade foram fundamentais para meu crescimento acadêmico e pessoal.

Em especial, à **Prof.^a Rossana Moreno Santa Cruz**, que, mesmo em período de afastamento por licença-maternidade, permaneceu como minha orientadora, acompanhando e contribuindo de forma significativa para o desenvolvimento deste trabalho. Ainda que, por esse motivo, não possa integrar formalmente a banca examinadora, seu papel como orientadora se manteve presente e essencial ao longo de toda esta trajetória, razão pela qual registro aqui meu profundo respeito, gratidão e reconhecimento.

À minha família, base de tudo que sou. À minha avó **Luzinete Júlia da Silva**, que me criou com amor e firmeza, e à minha mãe Maria Rejante Teixeira da Silva, pelo apoio constante, pelas orações e por acreditar em mim mesmo quando o caminho parecia difícil. À minha tia Rozilda e ao seu esposo Fabrício, que me ajudaram nos momentos mais desafiadores, especialmente no início da jornada, quando o acesso ao campus era difícil por vir do interior.

Aos amigos e colegas que fizeram parte dessa trajetória, alguns dos quais se tornaram irmãos de vida. Em especial, ao “PET-Teleco”, grupo fictício formado com uma pitada de humor e irreverência por alunos dos cursos de Sistemas de Telecomunicações e Engenharia Elétrica, cuja amizade, bom humor e companheirismo tornaram o percurso mais leve e inspirador.

A todos que, de alguma forma, contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho, deixo aqui minha sincera gratidão.

*Não podemos voltar atrás e mudar o começo, mas
podemos começar onde estamos e mudar o final.
O que importa não é quão lentamente avançamos,
mas que não deixemos de caminhar.*

— Parafraseando C. S. Lewis (*Mere Christianity*,
1952) e Confúcio

RESUMO

Este trabalho analisa técnicas para otimizar a resposta temporal de diodos emissores de luz (*Light Emitting Diodes*, LEDs) de alta potência aplicados à Comunicação por Luz Visível (*Visible Light Communication*, VLC), com foco na modulação do tipo *On-Off Keying* (OOK). A pesquisa concentra-se na investigação do comportamento dinâmico do LED frente a diferentes configurações de circuitos emissores, com ênfase nas estratégias de modelagem da corrente. Por meio de simulações realizadas no ambiente LTspice, foram explorados os efeitos da capacitância de junção, do tempo de trânsito dos portadores e da inserção de elementos passivos em arranjos específicos. O objetivo principal é reduzir os tempos de subida e descida do sinal de corrente, atenuando distorções como *overshoot*, *undershoot* e defasagens entre os sinais de tensão e corrente. Os resultados indicam que a modelagem da corrente contribui de forma significativa para a ampliação da largura de banda efetiva do LED, fornecendo subsídios técnicos e teóricos relevantes para o aprimoramento de circuitos emissores em aplicações VLC.

Palavras-chave: *Visible Light Communication* (VLC); modulação *On-Off Keying* (OOK); diodos emissores de luz (*Light Emitting Diodes*, LEDs); modelagem da corrente; tempo de trânsito; largura de banda.

ABSTRACT

This work analyzes techniques aimed at optimizing the temporal response of high-power *light-emitting diodes* (LEDs) applied to *Visible Light Communication* (VLC), with a focus on *On-Off Keying* (OOK) modulation. The research centers on investigating the dynamic behavior of the LED under different emitter circuit configurations, with an emphasis on current shaping strategies. Simulations performed in the LTspice environment explored the effects of junction capacitance, carrier transit time, and the inclusion of passive components in specific arrangements. The main objective is to reduce the rise and fall times of the current signal while mitigating distortions such as *overshoot*, *undershoot*, and phase mismatches between voltage and current signals. The results indicate that current shaping significantly contributes to enhancing the effective bandwidth of the LED, offering valuable technical and theoretical support for the improvement of emitter circuits in VLC applications.

Keywords: *Visible Light Communication* (VLC); *On-Off Keying* (OOK) modulation; *light-emitting diodes* (LEDs); current shaping; transit time; bandwidth.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Impureza de antimônio em material do tipo n .	18
Figura 2 – Semicondutor do tipo n .	18
Figura 3 – Impureza de boro em material do tipo p .	19
Figura 4 – Semicondutor do tipo p .	20
Figura 5 – Distribuição interna de carga em uma junção PN sem polarização externa.	21
Figura 6 – Símbolo do diodo e o sentido da corrente (sem polarização).	21
Figura 7 – Junção $p-n$ em polarização reversa: (a) distribuição interna de cargas sob condição de polarização reversa; (b) polaridade de polarização reversa e sentido da corrente de saturação reversa.	22
Figura 8 – Junção $p-n$ diretamente polarizada: (a) distribuição interna de cargas sob condição de polarização direta; (b) polaridade de polarização direta e sentido da corrente resultante.	23
Figura 9 – Curva característica do diodo semicondutor de silício.	25
Figura 10 – (a) Processo de eletroluminescência no LED; (b) símbolo gráfico.	26
Figura 11 – Partes constituintes de um LED.	27
Figura 12 – Curva de resposta-padrão do olho humano.	28
Figura 13 – (a) Circuito básico; (b) circuito prático; (c) LEDs típicos.	29
Figura 14 – Fotodiodo PIN: polarização invertida.	34
Figura 15 – Fotodiodos.	35
Figura 16 – Resposta temporal típica de um fotodetector a impulsos ópticos.	36
Figura 17 – Curvas características para o fotodiodo.	37
Figura 18 – Resposta relativa de fotodiodos para diferentes materiais.	37
Figura 19 – Divisão do espectro eletromagnético com destaque para luz visível.	38
Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema VLC.	39
Figura 21 – Classificação dos <i>links</i> de propagação.	40
Figura 22 – Corrente de condução do LED e formas de onda de eletroluminescência (EL) (a) sem efeitos de pico e de varredura da portadora, (b) com efeitos de pico e de varredura da portadora.	41
Figura 23 – Princípio elementar da comunicação por luz visível.	43
Figura 24 – Sinal OOK com diferentes níveis de dimerização.	43
Figura 25 – ASK: (a) dados; (b) portadora não modulada; (c) chaveamento ligado-desligado (OOK); (d) chaveamento de amplitude binária (BASK).	45
Figura 26 – ASK com quatro níveis de amplitude.	46

Figura 27 – Modulação OOK-4-FSK com diferentes níveis de dimerização.....	47
Figura 28 – Resposta ao degrau do circuito de recepção.	48
Figura 29 – Sensibilidade não linear do olho humano.	48
Figura 30 – LED XLamp XP-G3 Royal Blue.	51
Figura 31 – Distribuição de potência espectral relativa por cor.	52
Figura 32 – Características elétricas da relação Tensão direta vs. Corrente direta.	53
Figura 33 – Relação Corrente direta vs. Fluxo luminoso relativo.....	53
Figura 34 – Esquemático do circuito sem a técnica de modelagem da corrente.	54
Figura 35 – Esquemático do circuito RC com a técnica de modelagem da corrente.	55
Figura 36 – Exemplo de Análise básica de sinais alternados (AC Analysis) no LTspice.....	55
Figura 37 – Configuração da fonte em modo PULSE para geração de sinal de onda quadrada no LTspice.	59
Figura 38 – Esquema que demonstra os parâmetros do sinal “PULSE”.	60
Figura 39 – Características elétricas da Tensão Direta vs. Corrente Direta (no LED): (a) simulado; (b) <i>datasheet</i>	66
Figura 40 – Sobreposição das curvas da Corrente Direta vs. Tensão Direta simuladas e extraídas do <i>datasheet</i> LED.	66
Figura 41 – Circuito R (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.	68
Figura 42 – Circuito RC (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.	69
Figura 43 – Circuito R (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.	70
Figura 44 – Circuito RC (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.	71
Figura 45 – Circuito R (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.	72
Figura 46 – Circuito RC (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.	73
Figura 47 – Circuito R (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.	74
Figura 48 – Circuito RC (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.	75

Figura 49 – Circuito R: análise de ganho em frequência e fase sobre (a) tensão no LED e a (b) corrente através do LED.	76
Figura 50 – Circuito RC: análise de ganho em frequência e fase sobre (a) tensão no LED e a (b) corrente através do LED.	77
Figura 51 – Circuito R: resposta em frequência do LED para (a) 1 MHz, (b) 5 MHz, (c) 20 MHz e (d) 50 MHz.	79
Figura 52 – Circuito RC: resposta em frequência do LED para (a) 1 MHz, (b) 5 MHz, (c) 20 MHz e (d) 50 MHz.	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de referência do LED XLamp XP-G3 da Cree.	51
Tabela 2 – Parâmetros comuns de modelos de diodos no LTspice.	57
Tabela 3 – Modelo SPICE original do LED XLamp XP-G3.	57
Tabela 4 – Modelo SPICE modificado com CJO e TT.	58
Tabela 5 – Largura de banda e tempo de subida típicos de LEDs para VLC.....	65

LISTA DE SIGLAS E UNIDADES

Siglas:

AC	<i>Small-Signal Analysis</i> (Análise de pequenos sinais) ou <i>Frequency Response</i> (Resposta em frequência)
CJO	<i>Zero-Bias Junction Capacitance</i> (Capacitância de Junção sem polarização)
EL	<i>EL intensity</i> (Eletroluminescência)
FWHM	<i>Full Width at Half Maximum</i> (Largura total à meia altura)
GaAs	Arseneto de Gálio
GaN	Nitreto de Gálio
InGaN	Nitreto de Gálio-Índio
IoT	<i>Internet of Things</i> (Internet das Coisas)
LED	<i>Light Emitting Diode</i> (Diodo Emissor de Luz)
LOS	<i>Line-of-Sight</i> (linha de visada)
NLOS	<i>Non-Line-of-Sight</i> (sem visada direta)
OOK	<i>On-Off Keying</i> (Chaveamento Liga-Desliga)
RC	<i>Resistance-Capacitance Circuit</i> (Circuito Resistivo-Capacitivo)
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i> (Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados)
TT	<i>Transit Time</i> (Tempo de Trânsito)
VLC	<i>Visible Light Communication</i> (Comunicação por Luz Visível)

Unidades de Medida:

A	Ampère	μs	Microsegundo
eV	Elétron-Volt	nm	Nanômetro
GHz	Gigahertz	ns	Nanosegundo
K	Kelvin	pF	Picofarad
Lm	Lúmen	THz	Terahertz
m	Metro	V	Volt
mA	Miliampère	W	Watt
MHz	Megahertz	°	Graus (ângulo)
mV	milivolt	°C	Grau Celsius

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	FORMULAÇÃO DO PROBLEMA	15
1.2	JUSTIFICATIVA	15
1.3	OBJETIVOS	16
1.3.1	Objetivo Geral	16
1.3.2	Objetivos Específicos	16
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2	DISPOSITIVOS OPTOELETRÔNICOS PARA VLC	17
2.1	DIODOS E SEMICONDUTORES	17
2.1.1	Semicondutores	17
2.1.1.1	Materiais do tipo n	17
2.1.1.2	Materiais do tipo p	19
2.1.2	Diodos	20
2.1.2.1	Sem polarização aplicada	20
2.1.2.2	Polarização reversa	22
2.1.2.3	Polarização direta	23
2.1.3	Diodo emissor de luz – LED	26
2.1.3.1	Aplicações e características do LED de Luz Visível	27
2.1.3.2	Espectro de emissão e Comprimento de onda	27
2.1.3.3	Energia de Banda Proibida dos Materiais e Emissão de Luz	28
2.1.3.4	Corrente e Tensão em LEDs	29
2.1.3.5	Impacto da temperatura	30
2.1.3.6	Capacitância de junção em LEDs	30
2.1.3.7	LEDs de alta potência	31
2.1.3.8	Tempo de resposta do LED	32
2.1.3.9	Frequência de corte e frequência de comutação	33

2.1.4	Fotodiodo	34
2.1.4.1	Princípios gerais.....	35
2.1.4.2	Características gerais	36
3	COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL	38
3.1	LUZ VISÍVEL	38
3.2	ENLACES DE VLC	39
3.3	MODELAGEM DA CORRENTE (<i>CURRENT SHAPING</i>)	40
3.3.1	Princípio físico e de funcionamento	40
3.3.2	Desempenho experimental	41
3.3.3	Implementação da técnica	41
3.3.4	Vantagens e desafios	42
3.4	SINAIS DIGITAIS E MODULAÇÃO.....	42
3.4.1	Modulação OOK (<i>On-Off Keying</i>)	43
3.4.2	Modulação ASK (<i>Amplitude Shift Keying</i>)	44
3.4.2.1	Fundamentos da Modulação ASK	44
3.4.2.2	Variações e aprimoramentos à OOK	46
4	METODOLOGIA	49
4.1	TIPO DE PESQUISA	49
4.2	ABORDAGEM	49
4.3	MÉTODO CIENTÍFICO	49
4.4	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	50
4.4.1	Descrição do circuito e componentes	50
4.4.1.1	Transmissor LED	51
4.4.2	Diagrama do circuito	54
4.4.2.1	Diagrama do circuito sem modelagem da corrente	54
4.4.2.2	Diagrama do circuito com a modelagem da corrente	54
4.4.3	Etapas da simulação	55

4.4.3.1	Software utilizado nas simulações.....	55
4.4.3.2	Implementação do circuito básico com LED no LTspice	56
4.4.3.3	Aplicação de um sinal de onda quadrada	58
4.4.3.4	Implementação do circuito RC referente à técnica de modelagem da corrente	60
4.4.3.5	Metodologia de simulação no LTspice.....	60
4.4.3.6	Exportação dos dados obtidos para análise gráfica no MATLAB	63
4.5	ANÁLISE DE DADOS	63
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	64
5.1	CÁLCULOS DAS FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO DO LED	64
5.2	ANÁLISE DC SWEEP (VARREDURA DE CORRENTE CONTÍNUA).....	65
5.3	ANÁLISE TRANSIENTE COM VARIAÇÃO DO PARÂMETRO CJO.....	67
5.3.1	Análise a 1 MHz.....	67
5.3.1.1	Comparação do Circuito R e RC desconsiderando valores para o parâmetro TT .	67
5.3.1.2	Comparação do Circuito R e RC com valores atribuídos para TT	70
5.3.2	Análise a 50 MHz.....	72
5.3.2.1	Comparação do Circuito R e RC sem atribuir valores para TT	72
5.3.2.2	Comparação do Circuito R e RC com valores atribuídos para TT	73
5.4	ANÁLISE AC (AC ANALYSIS).....	76
5.5	ANÁLISE TRANSIENTE PARA RESPOSTAS EM FREQUÊNCIA DO LED .	78
6	CONCLUSÃO.....	81
	REFERÊNCIAS	82

1 INTRODUÇÃO

A comunicação por luz visível (*Visible Light Communication* - VLC) surge como uma solução inovadora para os desafios de transmissão de dados em ambientes onde a radiofrequência apresenta limitações, como interferência eletromagnética ou restrições regulamentares. Essa tecnologia utiliza LEDs (*Light Emitting Diodes*) para transmitir informações por meio de variações na intensidade luminosa, permitindo integrar iluminação e comunicação em um único sistema. Apesar das vantagens, como alta largura de banda e segurança inerente à comunicação óptica, a VLC enfrenta desafios técnicos significativos, especialmente no que se refere à eficiência da modulação em altas frequências e à limitação da largura de banda dos LEDs convencionais (Huang et al., 2018; Pathak et al., 2015).

1.1 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Os LEDs utilizados em sistemas VLC, embora amplamente disponíveis e energeticamente eficientes, apresentam limitações na sua largura de banda devido às características intrínsecas, como capacitância de junção e tempo de recombinação de portadores. Isso resulta em uma resposta limitada em altas frequências, comprometendo o desempenho em aplicações que demandam altas taxas de modulação, como Internet das Coisas (*Internet of Things* - IoT) e comunicação veicular. A melhoria dessas características é essencial para viabilizar a adoção em larga escala da tecnologia (Moddepalli; Parsa, 2018).

1.2 JUSTIFICATIVA

A relevância deste trabalho reside na busca por soluções práticas para aprimorar o desempenho dos diodos emissores de luz (*Light-Emitting* – LEDs) em sistemas de comunicação óptica. A aplicação de técnicas de modelagem da corrente, como Circuito RC, tem se mostrado promissora para atenuar os efeitos limitantes e ampliar a largura de banda dos LEDs, como demonstrado por estudos anteriores (Binh et al., 2013). Além disso, essa abordagem contribui para a evolução da VLC como uma tecnologia sustentável e de baixo custo, alinhada às demandas crescentes por soluções de conectividade eficientes em ambientes urbanos e industriais.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Investigar a aplicação de técnicas de modelagem da corrente (*current shaping*) em circuitos com LEDs de alta potência ou LEDs desenvolvidos para fins de iluminação, com o intuito de melhorar a qualidade e o desempenho das ondas moduladas em sistemas VLC.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Revisar a literatura sobre comunicação por luz visível e técnicas de modelagem da corrente;
- Implementar circuitos com e sem técnicas de modelagem da corrente para análise comparativa;
- Avaliar os efeitos da variação de parâmetros, como capacitância de junção e frequência, na resposta dinâmica dos LEDs;
- Validar os resultados por meio de simulações no LTspice e exportar os dados para o MATLAB para uma análise mais detalhada.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em seis capítulos. O **Capítulo 2** aborda os dispositivos optoeletrônicos aplicados à Comunicação por Luz Visível, com ênfase em semicondutores, LEDs e fotodiodos. O **Capítulo 3** apresenta os fundamentos da Comunicação por Luz Visível, incluindo enlaces, modelagem da corrente e esquemas de modulação. O **Capítulo 4** descreve a metodologia adotada, os circuitos e os procedimentos de simulação. No **Capítulo 5**, são analisados e discutidos os resultados obtidos em regime transiente e em frequência. Por fim, o **Capítulo 6** reúne as conclusões e as sugestões para trabalhos futuros.

2 DISPOSITIVOS OPTOELETRÔNICOS PARA VLC

2.1 DIODOS E SEMICONDUTORES

2.1.1 Semicondutores

Para entender o funcionamento dos diodos, é necessário entender inicialmente o que são os materiais semicondutores. Malvino e Bates (2016) os descrevem como substâncias que não se comportam nem como condutores nem como isolantes. De forma semelhante, Boylestad e Nashelsky (2013) os classificam como uma classe especial de elementos cuja condutividade está entre a de um bom condutor e a de um isolante.

Segundo Boylestad e Nashelsky (2013), os semicondutores podem ser divididos em duas categorias: os de cristal singular, como o silício (Si) e o germânio (Ge), com estrutura cristalina repetitiva; e os compostos, como arseneto de gálio (GaAs), sulfeto de cádmio (CdS), nitreto de gálio (GaN) e fosfeto de arseneto de gálio (GaAsP), que combinam os dois ou mais materiais com diferentes estruturas atômicas.

Os semicondutores mais comuns na fabricação de dispositivos eletrônicos são o Ge, o Si e o GaAs. O germânio, embora amplamente utilizado nas primeiras aplicações, foi sendo substituído pelo silício devido à sua menor corrente reversa e à abundância na natureza. O carbono (C) também é empregado, principalmente na produção de resistores (Boylestad; Nashelsky, 2013; Malvino; Bates, 2016).

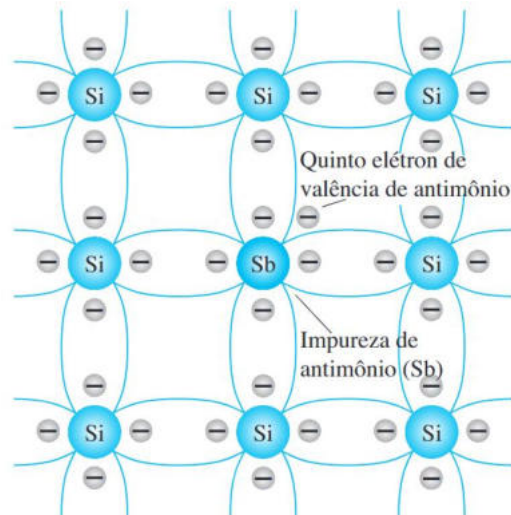
Ainda conforme Boylestad e Nashelsky (2013), semicondutores submetidos ao processo de dopagem passam a ser denominados extrínsecos, sendo classificados como tipo n ou tipo p — ambos fundamentais para a construção de dispositivos semicondutores.

2.1.1.1 Materiais do tipo n

Segundo Boylestad e Nashelsky (2013), os materiais do tipo n são obtidos por meio da adição de átomos de impureza com cinco elétrons na camada de valência, também chamados de pentavalentes.

Na Figura 1, observa-se que há quatro ligações covalentes entre o silício (Si) e o átomo de impureza antimônio (Sb). Entretanto, devido à presença do átomo pentavalente, existe um quinto elétron que não participa das ligações covalentes. Este elétron, fracamente ligado ao átomo de impureza, torna-se livre para movimentar-se na estrutura, sendo doado ao semiconductor — o que caracteriza o material como tipo *n* (Boylestad; Nashelsky, 2013).

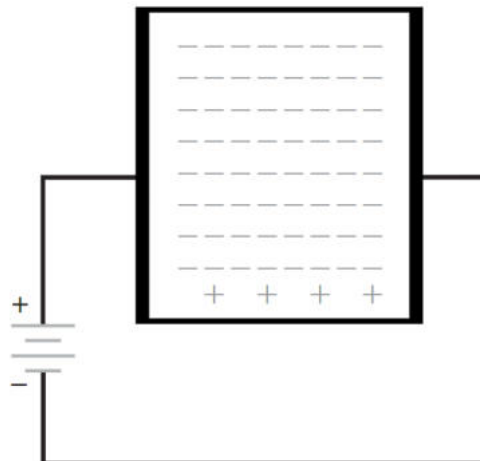
Figura 1 – Impureza de antimônio em material do tipo *n*.



Fonte: (Boylestad; Nashelsky, 2013).

Nesse tipo de material, os elétrons livres são mais numerosos que as lacunas, sendo por isso denominados portadores majoritários, enquanto as lacunas são os portadores minoritários (Malvino; Bates, 2016). A Figura 2 ilustra esse desequilíbrio, evidenciando a predominância de elétrons livres em relação às lacunas.

Figura 2 – Semicondutor do tipo *n*.



Fonte: (Malvino; Bates, 2016).

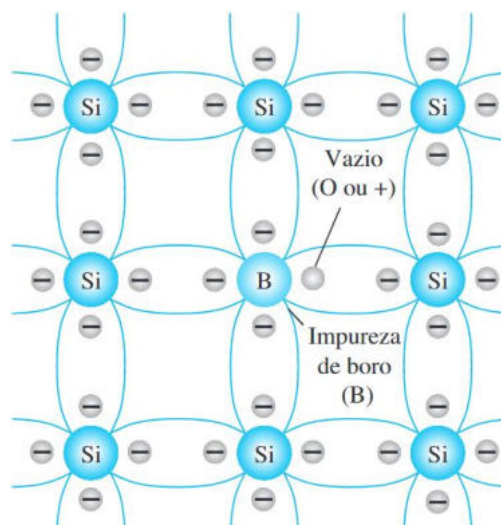
Como descrevem Malvino e Bates (2016), ao se aplicar uma tensão, os elétrons livres deslocam-se para a esquerda e as lacunas para a direita. Quando uma lacuna atinge a extremidade direita do cristal, um elétron do circuito externo entra no semiconductor e se recombina com ela.

2.1.1.2 Materiais do tipo *p*

Segundo Boylestad e Nashelsky (2013), materiais do tipo *p* são formados pela dopagem de cristais puros de silício ou germânio com átomos que possuem três elétrons de valência, como boro (B), gálio (Ga) ou índio (In).

Nessa estrutura, os três elétrons da impureza não são suficientes para completar todas as ligações covalentes, resultando em regiões com ausência de elétrons denominadas lacunas, representadas por pequenos círculos ou sinais positivos, como ilustrado na Figura 3 (Boylestad; Nashelsky, 2013).

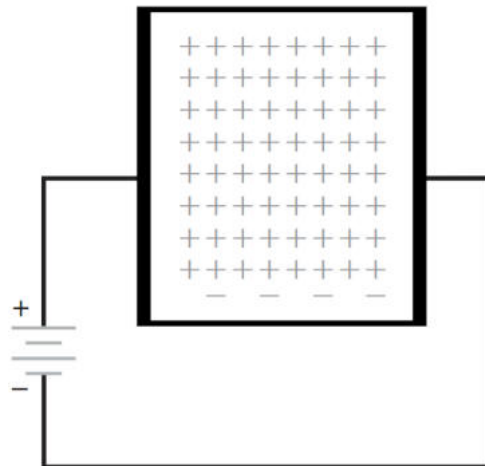
Figura 3 – Impureza de boro em material do tipo *p*.



Fonte: (Boylestad; Nashelsky, 2013).

A Figura 4 mostra que as lacunas, por estarem em maior número do que os elétrons livres, são consideradas portadoras majoritárias. Os elétrons livres, por sua vez, são os portadores minoritários (Malvino; Bates, 2016). Com a aplicação de uma tensão, as lacunas se deslocam para a direita no cristal, enquanto os elétrons livres movimentam-se para a esquerda.

Figura 4 – Semicondutor do tipo p .



Fonte: (Malvino; Bates, 2016).

Como explicam Malvino e Bates (2016), ao alcançarem a extremidade direita do cristal, as lacunas recombina-se com elétrons vindos do circuito externo. Embora os portadores minoritários também circulem pelo material, sua baixa concentração os torna praticamente irrelevantes para o comportamento geral do circuito.

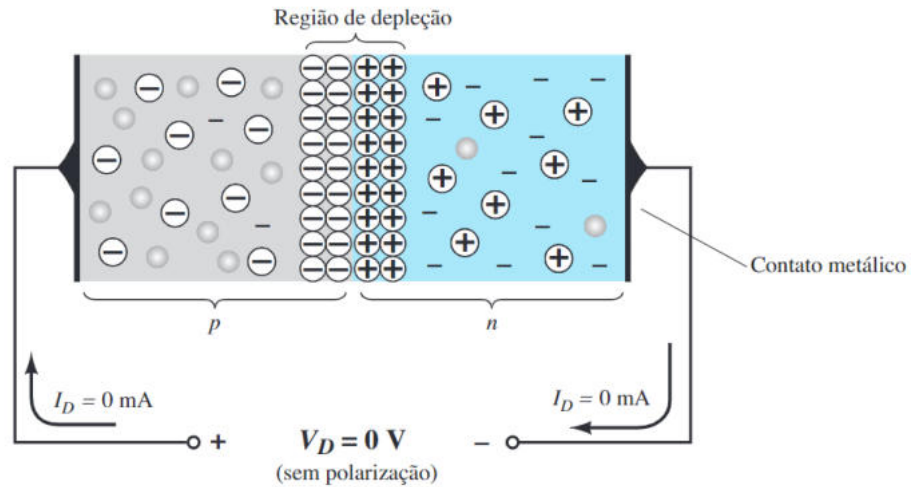
2.1.2 Diodos

A criação do diodo semicondutor é feita pela junção de materiais do tipo n , que tem como portadores majoritários os elétrons, com materiais do tipo p , cujos portadores majoritários são lacunas. Essa junção de materiais é chamada de junção $p-n$, que é base inclusive para vários tipos de invenções, como: diodos, transistores e circuitos integrados (Boylestad; Nashelsky, 2013; Malvino; Bates, 2016).

2.1.2.1 Sem polarização aplicada

Assim que é formada a junção $p-n$, os elétrons e lacunas tendem a se combinar na região da junção, que tem como resultado falta de portadores livres nessa região. Após essa combinação, as partículas restantes são íons positivos e negativos próximos à junção, como pode ser visto na Figura 5. E devido a esse “esgotamento” de portadores livres, essa região recebe o nome de região de depleção. Os íons ficam presos na estrutura do cristal por meio da ligação covalente, e por isso, eles não podem mover-se na estrutura como os elétrons e as lacunas (Boylestad; Nashelsky, 2013; Malvino; Bates, 2016).

Figura 5 – Distribuição interna de carga em uma junção PN sem polarização externa.

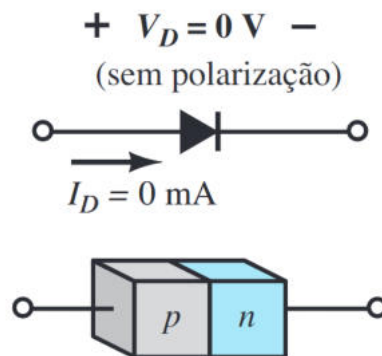


Fonte: Adaptado de (Boylestad; Nashelsky, 2013).

Como aponta Boylestad e Nashelsky (2013), ligando-se terminais às extremidades de cada material, tal como mostrado na Figura 5, isso resulta em um dispositivo de dois terminais, fazendo com que existam três possibilidades, sendo elas: sem polarização, polarização reversa e polarização direta.

O símbolo do diodo semiconductor é apresentado na Figura 6 para ilustrar as formas de simbologias referentes a junção p - n . É perceptível que na Figura 5 e na Figura 6, a tensão aplicada é de 0 V (sem polarização) e analogamente, a corrente resultante é igual a 0 A.

Figura 6 – Símbolo do diodo e o sentido da corrente (sem polarização).



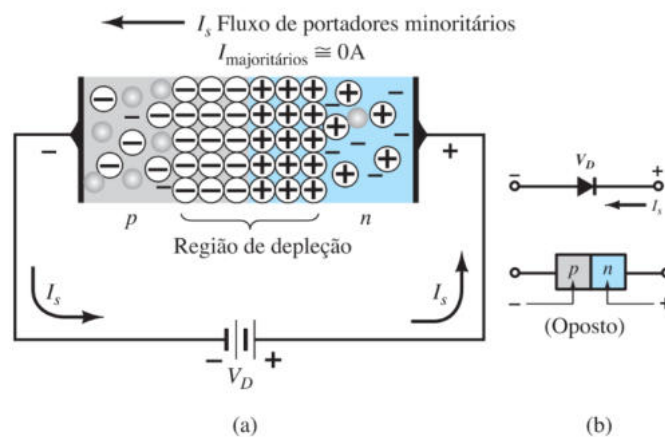
Fonte: Adaptado de (Boylestad; Nashelsky, 2013).

Em condições sem polarização, quaisquer portadores minoritários (lacunas) no material do tipo n , quanto mais próximos se encontram da região de depleção, irão encontrar menor oposição dos íons positivos e maior atração dos íons negativos, o que resulta na passagem direta para o material do tipo p . Na situação sem polarização de um diodo semiconductor, o fluxo líquido de carga em um sentido é igual a zero. Portanto, como mostrado na Figura 5 e na Figura 6, a corrente nessa condição também é igual a zero (Boylestad; Nashelsky, 2013).

2.1.2.2 Polarização reversa

A polarização reversa em uma junção $p-n$ é caracterizada pela aplicação de uma tensão que conecta o terminal positivo ao material do tipo n e o terminal negativo ao material do tipo p , conforme detalham Boylestade e Nashelsky (2013). Nessa condição, o campo elétrico externo alarga a região de depleção ao atrair os portadores majoritários para longe da junção. Como ilustra a Figura 7, esse aumento da região de depleção gera uma barreira significativa, praticamente eliminando o fluxo de portadores majoritários, embora o fluxo de portadores minoritários permaneça inalterado. A corrente resultante, conhecida como corrente de saturação reversa dada por (I_s), é de magnitude muito baixa, geralmente na ordem de nano ampères, sendo insensível a variações na tensão reversa.

Figura 7 – Junção $p-n$ em polarização reversa: (a) distribuição interna de cargas sob condição de polarização reversa; (b) polaridade de polarização reversa e sentido da corrente de saturação reversa.



Fonte: adaptado de (Boylestad; Nashelsky, 2013).

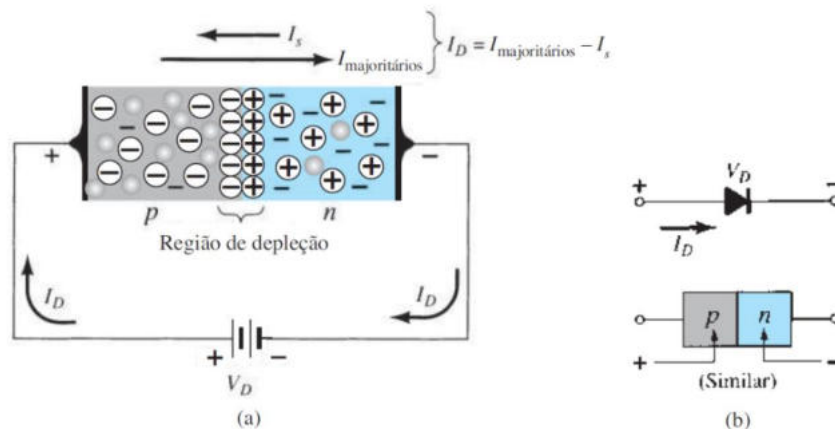
De maneira complementar, Malvino e Bates (2016) reforçam que a polarização reversa ocorre quando a fonte de tensão é invertida, conectando o terminal negativo ao lado p e o positivo ao lado n . Esse arranjo faz com que as lacunas e elétrons livres se afastem da junção, ampliando a região de depleção. O alargamento cessa quando a diferença de potencial acumulada na região de depleção equilibra a tensão reversa aplicada.

Ambos os autores concordam que o principal efeito da polarização reversa é a ampliação da camada de depleção, diretamente proporcional à tensão reversa aplicada. Esse fenômeno cria uma barreira eficiente para o movimento de portadores majoritários, limitando a corrente reversa a valores muito baixos. Essa concordância entre as explicações reforça o entendimento de que a polarização reversa é essencial para as propriedades de isolamento elétrico em dispositivos semicondutores.

2.1.2.3 Polarização direta

A polarização direta ocorre quando o terminal positivo da fonte de tensão é conectado ao material do tipo p e o terminal negativo ao material do tipo n . Essa configuração reduz a barreira de potencial da junção, permitindo o fluxo de corrente, como destacado por Boylestad e Nashelsky (2013) na Figura 8, e também por Malvino e Bates (2016).

Figura 8 – Junção $p-n$ diretamente polarizada: (a) distribuição interna de cargas sob condição de polarização direta; (b) polaridade de polarização direta e sentido da corrente resultante.



Fonte: adaptado de (Boylestad; Nashelsky, 2013).

Em polarização direta, os elétrons livres no material do tipo n e as lacunas no material do tipo p são empurrados para a junção pela força do campo elétrico gerado pela tensão aplicada. Se a tensão for maior que a barreira de potencial (aproximadamente 0,7 V para diodos de silício), os portadores majoritários conseguem atravessar a região de depleção, estabelecendo um fluxo contínuo de corrente.

Conforme descrito por Boylestad e Nashelsky (2013), a aplicação da tensão positiva reduz a largura da região de depleção (Figura 8(a)), permitindo um fluxo exponencialmente crescente de corrente direta (I_D) conforme a tensão aplicada (V_D) aumenta. Esse comportamento é matematicamente descrito pela Equação (1), conhecida por Equação de Shockley:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right), \quad (1)$$

onde:

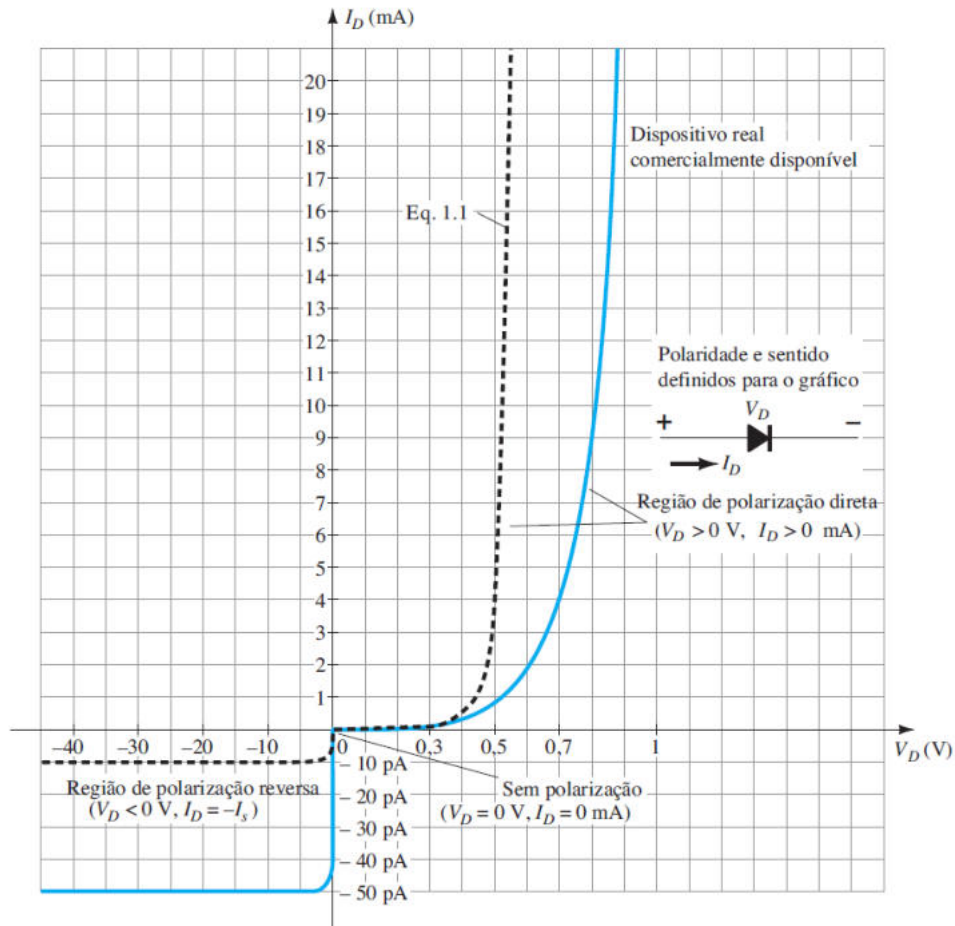
- I_S é a corrente de saturação reversa;
- n é o fator de idealidade (geralmente 1 para condições ideais);
- $V_T = \frac{kT}{q}$ é a tensão térmica, dependendo da temperatura absoluta T , da constante de Boltzmann (k) e da carga eletrônica (q).

Malvino e Bates (2016) corroboram essa ideia ao mencionar que, quando a tensão aplicada supera a barreira de potencial, lacunas e elétrons livres se deslocam em direção à junção, atravessando-a e recombinando-se. Esse processo gera uma corrente contínua, sustentada pelo movimento de portadores ao longo do circuito.

Em condições de polarização direta, o fluxo de corrente é dominado pelos portadores majoritários. (Boylestad; Nashelsky, 2013) destacam que, à medida que a tensão aumenta, a corrente cresce rapidamente após o “joelho” da curva característica (Figura 9), evidenciando o comportamento exponencial do diodo.

Boylestad e Nashelsky (2013) também observam que as características reais dos diodos comerciais se desviam do ideal devido à resistência interna e outros fatores, como corrente de fuga e sensibilidade à temperatura. Esses fatores podem alterar a curva característica, deslocando-a levemente, como ilustrado na Figura 9.

Figura 9 – Curva característica do diodo semicondutor de silício.



Fonte: Adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013).

Tanto Boylestad e Nashelsky (2013) quanto Malvino e Bates (2016) concordam que a polarização direta reduz a barreira da junção $p-n$, permitindo um fluxo de corrente exponencialmente crescente. Essa corrente é mantida pelo movimento contínuo de portadores majoritários, sendo limitada por dispositivos externos no circuito, como resistores. A precisão das equações de Shockley e os fenômenos descritos por ambos os autores fornecem uma base sólida para compreender o comportamento dos diodos semicondutores em polarização direta.

2.1.3 Diodo emissor de luz – LED

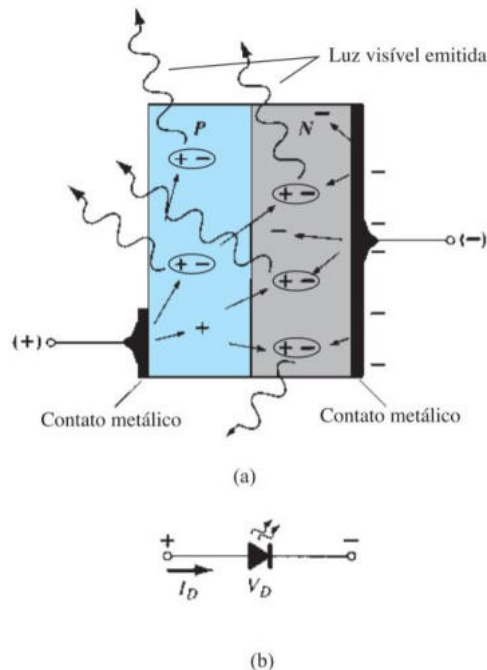
De acordo com Boylestad e Nashelsky (2013), os LEDs (Diodos Emissores de Luz) são dispositivos semicondutores capazes de emitir luz visível ou invisível (infravermelho) quando polarizados diretamente. Esse fenômeno ocorre devido à recombinação de lacunas e elétrons na junção $p-n$, liberando energia na forma de fótons.

O processo de emissão de luz nos LEDs é conhecido como eletroluminescência. Conforme explicado por Malvino e Bates (2016), nesse fenômeno, a energia irradiada pelos elétrons que passam de níveis energéticos mais altos para níveis mais baixos é liberada sob a forma de fótons de luz, diferentemente dos diodos comuns, onde essa energia é liberada como calor.

Materiais como silício e germânio não são utilizados para fabricação de LEDs, pois a maior parte da energia nesses semicondutores é convertida em calor. Em contrapartida, semicondutores como arseneto de gálio (GaAs) e outros compostos são capazes de emitir luz em diferentes faixas do espectro eletromagnético, sendo amplamente utilizados.

A construção básica de um LED e seu símbolo padrão são ilustrados pela Figura 10, que destaca como a recombinação dos portadores de carga resulta na emissão de luz.

Figura 10 – (a) Processo de eletroluminescência no LED; (b) símbolo gráfico.



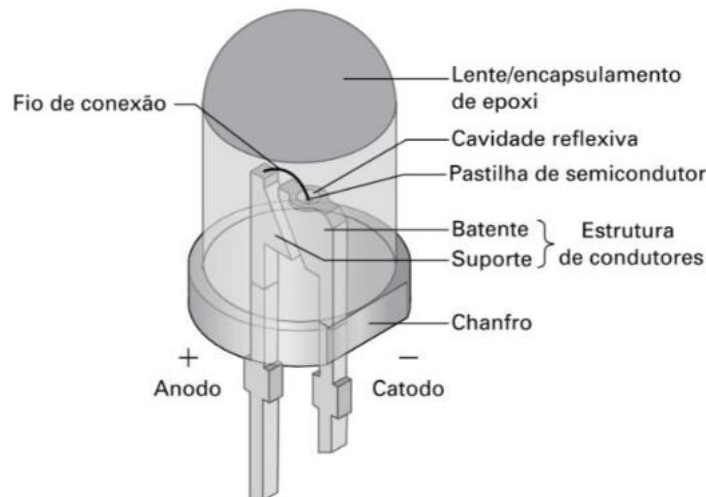
Fonte: Adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013).

2.1.3.1 Aplicações e características do LED de Luz Visível

Os LEDs de luz visível, conforme descrito por Malvino e Bates (2016), são usados em uma ampla variedade de dispositivos, incluindo painéis de instrumentação, roteadores e em alguns sistemas de comunicação óptica. A cor da luz emitida é determinada pelo material semicondutor utilizado, permitindo a fabricação de LEDs que produzem luz vermelha, verde, azul, branca, entre outras cores.

Malvino e Bates (2016) descrevem as partes de um LED padrão de baixa potência na Figura 11, que apresenta o encapsulamento plástico típico, o ânodo, o cátodo e o corte plano que indica o lado do cátodo.

Figura 11 – Partes constituintes de um LED.



Fonte: Adaptado de Malvino e Bates (2016).

2.1.3.2 Espectro de emissão e Comprimento de onda

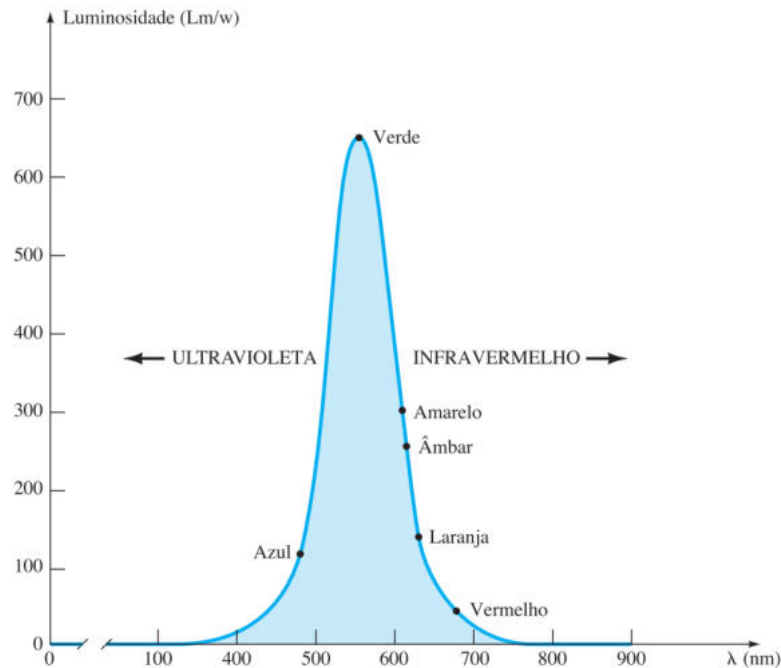
O comprimento de onda da luz emitida por um LED está relacionado à frequência da radiação. Essa relação é expressa pela Equação Geral (2):

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (2)$$

onde, c é a velocidade da luz, f é a frequência, e λ é o comprimento de onda.

Como discutido por (Boylestad; Nashelsky, 2013), a luz visível tem comprimentos de onda que variam de 400 nm a 750 nm, aproximadamente, enquanto a luz infravermelha está acima dessa faixa. A resposta do olho humano a diferentes comprimentos de onda, apresentada na Figura 12, revela um pico maior de sensibilidade à luz verde, o que explica sua eficiência visual superior, diminuindo para o azul e o vermelho.

Figura 12 – Curva de resposta-padrão do olho humano.



Fonte: Adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013).

2.1.3.3 Energia de Banda Proibida dos Materiais e Emissão de Luz

A energia necessária para a emissão de luz em um LED depende do *gap* de energia (E_g) do material semicondutor, sendo determinado pela Equação (3):

$$E_g = \frac{hc}{\lambda}, \quad (3)$$

onde h é a constante de Planck, c é a velocidade da luz e λ é o comprimento de onda.

Boylestad e Nashelsky (2013) explicam que semicondutores com gaps maiores, como GaAs, são mais adequados para a emissão de luz visível. Por outro lado, materiais com gaps menores dissipam a maior parte da energia como calor, resultando em pouca ou nenhuma emissão luminosa.

2.1.3.4 Corrente e Tensão em LEDs

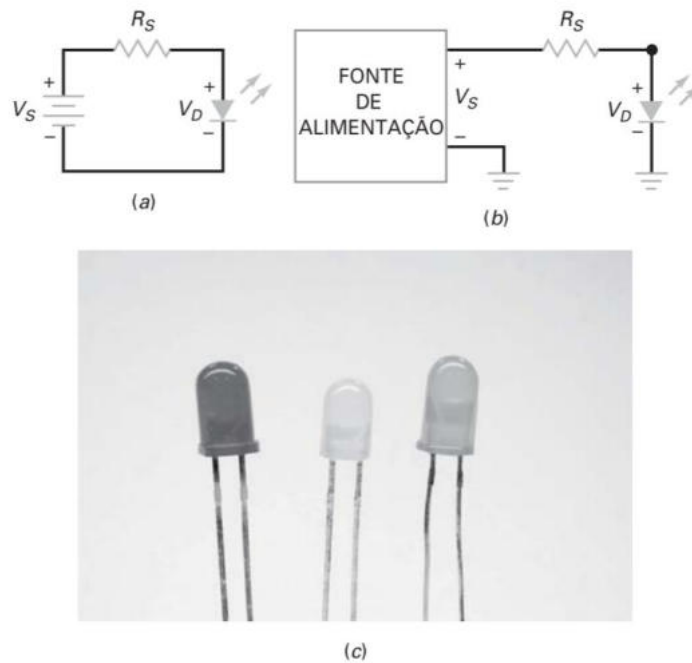
Malvino e Bates (2016) destacam que um resistor em série com um LED é utilizado para limitar a corrente, prevenindo danos ao dispositivo. A corrente que atravessa o LED pode ser calculada pela relação geral dada pela Equação (4):

$$I_D = \frac{V_S - V_D}{R_S}, \quad (4)$$

onde V_S é a tensão de fonte, V_D é a queda de tensão no LED e R_S é o resistor em série.

A configuração básica de um circuito com LED e resistor de limitação é mostrada na Figura 13(a), onde as setas indicam a luz irradiada.

Figura 13 – (a) Circuito básico; (b) circuito prático; (c) LEDs típicos.



Fonte: Adaptado de Malvino e Bates (2016).

O brilho do LED aumenta com a corrente direta até atingir um ponto de saturação, onde incrementos adicionais de corrente não resultam em maior intensidade luminosa (Malvino; Bates, 2016).

Além disso, a Figura 13(c) apresenta LEDs de baixa potência com encapsulamentos otimizados para maximizar a emissão de luz colorida.

2.1.3.5 Impacto da temperatura

Boylestad e Nashelsky (2013) ressaltam que a eficiência e a intensidade luminosa dos LEDs podem ser significativamente afetadas pela temperatura ambiente. A elevação da temperatura reduz a emissão de luz, sendo um aspecto crítico em aplicações que exigem estabilidade em ambientes de temperatura extremas.

2.1.3.6 Capacitância de junção em LEDs

A capacitância de junção, originada pela separação de cargas na junção $p-n$, é um parâmetro essencial que influencia o desempenho de LEDs em aplicações de alta frequência. Seu valor é determinado por fatores como a área da junção, as características do material semicondutor e a polarização aplicada (Schubert; Cho; Kyu Kim, 2016).

LEDs desenvolvidos para Comunicação por Luz Visível apresentam capacitâncias de junção entre 1 pF e 10 pF, o que permite larguras de banda superiores a 10 MHz. Essa baixa capacitância é essencial para suportar altas taxas de modulação, como observado por (Huang et al., 2018). Além disso, materiais semicondutores como o GaN (nitreto de gálio) e InGaN (nitreto de gálio-índio) são amplamente utilizados nessas aplicações devido às suas propriedades elétricas e ópticas ideais (Schubert; Cho; Kyu Kim, 2016).

Entretanto, os fabricantes de LEDs para iluminação focam seus parâmetros na potência e no comprimento de onda da luz irradiada, não se preocupando com parâmetros como capacitância de junção. LEDs para iluminação possuem capacitâncias maiores, tipicamente entre 10 pF e 100 pF, podendo atingir até 200 pF em dispositivos de alta potência (Schubert; Cho; Kyu Kim, 2016). Huang et al., (2018) mostram que ajustes no design do dispositivo e no circuito podem aumentar a largura de banda para além de 10 MHz, especialmente ao reduzir a capacitância por meio da conexão em série de múltiplos LEDs, o que diminui a capacitância efetiva do sistema, e também por meio de otimizações na densidade de corrente. Tais medidas contribuem para acelerar a resposta do LED, favorecendo aplicações em comunicações ópticas de alta velocidade. LEDs com GaN revestido de fósforo apresentam larguras de bandas limitadas (<1 MHz), enquanto dispositivos com GaN ou InGaN sem revestimento podem operar em frequências mais altas.

O uso de LEDs comuns para VLC tem ganhado destaque devido à sua ampla disponibilidade e baixo custo, tornando-os uma opção viável para aplicações práticas, como na Internet das Coisas (*Internet of Things*, IoT). Huang et al., (2018) destacam que, ao otimizar o design do dispositivo e do circuito de acionamento, é possível alcançar larguras de bandas maiores, tornando os LEDs comuns uma alternativa promissora para comunicações de curto alcance. Pathak et al., (2015) reforçam que técnicas como modulação otimizada ampliam as capacidades desses LEDs, viabilizando soluções eficientes e inovadoras.

2.1.3.7 LEDs de alta potência

Em sistemas de comunicação por luz visível (VLC), LEDs são considerados de alta potência quando sua emissão óptica contínua ultrapassa 100 mW. Esse valor tem sido adotado em aplicações práticas por favorecer maior largura de banda e eficiência. Xu et al., (2018) utilizaram LEDs de 0,1 W em transmissões a 262 Mb/s, enquanto Modepalli e Parsa (2018) destacam HB-LEDs com potências superiores a dezenas de miliwatts para VLC e LiDAR (*Light Detection and Ranging* – Detecção e Medição de Distâncias por Luz). Huang et al., (2018) também mostram que o aumento da potência e da densidade de corrente melhora a resposta em frequência dos dispositivos.

Os LEDs de alta potência representam uma evolução significativa em relação aos modelos tradicionais de baixa potência, sendo amplamente aplicados em iluminação residencial, comercial e automotiva.

Esses dispositivos utilizam semicondutores maiores e dissipadores de calor para lidar com correntes elevadas, muitas vezes superiores a 1 A. A eficiência luminosa é um fator essencial e pode ser expressa pela Equação (5):

$$\textbf{Eficiência} = \frac{\textit{Fluxo luminoso (lm)}}{\textit{Potência dissipada (W)}} \quad (5)$$

Conforme Malvino e Bates (2016), os LEDs de alta potência oferecem eficiência significativamente superior à das lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas. No entanto, o uso de circuitos eletrônicos para controle da dissipação térmica é essencial para assegurar a durabilidade e o desempenho ideal dos dispositivos, o que em muitas vezes pode inviabilizar a aplicação.

2.1.3.8 Tempo de resposta do LED

É importante destacar que a análise do tempo de resposta do LED, a seguir desenvolvida, pressupõe um cenário típico de modulação OOK (*On-Off Keying*), no qual a transição do sinal envolve variações bruscas entre o desligamento total (0%) e o acionamento completo (100%) do LED. Essa característica influencia diretamente nos tempos de subida e descida da intensidade luminosa, os quais dependem da recombinação de portadores. Contudo, existem estratégias para minimizar essas limitações, como demonstrado por Santos (2020), que propôs um sistema VLC em que o nível de corrente correspondente ao bit zero não partia do valor nulo, mas sim de um valor elevado (cerca de 90% da corrente máxima). Essa abordagem, além de mitigar o *flickering* – efeito visual de cintilação percebido quando há variações rápidas na intensidade luminosa –, promove uma redução no tempo efetivo de comutação, pois evita os extremos de operação do LED e suaviza a resposta temporal do dispositivo, o que pode ser benéfico para o aumento da taxa de transmissão.

O tempo de resposta de um LED é crucial para determinar sua capacidade de ajustar rapidamente a emissão luminosa em resposta a variações na corrente elétrica aplicada. Segundo Schubert et al., (2016), esse parâmetro está relacionado diretamente ao tempo de vida dos portadores de carga (τ), que descreve o tempo médio que os portadores (elétrons e lacunas) permanecem na região ativa do LED antes de se recombinarem.

O tempo de subida (t_{rise}) corresponde ao intervalo necessário para a intensidade luminosa do LED aumentar de 10% para 90% de seu valor máximo. Já o tempo de descida (t_{fall}) indica o tempo necessário para que a intensidade luminosa caia de 90% para 10% de seu valor máximo. Esses tempos podem ser aproximados a partir do tempo de vida dos portadores, de acordo com a Equação (6):

$$t_{rise} \approx t_{fall} \approx 2.2 \cdot \tau. \quad (6)$$

O tempo de vida dos portadores é dado pela Equação (7):

$$\tau = \frac{1}{R_{total}}, \quad (7)$$

na qual, R_{total} é a soma das taxas de recombinação radiativa (R_r) e não radiativa (R_{nr}) (Schubert; Cho; Kyu Kim, 2016). A recombinação radiativa resulta na emissão de fótons (luz visível), enquanto a recombinação não radiativa dissipa energia na forma de calor (Youn et al., 2015). O R_{total} pode ser representado de maneira simplificada pela Equação (8):

$$R_{total} = A \cdot n + B \cdot n \cdot p, \quad (8)$$

em que, A e B são os coeficientes de recombinação não radiativa e radiativa, respectivamente, e n e p representam as combinações de elétrons e lacunas (Schubert; Cho; Kyu Kim, 2016).

De acordo com Nakamura et al., (1995), LEDs de luz visível, especialmente os baseados em InGaN, possuem tempos típicos de subida e descida entre 1 ns e 100 ns, tornando-os adequados para aplicações de modulação em alta frequência. Youn et al., (2015) destacam que fenômenos como o *overflow* de portadores também influenciam esses tempos ao modificar a eficiência quântica do LED.

2.1.3.9 Frequência de corte e frequência de comutação

A frequência de corte (f_c) determina o limite superior da resposta em frequência do LED e está relacionada à constante de tempo do circuito ($\tau_c = R \cdot C$), que depende da resistência intrínseca (R) e da capacitância (C) (Huang et al., 2018), apresentado na Equação (9):

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau_c}. \quad (9)$$

A frequência máxima de comutação (f_{switch}) é definida pela maior taxa na qual o LED pode alterar entre os estados ligado e desligado. Essa frequência é inversamente proporcional ao tempo total de resposta, de acordo com a Equação (10):

$$f_{switch} = \frac{1}{t_{rise} + t_{fall}}. \quad (10)$$

Pathak et al., (2015) discutem aplicações práticas de LEDs em sistemas de Comunicação por Luz Visível (*Visible Light Communication – VLC*), onde frequências de corte acima de 100 MHz são frequentemente necessárias. Esses avanços são possíveis devido a melhorias estruturais nos LEDs, como otimização da capacitância e controle preciso da densidade de corrente.

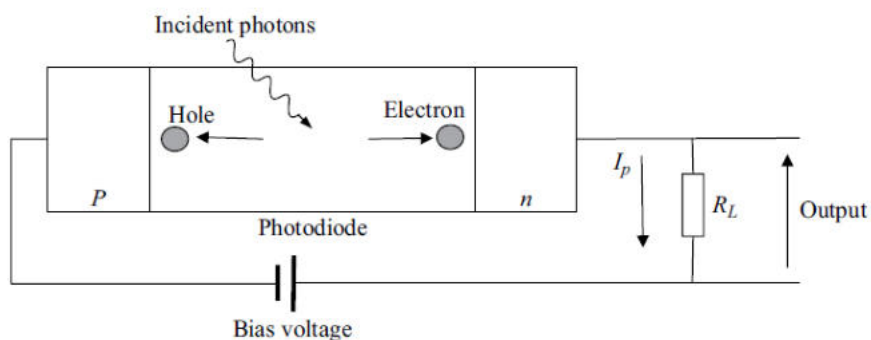
Huang et al., (2018) explicam que fatores como densidade de corrente e a capacitância de junção impactam diretamente a largura de banda de um LED, afetando sua capacidade de operação e frequências altas. No caso de LEDs visíveis convencionais, como os fósforo-convertidos (pc-LEDs), largamente utilizados em iluminação geral, a largura de banda típica é bastante limitada, situando-se geralmente na faixa de 2 a 5 MHz. Isso se deve à lenta resposta do fósforo, que introduz atraso na emissão óptica (Karunatilaka et al., 2015). Já LEDs RGB multichip, que não utilizam fósforo, podem atingir faixas próximas de 15 MHz por canal.

Dispositivos como micro-LEDs e LEDs de cavidade ressonante, projetados para comunicações ópticas, atingem bandas superiores. McKendry et al., (2010) demonstraram larguras de banda de até 130 MHz com micro-LEDs individuais, podendo chegar a 245 MHz com técnicas de otimização.

2.1.4 Fotodiodo

Os fotodiodos são dispositivos semicondutores cruciais para a detecção de luz e conversão em sinais elétricos. A Figura 14 ilustra o esquema básico de um fotodiodo PIN, que destaca sua arquitetura e a junção *p-n* utilizada para a detecção de luz. Esses dispositivos desempenham um papel vital em diversas aplicações, desde a indústria até as comunicações ópticas, devido à sua precisão e capacidade de operar em altas velocidades (Boylestad; Nashelsky, 2013; Malvino; Bates, 2016).

Figura 14 – Fotodiodo PIN: polarização invertida.



Fonte: Adaptado de Ghassemlooy et al., (2019).

A Figura 15 apresenta alguns exemplos distintos de fotodiodos.

Figura 15 – Fotodiodos.



Fonte: adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013).

2.1.4.1 Princípios gerais

O princípio de funcionamento do fotodiodo está baseado no efeito fotoelétrico interno. Quando a luz incide sobre a junção *p-n* do dispositivo, pares elétron-lacuna são gerados. Este fenômeno pode ser descrito pela Equação (11):

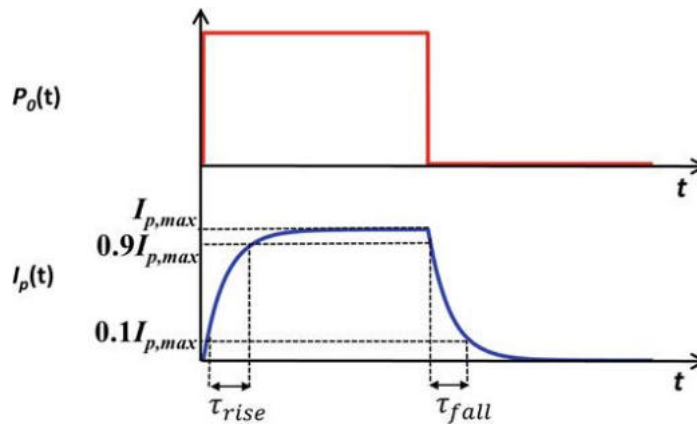
$$I = R \cdot P_{in}, \quad (11)$$

na qual, I é a corrente gerada pelo fotodiodo (A); R é a responsividade do dispositivo (A/W); P_{in} corresponde à potência óptica incidente (W).

Essa relação, apresentada por Ghassemlooy et al., (2019, p. 65), descreve como o dispositivo converte energia luminosa em sinal elétrico. A Figura 16 ilustra o comportamento temporal do dispositivo diante de pulsos luminosos, onde, a curva vermelha mostra o impulso óptico, e a curva azul abaixo mostra a evolução transitória da fotocorrente. Esses portadores de carga são então separados pela barreira de potencial na junção, resultando em uma corrente elétrica proporcional à intensidade de luz incidente. Este mecanismo é descrito em detalhes por Krishnaswamy et al., (2022), que também analisam a eficiência do transporte de carga e as propriedades ópticas associadas ao design da junção *p-n*. Além disso, os autores destacam como o controle da dopagem e da arquitetura da junção influencia diretamente a responsividade e a eficiência quântica.

Quando submetidos a pulsos de onda quadrada, os fotodiodos exibem uma resposta temporal que reflete diretamente as propriedades intrínsecas do dispositivo e as características do circuito externo. Os tempos de subida e descida são detalhados por Krishnaswamy et al., (2022) como indicadores críticos da eficiência do dispositivo em aplicações de alta velocidade. Isso é visualmente representado na Figura 16, que destaca o impacto da capacitância da junção na resposta temporal do dispositivo. A Figura 16 ilustra como a capacitância de junção e o tempo de recombinação influenciam a forma de onda de saída, destacando limites físicos e eletrônicos do desempenho.

Figura 16 – Resposta temporal típica de um fotodetector a impulsos ópticos.

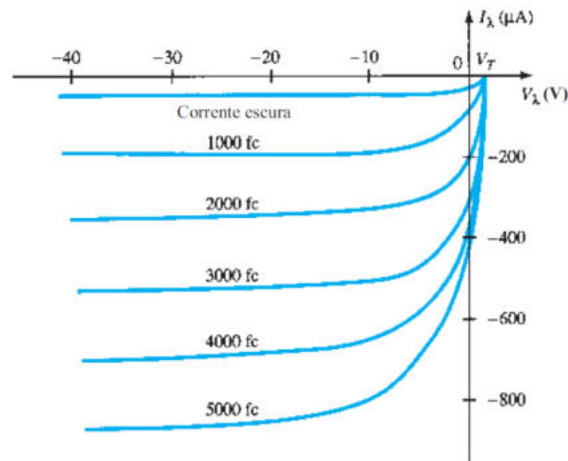


Fonte: (Krishnaswamy et al., 2022).

2.1.4.2 Características gerais

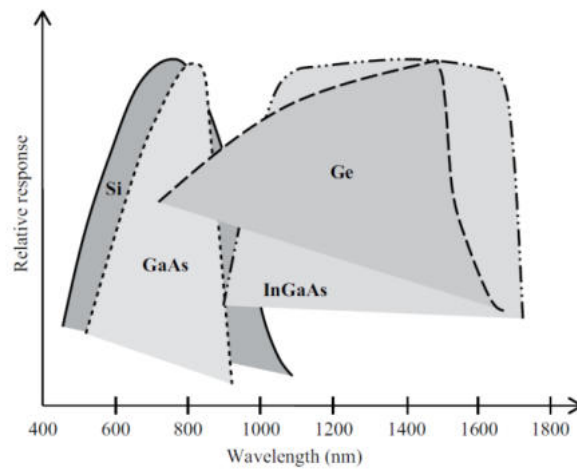
Os fotodiodos apresentam características notáveis, como alta sensibilidade, que os torna capazes de detectar baixos níveis de luminosidade, e tempos de resposta rápidos, essenciais para aplicações de alta frequência. A curva característica de corrente versus tensão, conforme apresentado na Figura 17 por Boylestad e Nashelsky (2013), demonstra o comportamento dinâmico do dispositivo em polarizações direta e reversa. A Figura 18 complementa, apresentando a resposta relativa de diferentes materiais usados em fotodiodos. Já Ghassemlooy et al., (2019) destacam que a largura de banda dos fotodiodos pode ser significativamente otimizada ao minimizar a capacitância de junção e ao utilizar circuitos de controle adequados para amplificação e filtragem de sinal.

Figura 17 – Curvas características para o fotodiodo.



Fonte: (Boylestad; Nashelsky, 2013).

Figura 18 – Resposta relativa de fotodiodos para diferentes materiais.



Fonte: adaptado de (Ghassemlooy; Popoola; Rajbhandari, 2019).

Os dispositivos optoeletrônicos abordados neste capítulo, em especial os diodos emissores de luz e os fotodiodos, constituem a base física necessária para a implementação de sistemas de comunicação por luz visível, os quais serão discutidos no capítulo seguinte.

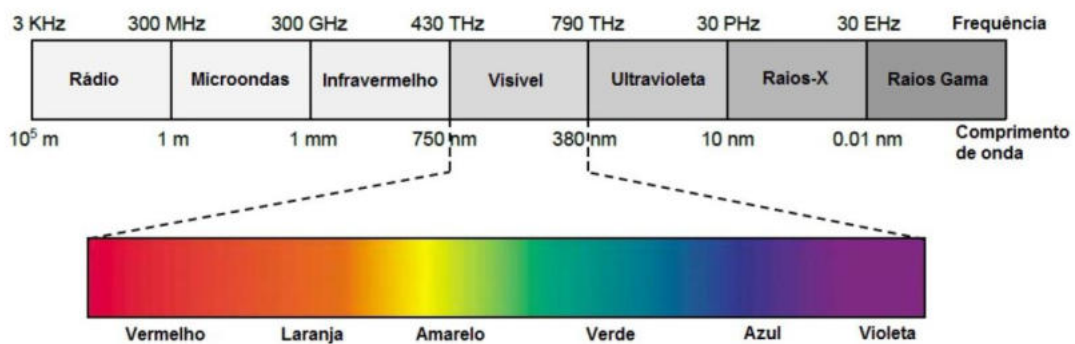
3 COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL

3.1 LUZ VISÍVEL

As ondas eletromagnéticas são organizadas conforme seus comprimentos de onda e frequências, grandezas que possuem uma relação inversamente proporcional. Essa sistematização compõe o espectro eletromagnético, no qual o espectro visível, ou luz visível, ocupa apenas uma fração reduzida de todo o espectro explorável (Pathak et al., 2015).

Conforme apresentado na Figura 19, essa faixa está compreendida entre as frequências de 430 THz e 790 THz, o que corresponde a comprimentos de onda situados aproximadamente entre 380 nm e 750 nm. À direita do espectro visível encontram-se frequências de energias mais altas e, portanto, de comprimentos de onda menores, como os raios ultravioleta, raios-x e raios gama; analogamente, à esquerda, localizam-se as radiações de frequências mais baixas e de maiores comprimentos de onda, como as faixas de infravermelho, micro-ondas e ondas de rádio (Pathak et al., 2015).

Figura 19 – Divisão do espectro eletromagnético com destaque para luz visível.



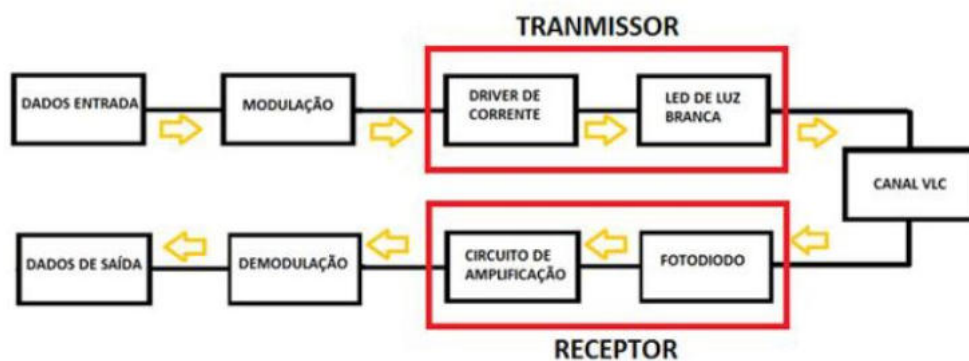
Fonte: (Pathak et al., 2015 apud Matheus et al., 2017).

A utilização desse espectro por sistemas em que são enviados dados através de modulação das ondas de luz visível é conhecido como Comunicação por Luz Visível. Porém, o intuito desse tipo de comunicação é que seja imperceptível a transferência de dados aos olhos do ser humano. Logo, o que deve ser enxergado é apenas a iluminação comum sem nenhuma alteração aparente (Matheus et al., 2017).

3.2 ENLACES DE VLC

A Figura 20 apresenta o diagrama de blocos de um sistema VLC, evidenciando as etapas fundamentais do enlace óptico. Observa-se a estrutura típica composta por geração do sinal elétrico, modulação da intensidade luminosa no LED emissor, propagação no canal óptico e detecção pelo fotodiodo, seguida por amplificação e demodulação. Esse fluxo destaca como a informação percorre sucessivamente cada subsistema até chegar ao receptor, refletindo a arquitetura descrita por Farfán-Guillén et al., (2021), na qual o canal óptico é tratado como parte central do desempenho do enlace.

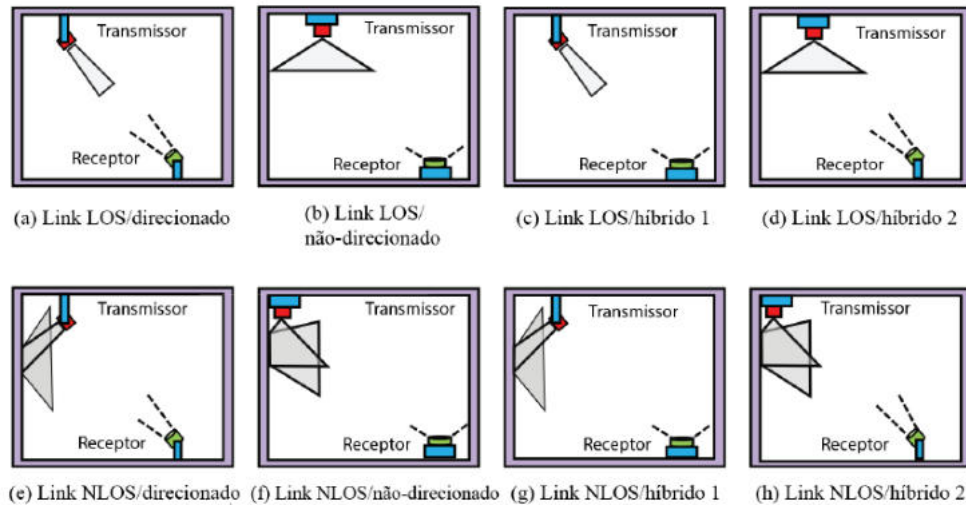
Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema VLC.



Fonte: Adaptado de (Farfán-Guillén et al., 2021).

Já a Figura 21 complementa essa visão ao classificar os tipos de *links* de propagação em sistemas VLC. A imagem distingue os enlaces LOS (linha de visada, do inglês *Line-of-Sight*), NLOS (sem visada direta, do inglês *Non-Line-of-Sight*) e os modelos difusos, permitindo visualizar como a geometria de propagação influencia a força do sinal recebido e o efeito de multipercurso. Conforme argumentado por Santos (2020), enlaces LOS tendem a apresentar maior eficiência e menor dispersão temporal, enquanto enlaces NLOS ou difusos aumentam a robustez de cobertura ao custo de maior espalhamento temporal. Assim, a classificação apresentada sintetiza como as características físicas do ambiente impactam diretamente o desempenho do sistema mostrado na figura em questão.

Figura 21 – Classificação dos *links* de propagação.



Fonte: Adaptado de Kahn e Barry (1997), apud Santos (2020).

3.3 MODELAGEM DA CORRENTE (*CURRENT SHAPING*)

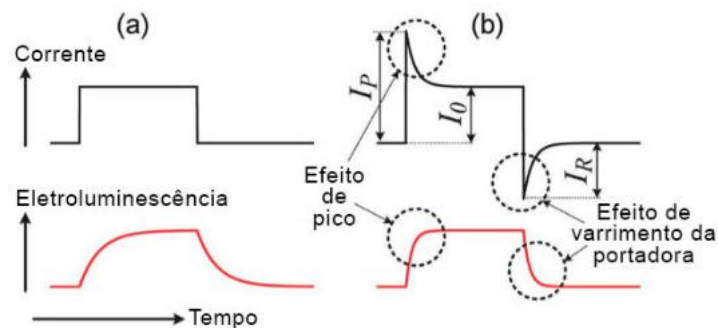
A modelagem da corrente é uma técnica destinada a modificar intencionalmente o perfil temporal da corrente de acionamento de LEDs com o objetivo de melhorar seu desempenho dinâmico em sistemas de Comunicação por Luz Visível (VLC). Essa abordagem é particularmente relevante no contexto de LEDs brancos, cujas limitações físicas, como o tempo de recombinação de portadoras e a capacitância de junção, impõem restrições significativas à largura de banda óptica do sistema (Binh; Hung, 2016).

3.3.1 Princípio físico e de funcionamento

Essa técnica se baseia principalmente em dois efeitos transitórios observados durante a comutação do sinal elétrico: o efeito de pico (*peaking effect*) e o efeito de varredura da portadora (*carrier sweep-out effect*). O primeiro ocorre na borda de subida do pulso e está relacionado a um pico abrupto de corrente que provoca uma rápida injeção de portadores na junção ativa do LED. Esse comportamento contribui para acelerar o tempo de resposta óptica inicial do dispositivo. Já o efeito de varredura da portadora acontece na borda de descida e refere-se à extração acelerada dos portadores excedentes, o que permite um desligamento mais rápido da emissão luminosa (Binh et al., 2013).

Segundo Binh (2016), esses efeitos podem ser obtidos com a introdução de um capacitor em série com o LED, formando um circuito do tipo RC. Essa modificação permite gerar transientes de corrente positivos e negativos, representados, respectivamente, pelas razões I_p/I_0 e $|I_r/I_0|$, onde, I_p é o efeito de pico, I_r o efeito de varredura da portadora e I_0 é a corrente de estado estacionário. A Figura 22(a) representa a forma de onda da corrente sem a técnica de modelagem, enquanto a Figura 22(b) ilustra essa forma de corrente moldada, com destaque para os efeitos de *overshoot* e *undershoot*.

Figura 22 – Corrente de condução do LED e formas de onda de eletroluminescência (EL) (a) sem efeitos de pico e de varredura da portadora, (b) com efeitos de pico e de varredura da portadora.



Fonte: adaptado de (Binh et al., 2013).

3.3.2 Desempenho experimental

Resultados experimentais descritos por Binh e Hung (2016) com LEDs brancos baseados em ZnSe demonstram que, com o uso da técnica de modelagem da corrente, o tempo de decaimento óptico foi reduzido de aproximadamente 32 ns para 9 ns. Essa redução refletiu-se em um aumento de largura de banda óptica, atingindo cerca de 60 MHz. Além disso, em um estudo anterior, Binh et al., (2013) mostram que, com LEDs comerciais limitados a 70 MHz, foi possível alcançar uma taxa de transmissão de 500 Mbit/s empregando circuitos de modelagem da corrente com diodos Schottky e capacitâncias associadas.

3.3.3 Implementação da técnica

A implementação mais comum da modelagem da corrente é feita por meio de circuitos RC passivos. Entretanto, Binh et al., (2013) propuseram o uso adicional de diodos Schottky e capacitâncias específicas, otimizando a geração de transientes e ampliando a eficiência da técnica.

Além disso, Modepalli e Parsa (2018) exploraram a adoção de circuitos ativos com transientes GaN, permitindo maior controle sobre a forma da corrente e possibilitando a separação entre as funções de iluminação e modulação.

3.3.4 Vantagens e desafios

A principal vantagem da modelagem da corrente está na ampliação da taxa de modulação sem a necessidade de componentes emissores especializados, mantendo a compatibilidade com LEDs convencionais, inclusive com aqueles que utilizam fósforo (Binh; Hung, 2016).

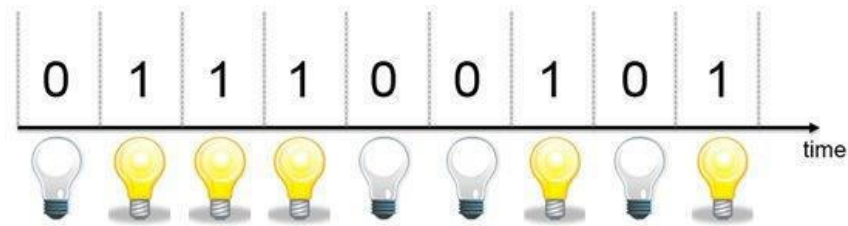
No entanto, a técnica apresenta limitações, como a possível perda de eficiência óptica em casos de desacoplamento de impedância entre o driver e o LED (Binh et al., 2013), e desafios no controle de luminosidade quando a corrente deixa de ser constante (Modepalli; Parsa, 2018).

3.4 SINAIS DIGITAIS E MODULAÇÃO

A Comunicação por Luz Visível (VLC) utiliza LEDs para transmitir dados binários por meio da modulação da intensidade luminosa, integrando comunicação e iluminação em uma única infraestrutura. Essa tecnologia se destaca por operar no espectro óptico visível, proporcionando alta largura de banda e imunidade a interferências eletromagnéticas, características essenciais para aplicações em ambientes sensíveis, como hospitais e aeronaves (Conceição, 2015). Além disso, sua simplicidade e eficiência energética tornam a VLC uma alternativa viável para redes de sensores e dispositivos IoT (*Internet of Things*) (Carneiro et al., 2019).

Os sinais digitais, que formam a base da VLC, são representados em padrões binários simples: “1” para a presença de luz e “0” para ausência. Essa simplicidade reduz custos e facilita a implementação em sistemas de curto alcance (Bonini, 2018). A modulação da luz visível com sinais digitais é descrita na Figura 23, que ilustra a transição entre níveis binários utilizando LEDs como fonte emissora.

Figura 23 – Princípio elementar da comunicação por luz visível.

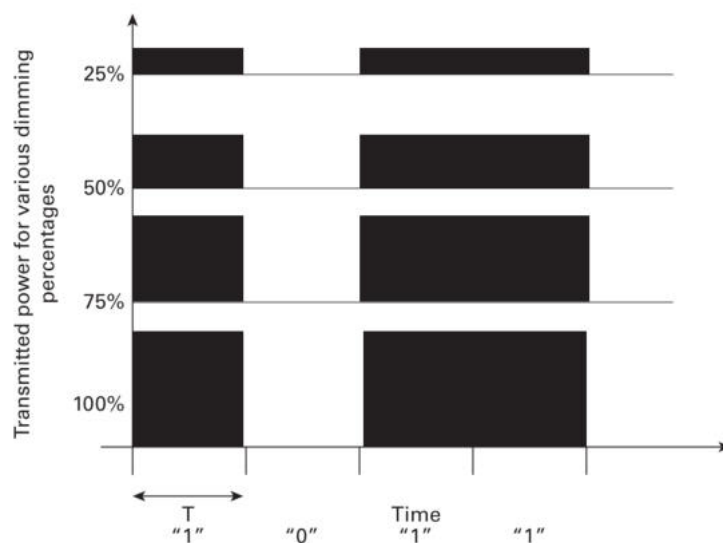


Fonte: (Texas Instruments E2E Community, apud BONINI, 2018).

3.4.1 Modulação OOK (*On-Off Keying*)

A modulação OOK (*On-Off Keying*, chaveamento de liga e desliga) é amplamente utilizada devido à sua simplicidade. No contexto da VLC, ela permite a codificação de dados binários por meio de alternância entre presença e ausência de luz, tornando-a eficiente para redes de sensores e aplicações de baixo custo (Carneiro et al., 2019). O processo é demonstrado na Figura 24, onde o sinal binário é codificado pela transmissão de energia óptica por um intervalo de tempo T sempre que o bit “1” precisa ser representado, enquanto o bit “0” é caracterizado pela ausência de transmissão de potência óptica. O ajuste da intensidade luminosa, conhecida como escurecimento, é realizado pela redução proporcional da potência do pulso transmitido, conforme o percentual necessário para atingir o nível de escurecimento desejado (ARNON, 2015, apud BONINI, 2018).

Figura 24 – Sinal OOK com diferentes níveis de dimerização.



Fonte: (ARNON, 2015, apud BONINI, 2018).

As aplicações práticas da OOK na VLC incluem comunicação veicular e sistemas de iluminação inteligente. No ambiente veicular, Donatti (2023) destaca o uso da OOK para facilitar a comunicação entre faróis e lanternas traseiras, promovendo maior segurança no trânsito. Em sistemas de iluminação inteligente, a modulação permite o controle da intensidade luminosa enquanto transmite dados.

Embora simples, a modulação OOK enfrenta desafios relacionados à interferência óptica de fontes de luz ambiente. Para mitigar esses problemas, Carneiro et al., (2019) sugere o uso de filtros passa-banda para remover componentes de alta frequência e reforçar a robustez do sistema frente a ruídos ambientais.

3.4.2 Modulação ASK (*Amplitude Shift Keying*)

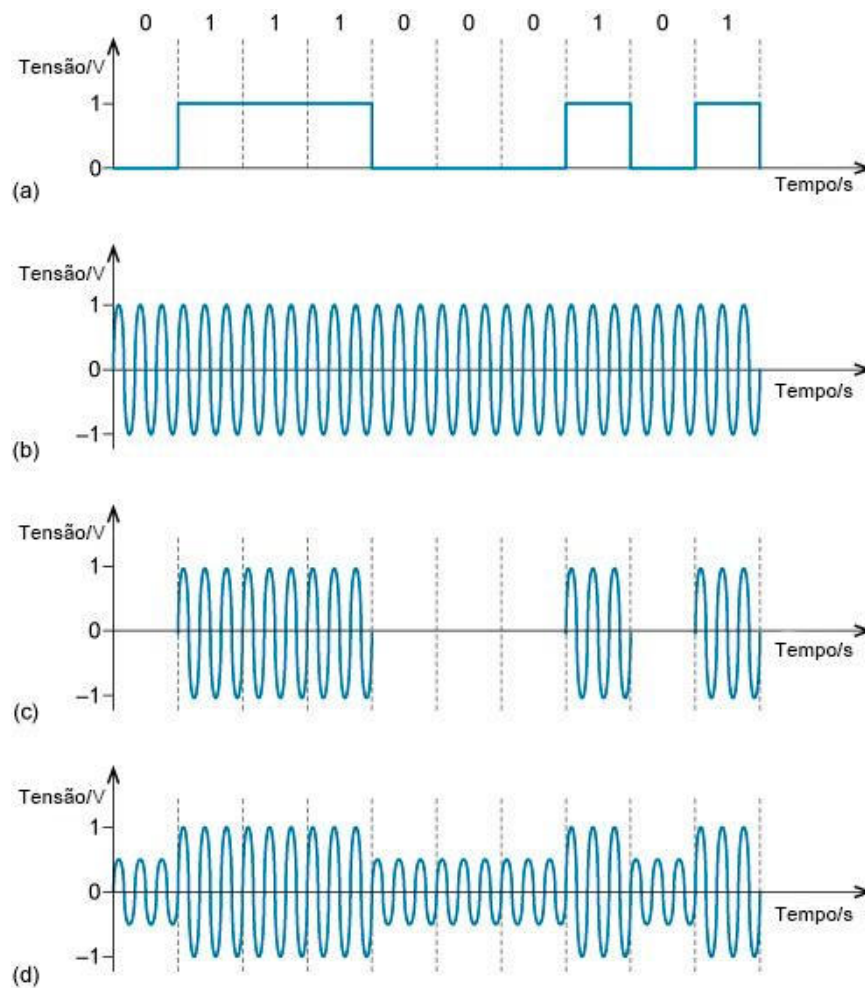
3.4.2.1 Fundamentos da Modulação ASK

A modulação por chaveamento de amplitude (ASK – *Amplitude Shift Keying*) é uma técnica digital que codifica dados variando-se a amplitude da intensidade luminosa emitida pelo LED, mantendo constantes a frequência e a fase. No contexto da Comunicação por Luz Visível (VLC), trata-se de uma modulação por intensidade (*Intensity Modulation* – IM), em que diferentes níveis de corrente geram distintas intensidades de luz, permitindo representar os símbolos binários (Ghassemlooy; Popoola; Rajbhandari, 2019).

Quando limitada a dois níveis – presença ou ausência de luz – a ASK se torna equivalente à modulação OOK. No entanto, com a utilização de níveis adicionais, pode-se codificar mais de um bit por símbolo, aumentando assim a eficiência espectral (Ghassemlooy; Popoola; Rajbhandari, 2019).

A Figura 25(a) mostra um sinal de mensagem digital usando dois níveis de tensão. Um nível representa 1 e o outro representa 0. A portadora não modulada é ilustrada na Figura 25(b). As Figura 25(c) e (d) são as formas de onda moduladas usando duas versões de ASK. A Figura 25(c) usa OOK, e a Figura 25(d) usa ASK binário, ou BASK (chaveamento de amplitude binária, do inglês *binary amplitude-shift keying*).

Figura 25 – ASK: (a) dados; (b) portadora não modulada; (c) chaveamento ligado-desligado (OOK); (d) chaveamento de amplitude binária (BASK).

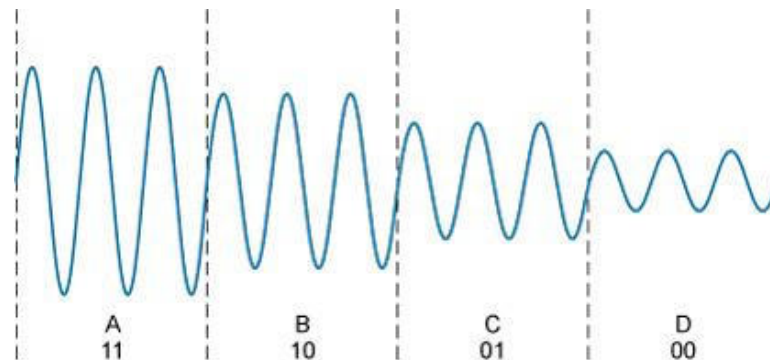


Fonte: Adaptado de (OPEN UNIVERSITY, 2021).

Em OOK e BASK, a portadora modulada pode assumir um de dois estados diferentes: um estado representando 0 e o outro, 1. Esses diferentes estados de portadora são conhecidos como símbolos —. Se houver mais de dois estados de portadora possíveis — ou seja, mais de dois símbolos disponíveis —, é possível que cada símbolo represente mais de um bit (OPEN UNIVERSITY, 2021).

A Figura 26 mostra o ASK com quatro níveis de amplitude possíveis, ou quatro símbolos. Com quatro símbolos disponíveis, cada símbolo pode ser representado exclusivamente por um número binário de dois bits. Isso ocorre porque existem apenas quatro números binários de dois bits possíveis: 11, 10, 01 e 00.

Figura 26 – ASK com quatro níveis de amplitude.



Fonte: Adaptado de (OPEN UNIVERSITY, 2021).

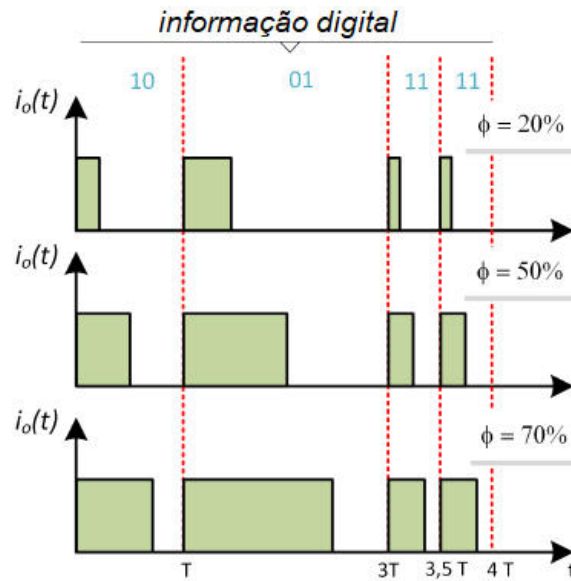
Se houvesse oito símbolos, cada um poderia representar três bits de dados. A relação entre o número de símbolos disponíveis, M , e o número de bits que podem ser representados por um símbolo, n , é: $M = 2^n$ (OPEN UNIVERSITY, 2021). Assim, quando mais símbolos estão disponíveis, mais bits podem ser representados por cada um deles, afetando proporcionalmente a relação entre *baud rate* (taxa de símbolos) e *bit rate* (taxa de bits), distinção importante na avaliação da eficiência espectral das modulações ASK.

3.4.2.2 Variações e aprimoramentos à OOK

Visando contornar limitações da OOK, como o *flickering* perceptível em sequências de bits “0”, abordagens alternativas vêm sendo propostas. Uma delas é a OOK-M-FSK (Chaveamento de Liga e Desliga – Modulação por Deslocamento de Múltiplas Frequências, do inglês *On-Off Keying - Multiple Frequency Shift Keying*), que associa diferentes frequências de um sinal PWM (Modulação por Largura de Pulso, do inglês *Pulse Width Modulation*) aos níveis binários, possibilitando codificação eficiente e controle preciso da dimerização – ajuste ou controle da intensidade luminosa emitida por uma fonte de luz – (Carneiro et al., 2019). Essa estratégia permite que o sistema opere simultaneamente como canal de dados e fonte de iluminação controlada.

A Figura 27 ilustra, para $M = 4$, como a mensagem pode ser decodificada pela diferença de tempo entre duas bordas de subida consecutivas, permitindo que a largura do pulso seja ajustada para o controle da luminosidade (dimerização), sem que a posição da borda de descida seja relevante.

Figura 27 – Modulação OOK-4-FSK com diferentes níveis de dimerização.

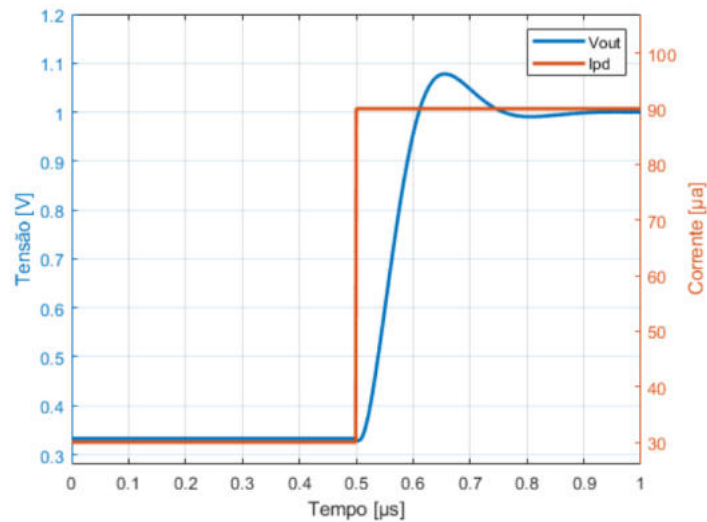


Fonte: (Carneiro et al., 2019).

Outra variação importante da ASK consiste na manutenção de corrente contínua mesmo durante a representação do bit “0”. Essa técnica, implementada experimentalmente por Santos (2020), propõe operar o LED com até 90% da corrente máxima, reduzindo tempos de subida e descida do pulso luminoso e minimizando os efeitos transientes, como *overshoot* e *undershoot*. A abordagem melhora a linearidade da emissão e contribui para a eliminação do *flickering* (Binh; Hung, 2016).

A Figura 28 apresenta a resposta ao degrau do circuito receptor proposto por Santos (2020), evidenciando que, para uma corrente máxima de $90 \mu\text{A}$, a tensão de saída atinge 1 V. Observa-se um leve *overshoot*, que pode ser corrigido por meio do ajuste do capacitor de *feedback*, se necessário, como descrito por Santos (2020) em seu trabalho.

Figura 28 – Resposta ao degrau do circuito de recepção.

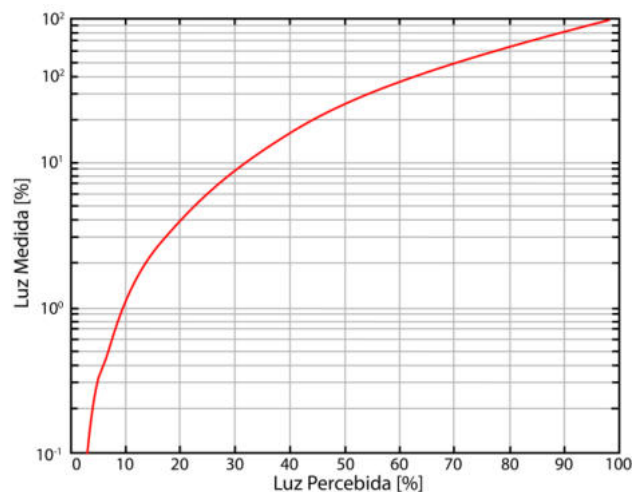


Fonte: Adaptado de (Santos, 2020).

A modulação ASK aprimorada tem se mostrado útil em aplicações que exigem desempenho óptico estável, como sistemas de iluminação inteligente com altos níveis de dimerização e comunicação de curta distância. Santos (2020) demonstrou que o uso de corrente parcialmente ativa mantém a percepção contínua da luz, viabilizando aplicações sensíveis ao conforto visual.

A Figura 29 evidencia que a percepção humana da luz não acompanha linearmente os valores medidos por sensores. Por exemplo, uma redução para 10% da intensidade luminosa equivale a uma percepção visual de aproximadamente 32% (Rajagopal; Roberts; Lim, 2012, apud Santos, 2020). Isso mostra que variações sutis de luz são mais sensíveis aos instrumentos do que ao olho humano.

Figura 29 – Sensibilidade não linear do olho humano.



Fonte: Adaptado de REA (2000), apud Santos (2020), p. 34.

4 METODOLOGIA

4.1 TIPO DE PESQUISA

Este estudo possui uma finalidade básica estratégica, seguindo os conceitos defendidos por Moreira e Menegat (2022), e tem como foco ampliar o conhecimento prático e teórico na área de comunicações ópticas no campo de estudo sobre Comunicação por Luz Visível (*Visible Light Communication* – VLC) com circuitos eletrônicos que utilizem técnicas de modelagem da corrente (*current shaping*) para aumentar a taxa de transmissão de LEDs, comparativamente a esquemas de modulação OOK.

O objetivo é descritivo, analisando as respostas de um circuito eletrônico sem e com a aplicação de uma técnica de modelagem da corrente, considerando aspectos como frequência e qualidade da forma de onda. Segundo Gil (2008), pesquisas descritivas têm como propósito observar, registrar e analisar fenômenos sem interferir diretamente em suas dinâmicas.

4.2 ABORDAGEM

A pesquisa segue uma abordagem quanti-qualitativa, como classifica Creswell (2007). Os dados quantitativos serão obtidos a partir de simulações, registrando parâmetros como tempos de subida e descida, taxa de transmissão de dados e amplitude do sinal. A análise qualitativa será usada para interpretação dos efeitos da aplicação da técnica de modelagem na qualidade da forma de onda e identificar possíveis melhorias no desempenho do circuito.

4.3 MÉTODO CIENTÍFICO

O método seguido é o hipotético-dedutivo, fundamentado nas propostas de Diniz (2015) e Popper (1975), que enfatiza a formulação de hipóteses testáveis seguidas de sua verificação ou refutação por meio de experimentos. A hipótese central deste estudo é baseada no trabalho de Binh et al., (2013), o qual relata que a aplicação de uma técnica de modelagem da corrente pode melhorar a resposta do circuito e possibilitar o aumento da frequência de operação, melhorando, assim, a qualidade da forma de onda. No artigo apontado, os experimentos relataram a transmissão sem erro na taxa de 500 Mbps em um LED de 70 MHz.

4.4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

4.4.1 Descrição do circuito e componentes

A alimentação do sistema nas simulações é realizada por uma fonte de tensão configurada por meio da diretiva *PULSE* no ambiente LTspice, com amplitude definida em 5 V. Para assegurar que a análise do comportamento dinâmico do driver não sofresse interferências de perdas na alimentação, a fonte foi modelada de forma ideal, apresentando resistência interna nula ($0\ \Omega$). Desta forma, garante-se que a impedância de acionamento do sistema seja definida exclusivamente pelos componentes discretos inseridos no circuito de modelagem, eliminando ambiguidades quanto à origem das resistências do projeto.

Em série com a fonte de sinal, utiliza-se um resistor discreto de $12\ \Omega$. A escolha deste valor fundamenta-se nos critérios de operação segura e, primordialmente, na metodologia de Binh et al., (2013). Segundo esta fundamentação, a resistência de acionamento deve ser dimensionada de modo que a constante de tempo do driver ($\tau = R * C$) coincida com o tempo de subida (*rise time*) nominal do semicondutor. Embora o trabalho de Binh aplique esta técnica em LEDs específicos para comunicação, este trabalho propõe a adaptação da referida metodologia para otimizar o desempenho de LEDs comerciais de iluminação, cujas limitações de largura de banda são inerentemente mais restritivas.

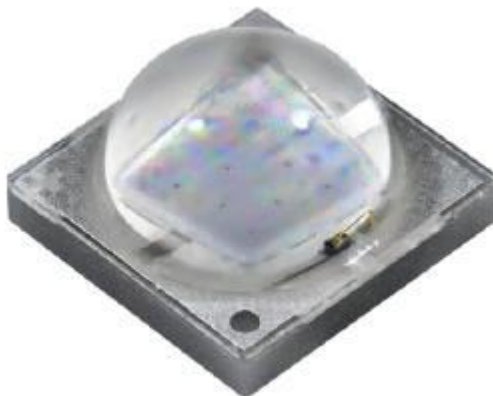
O dispositivo emissor selecionado é o LED Cree XLamp XP-G3. Diferente dos componentes dedicados exclusivamente à transmissão de dados, o XP-G3 é um LED projetado para iluminação geral de alto brilho. Considerando sua tensão direta típica (2,7 V a 3,0 V) e a amplitude de 5 V, a corrente de projeto é de aproximadamente 170 mA. Esse valor situa-se dentro da região de operação segura, permitindo sua excitação sem ultrapassar os limites térmicos recomendados pelo fabricante, que suporta correntes de até 2 A (Cree, 2024). Assim, os $12\ \Omega$ garantem a integridade elétrica do componente enquanto se busca o aprimoramento de sua resposta temporal através da modelagem da corrente.

Para consolidar o circuito, um capacitor de *peaking* de 22 pF é inserido em paralelo ao resistor. Baseado em Binh et al., (2013), ele estabelece a constante de tempo (τ) necessária para compensar a lentidão do LED ao acelerar o carregamento de suas capacitâncias internas. Esse ajuste mitiga o tempo de trânsito dos portadores em um componente não otimizado para dados, resultando em uma resposta temporal significativamente mais rápida para o sistema VLC.

4.4.1.1 Transmissor LED

O LED utilizado no circuito é o modelo Cree XLamp XP-G3, conforme ilustrado na Figura 30. Este diodo emissor de luz é otimizado para aplicações de iluminação direcional de alto lúmen em que a eficácia e o controle óptico são essenciais.

Figura 30 – LED XLamp XP-G3 Royal Blue.



Fonte: Adaptado de (Cree, 2024).

Os LEDs XP-G3 dispõem de três variações de cores e duas versões: Branca, Azul e Vermelha: padrão e linha S (Cree, 2024). Dentre as opções disponíveis do LED XP-G3, a que será utilizada para essa pesquisa é a Azul Royal, cujos parâmetros de referência estão listados na Tabela 1.

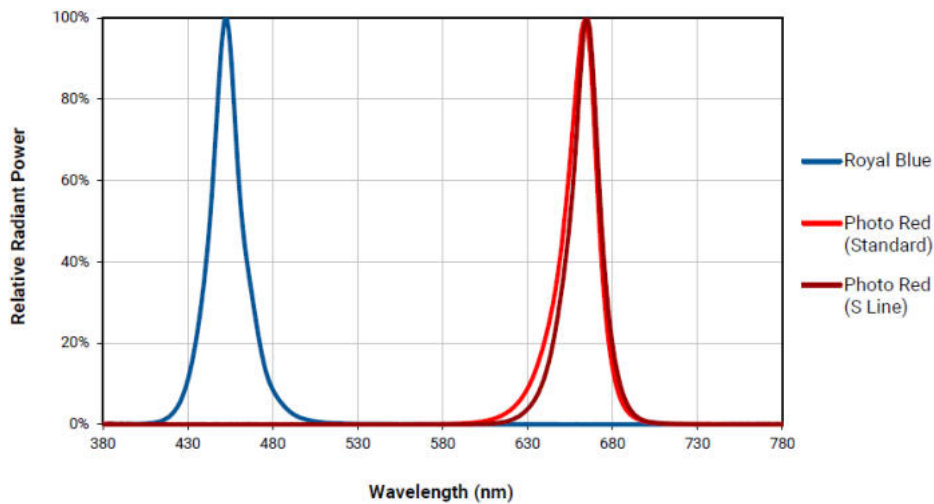
Tabela 1 – Parâmetros de referência do LED XLamp XP-G3 da Cree.

Parâmetros do Transmissor LED	
Modelo	Cree XLamp XP-G3
Corrente Máxima de Acionamento	2000 mA
Temperatura	4000 K
Potência Máxima	6 W
Fluxo Luminoso Máximo	777 lm
Eficácia Máxima	190 lm/W
Tensão Direta Típica	2,73 V @ 350 mA
Tensão Reversa Máxima	5 V
Ângulo de Visada	123-130 °

Fonte: Adaptado de (Cree, 2024).

Na Figura 31, é possível observar que uma das componentes da distribuição de potência espectral está com um comprimento de onda em torno de 450 nm, relacionado à cor azul e, por sua vez, as cores vermelhas da versão padrão e linha S estão em torno de 670 nm, onde, os eixos vertical e horizontal estão relacionados, respectivamente, à Potência Radiante Relativa (*Relative Radiant Power*) e ao Comprimento de Onda (*Wavelength*), dado em nanômetros.

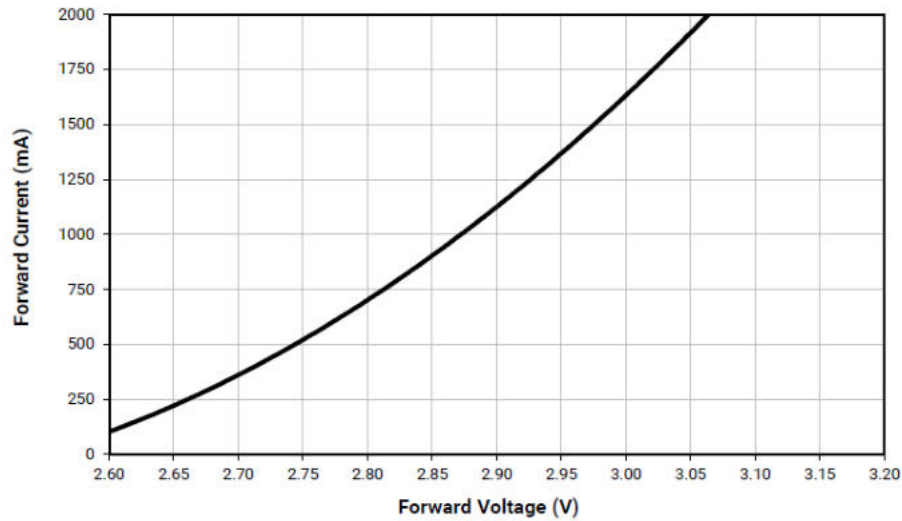
Figura 31 – Distribuição de potência espectral relativa por cor.



Fonte: (Cree, 2024).

Nas características elétricas entre Corrente Direta (*Forward Current*) e Tensão Direta (*Forward Voltage*) apresentadas nos eixos vertical e horizontal, respectivamente, na Figura 32, é possível observar que, com variações menores na tensão para a cor azul, existem mudanças mais significativas na corrente que passa pelo LED.

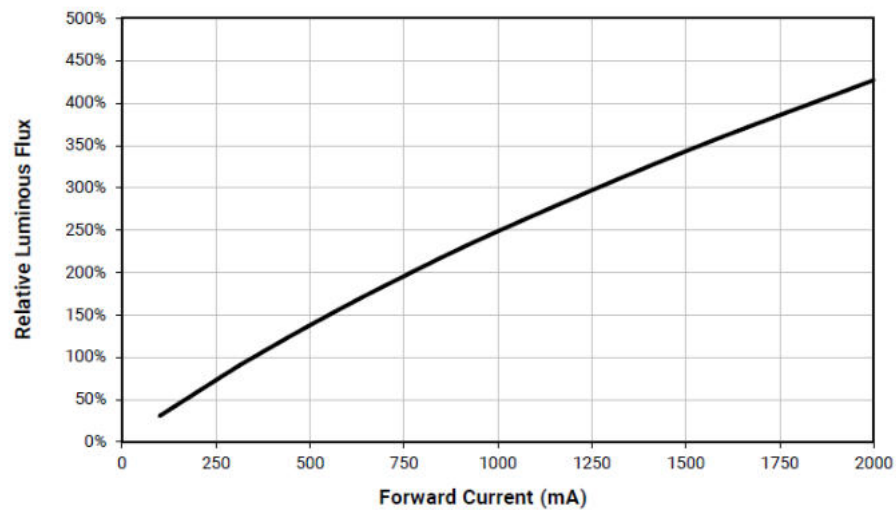
Figura 32 – Características elétricas da relação Tensão direta vs. Corrente direta.



Fonte: (Cree, 2024).

Na Figura 33, é apresentada pelos eixos vertical e horizontal, respectivamente, a relação Fluxo Luminoso Relativo (*Relative Luminous Flux*) e Corrente Direta (*Forward Current*) quase que lineares entre si, o que, para fins de simulação, corrobora com a escolha da opção de cor azul.

Figura 33 – Relação Corrente direta vs. Fluxo luminoso relativo.



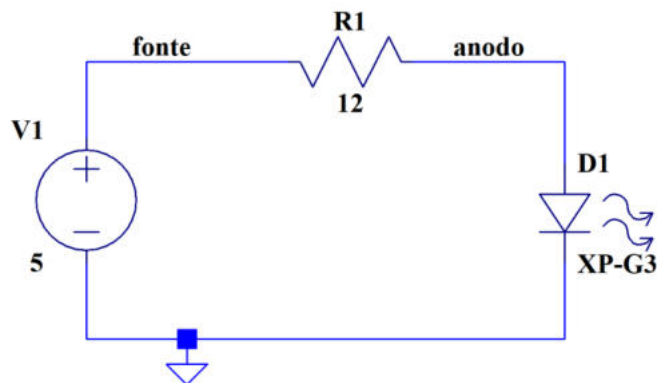
Fonte: (Cree, 2024).

4.4.2 Diagrama do circuito

4.4.2.1 Diagrama do circuito sem modelagem da corrente

O circuito apresentado na Figura 34 servirá como base de simulação para testar os limites de frequência de operação do LED. A configuração do circuito conta com uma fonte de tensão V1 para alimentá-lo, um resistor R1, para limitar a corrente do LED, um LED D1 que aqui será o modelo do LED XP-G3 da Cree e um terra como referência para que as simulações funcionem.

Figura 34 – Esquemático do circuito sem a técnica de modelagem da corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

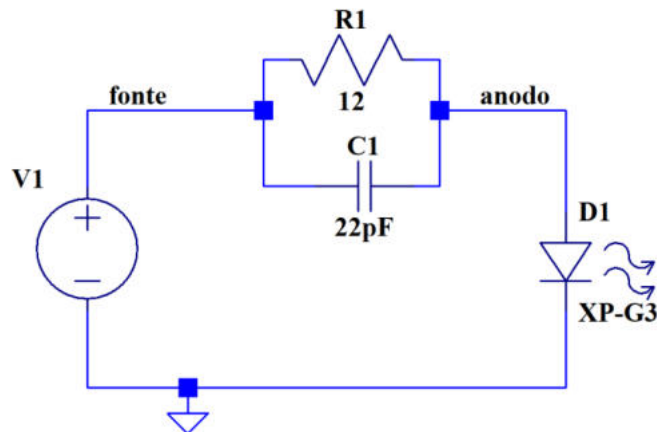
O fio que liga a fonte ao resistor, como é mostrado na Figura 34, é o primeiro nó do circuito, que recebe uma etiqueta chamada “fonte” e o fio que liga o resistor em série com o LED recebe a etiqueta “anodo”, isso é meramente para fins de identificação dos nós na análise das curvas geradas pelo software onde as simulações serão feitas e não tem relevância para a simulação, pois não influencia nos resultados finais.

4.4.2.2 Diagrama do circuito com a modelagem da corrente

O esquemático que é apresentado na Figura 35 segue o conceito do circuito RC proposto por Binh et al., (2013), que seria um circuito com uma fonte V1, um resistor R1 em paralelo com um capacitor C1 e em série com o LED D1. O que difere do circuito anterior da Figura 34 é a inclusão do capacitor em paralelo com o resistor, como é possível observar.

Um capacitor de 22 pF atuará como um filtro de alta frequência, melhorando a estabilidade e atenuando oscilações no circuito (Malvino; Bates, 2016).

Figura 35 – Esquemático do circuito RC com a técnica de modelagem da corrente.



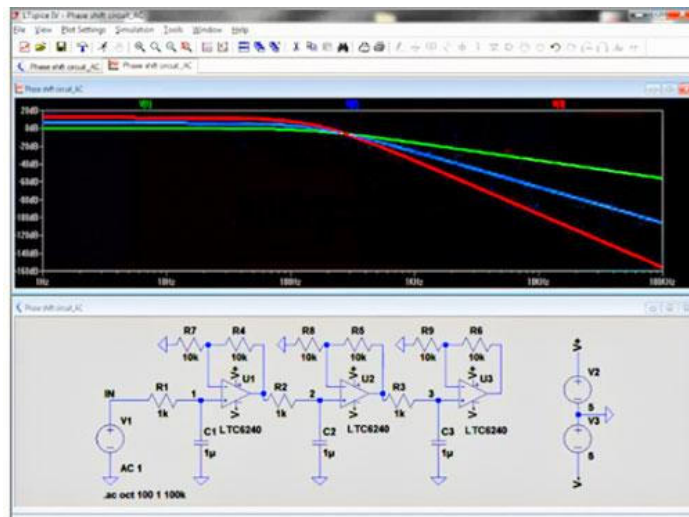
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.4.3 Etapas da simulação

4.4.3.1 Software utilizado nas simulações

O software utilizado para as simulações é o LTspice. Um software simulador gratuito baseado na linguagem SPICE desenvolvido pela (Analog Devices, 2024), que permite projetar esquemáticos de circuitos eletrônicos e modelos de componentes analógicos e simular a aplicação de sinais, sendo possível visualizar como seria a resposta de tais componentes por meio do visualizador de forma de onda integrado no software, como apresentado no exemplo da Figura 36, que é uma imagem meramente ilustrativa e não tem relevância para as simulações e análises que serão apresentadas posteriormente neste trabalho.

Figura 36 – Exemplo de Análise básica de sinais alternados (AC Analysis) no LTspice.



Fonte: Adaptado de (Analog Devices, 2024).

O LTspice conta com uma gama de modelos de componentes inclusos em sua biblioteca, tanto de componentes desenvolvidos pela própria Analog Devices, Inc. bem como por componentes de terceiros. Entretanto, se o componente não estiver disponível em sua biblioteca, é possível adicioná-lo por meio da extração de alguns parâmetros essenciais informados em sua folha de dados (*datasheet*), ou por meio de sites das próprias fabricantes que disponibilizam o modelo SPICE de seu componente, ou até por meio de fóruns na internet.

4.4.3.2 Implementação do circuito básico com LED no LTspice

A implementação do circuito no LTspice segue uma abordagem estruturada para garantir a precisão dos resultados e o aproveitamento pleno dos recursos disponíveis na simulação. Este circuito, como apresentado na Figura 34, utiliza uma fonte DC configurada para fornecer 5 V, o que pode ser ajustado diretamente no componente, um resistor em série com a fonte de tensão ajustado para o valor de $12\ \Omega$, e o LED XLamp XP-G3 da Cree, configurado com base no seu modelo SPICE.

O LED XLamp XP-G3 da Cree requer um modelo SPICE para simular com mais precisão suas características dinâmicas. O modelo SPICE é fornecido pela fabricante, entretanto, como o LED tem como finalidade a iluminação e não a transmissão de dados, sua folha de dados (*datasheet*) não contém parâmetros como a capacitância de junção, que no modelo SPICE recebe a sigla CJO, tampouco o tempo de subida e descida do LED, que nesse caso, será usado como referência o parâmetro TT (tempo de transição). Então, adaptações no modelo SPICE serão feitas para incluir valores típicos baseados no *datasheet* do componente. A inclusão de parâmetros adicionais, como CJO e TT, permitem simulações mais aproximadas da realidade.

Os modelos de diodos no LTspice seguem padrões descritos na documentação oficial do LTspice e na literatura especializada. A Tabela 2 apresenta os principais parâmetros utilizados em modelos de diodo.

Tabela 2 – Parâmetros comuns de modelos de diodos no LTspice.

Parâmetro	Unidade	Descrição
IS	A	Corrente de saturação
N	-	Fator de emissão (geralmente entre 1 e 2)
RS	Ω	Resistência em série
CJO	F	Capacitância de junção zero-bias
TT	s	Tempo de trânsito direto
EG	eV	Energia de <i>gap</i> da banda proibida
XTI	-	Coefficiente de temperatura do fator de emissão

Fonte: documentação oficial da (Analog Devices, 2024).

O modelo original fornecido pela fabricante para o LED XLamp XP-G3 é descrito pela Tabela 3, onde os sinais de “+” em frente aos valores apenas indicam a continuação da linha na linguagem SPICE.

Tabela 3 – Modelo SPICE original do LED XLamp XP-G3.

```
.MODEL XP-G3 D
+ IS=2.256906516939e-020
+ N=2.423363452597
+ RS=0.1351156839844
+ XTI=23.3518044905306
+ EG=2.5000
```

Fonte: Adaptado de (Cree, 2024).

Com base em dados da literatura, na Tabela 4 foram adicionados dois parâmetros no modelo original para considerar os efeitos dinâmicos. A capacitância de junção (CJO) foi estimada em 22 pF com base nos estudos de Schubert et al., (2016) e Huang et al., (2018), que exploram as capacitâncias típicas de LEDs para comunicação visível. Como o parâmetro Tempo de Transição (TT) não consta no *datasheet*, foi estimado com a configuração de 10 ns ($1e^{-8}s$) com base nos tempos de subida e descida típicos observados em LEDs de alta potência, conforme discutido por (Modempalli; Parsa, 2018; Nakamura et al., 1995).

Tabela 4 – Modelo SPICE modificado com CJO e TT.

```
.MODEL XP-G3 D
+ IS=2.256906516939e-020
+ N=2.423363452597
+ RS=0.1351156839844
+ XTI=23.3518044905306
+ EG=2.5000
+ CJO=22p
+ TT=1e-8
```

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a criação do modelo, é necessário que esses dados sejam salvos em um arquivo do tipo “.txt” e modificada a sua extensão para “.lib”. Exemplo: XP-G3.lib. Após isso, é preciso que seja importado o arquivo no esquemático do LTspice, inserindo um diodo genérico e associando-o ao modelo desejado usando o comando “.include” para importar o modelo correspondente. Entretanto, há outra alternativa de inclusão de um modelo no LTspice, que seria por meio da opção “SPICE Directive”, onde é possível informar os dados do modelo SPICE em uma diretiva.

Após configurar o modelo, é possível simular e comparar o comportamento do LED. O modelo modificado oferecerá maior precisão em análise de sinais dinâmicos, como o tempo de subida e descida, enquanto o modelo original é adequado para estudos estáticos, de baixa frequência ou apenas para análises que não levem em consideração tais parâmetros, que é o caso do seu comportamento elétrico para a finalidade puramente de iluminação.

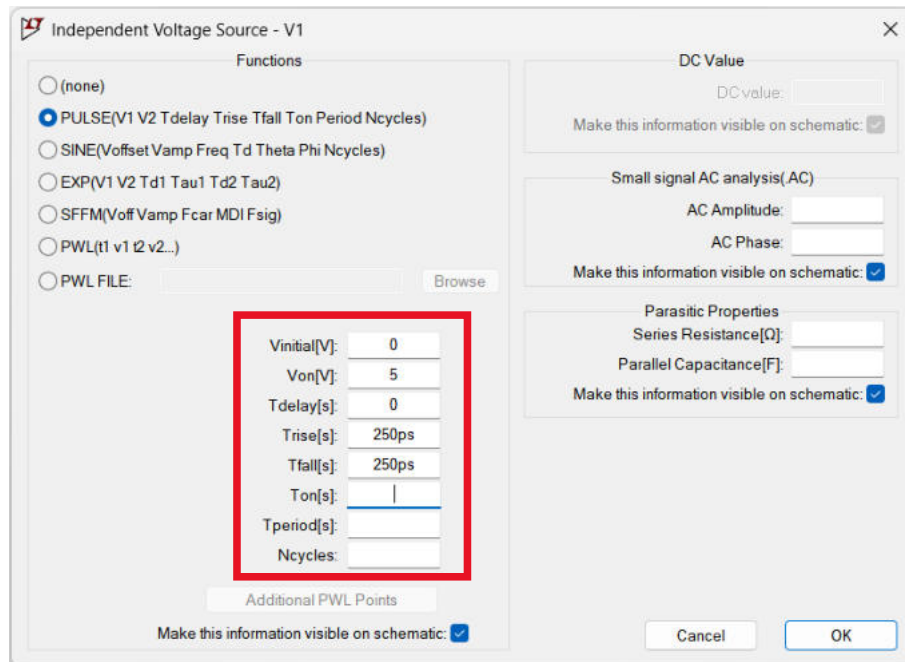
A inclusão de CJO e TT é particularmente relevante para aplicações em comunicação óptica e alta frequência. Esse procedimento assegura que o circuito seja representado de forma mais aproximada à realidade no LTspice, permitindo análises mais detalhadas e confiáveis.

4.4.3.3 Aplicação de um sinal de onda quadrada

A configuração de uma onda quadrada no LTspice é essencial para simulações de modulação de LEDs em sistemas de Comunicação por Luz Visível (VLC). Para aplicar um sinal de onda quadrada no circuito e a fonte operar também como um gerador de sinais, é necessário que mude o modo de operação. Para sinais como ondas quadradas, degraus etc., utiliza-se a função “PULSE”, como apresentado na Figura 37. Após selecionar o modo de sinal com o qual a fonte irá operar, serão apresentados os campos para inserção dos parâmetros.

O parâmetro “Vinitial[V]” é a tensão inicial fornecida pela fonte, que nesse caso, será setada com o valor 0; o parâmetro “Von[V]” refere-se ao segundo limite fornecido pela fonte, ou seja, a tensão que a fonte fornece ficará “confinada” entre os valores de “Vinitial” e “Von”, que aqui receberá o valor de 5 V; “Tdelay[s]” é o parâmetro que se refere ao tempo que a fonte leva para sair da tensão inicial, ou seja, o atraso que a fonte leva para dar início ao primeiro pulso, e nessa situação não serão considerados atrasos, por isso, foi configurado com o valor 0; já os tempos de subida (*rise time*) e descida (*fall time*) do sinal foram configurados como 250 ps, baseando-se no trabalho de Binh et al., (2013); o parâmetro “Ton[s]” é o tempo que a fonte vai continuar fornecendo a tensão estipulada em “Von”, ou seja, “Ton” é o tempo do sinal ligado, ou o tempo da borda superior da onda quadrada; “Tperiod[s]” refere-se ao período que o sinal fornecido pela fonte terá. Caso se queira obter um sinal perfeitamente quadrado, ou seja, a borda inferior igual a borda superior de “Ton”, deve-se atribuir o parâmetro de “Tperiod” em duas vezes o valor de “Ton”. Por exemplo: Ton = 2 s e Tperiod = 4s; “Ncycles” é o número de ciclos que a fonte terá. Deixar o respectivo campo em branco implica que o sinal terá infinitos ciclos.

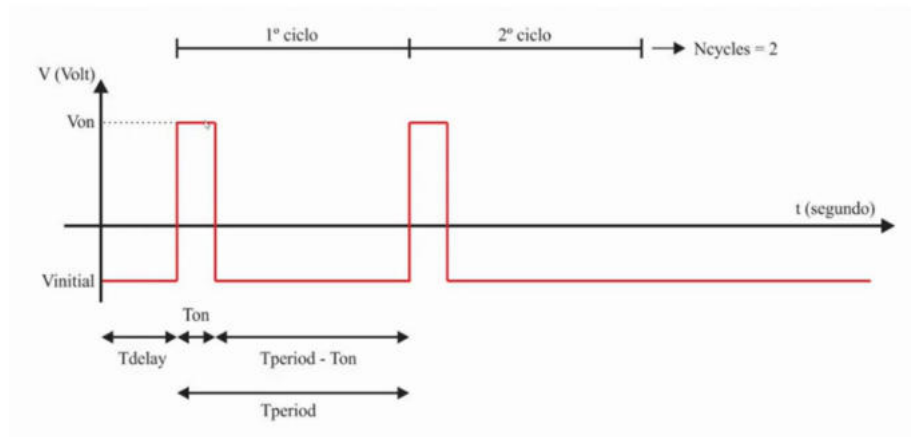
Figura 37 – Configuração da fonte em modo PULSE para geração de sinal de onda quadrada no LTspice.



Fonte: captura e adaptação no LTspice realizada pelo autor.

A Figura 38 ilustra o comportamento de cada parâmetro no sinal para uma melhor compreensão.

Figura 38 – Esquema que demonstra os parâmetros do sinal “PULSE”.



Fonte: adaptado de (Braz; Cruz, 2021).

4.4.3.4 Implementação do circuito RC referente à técnica de modelagem da corrente

O novo circuito implementado no LTspice, apresentado na Figura 35, inclui um capacitor de 22 pF em paralelo ao resistor, ambos em série com o LED. Essa modificação visa melhorar a resposta do sistema, especialmente os tempos de subida e descida do sinal OOK, além de atenuar ruídos de alta frequência.

A inclusão do capacitor permite ajustar o tempo de carga e descarga do circuito, otimizando a largura de banda e a estabilidade do sinal. Os demais parâmetros do circuito permanecem consistentes com os do esquemático original.

4.4.3.5 Metodologia de simulação no LTspice

4.4.3.5.1 *Análise DC Sweep (Varredura de Corrente Contínua)*

A análise DC Sweep foi utilizada para investigar o comportamento dinâmico do circuito, variando-se a tensão ou corrente dentro de limites preestabelecidos, enquanto se observa a resposta do sistema. No circuito proposto, será aplicada sobre a fonte de tensão de 5 V, analisando a relação tensão-corrente no LED XLamp XP-G3. Essa etapa é crucial para determinar parâmetros operacionais, como a tensão de funcionamento e a resposta do resistor em série ($12\ \Omega$) do circuito RC.

4.4.3.5.2 *Análise Transiente com variação da Capacitância de Junção (CJO)*

Nesta simulação, foi utilizada a função “*.step param*” para variar o valor da capacitância de junção (CJO) do LED XP-G3 entre 0 pF e 50 pF, com incrementos de 10 pF. Esse procedimento permite avaliar o impacto dessa variação no tempo de subida, tempo de descida e na resposta transitória do LED. A análise Transiente auxilia a entender como a capacitância afeta o desempenho do circuito em aplicações dinâmicas, como modulações de sinais.

4.4.3.5.3 *AC Analysis (Análise de pequenos sinais ou resposta em frequência)*

A análise em regime AC consiste em uma simulação de pequenos sinais, na qual o LED é polarizado em corrente contínua e, em seguida, submetido a variações senoidais de baixa amplitude. Essa abordagem permite avaliar a resposta em frequência do dispositivo e do circuito associado, determinando a largura de banda efetiva do LED e indicando até que ponto ele consegue acompanhar variações rápidas no sinal de entrada. Diferentemente da análise transiente com onda quadrada e ciclo de trabalho (*duty cycle*) de 50%, utilizada para observar os tempos de subida e descida, a análise AC possibilita a caracterização direta do comportamento espectral do LED (Ghassemlooy; Popoola; Rajbhandari, 2019). No circuito modificado, o capacitor de 22 pF em paralelo com o resistor atua como uma rede RC, que pode contribuir para a melhoria do desempenho em altas frequências, favorecendo a eficiência de modulação e reduzindo distorções, aspecto também destacado em estudos recentes sobre o uso de LEDs em comunicações ópticas visíveis (Karunatilaka et al., 2015).

4.4.3.5.4 *Análise Transiente com Variação de Frequência (Alterando Ton e Tperiod)*

Nesta etapa, será utilizada uma fonte geradora de onda quadrada, cuja frequência de operação será ajustada por meio da variação dos parâmetros Ton (tempo ligado) e Tperiod (período total), permitindo também modificar o ciclo de trabalho (*duty cycle*). Essa análise é fundamental para avaliar a capacidade do LED e do circuito RC em preservar a fidelidade do sinal em diferentes taxas de modulação. A variação da frequência possibilita observar de que forma os elementos do circuito influenciam a resposta do LED diante de sinais de comutação mais rápidos.

4.4.3.5.5 *Configurações dos circuitos simulados e técnica de modelagem da corrente (current shaping)*

Nas simulações, foram analisadas duas configurações de circuito. A primeira corresponde ao modelo original, constituído por uma fonte de 5 V, um resistor de $12\ \Omega$ em série e o LED XLamp XP-G3. A segunda configuração, denominada circuito RC modificado, mantém os mesmos elementos, mas inclui um capacitor de 22 pF em paralelo com o resistor, conforme proposto por Binh et al., (2013). A comparação entre essas duas configurações em cada etapa da simulação permite avaliar os ganhos de desempenho, bem como identificar melhorias na resposta dinâmica e na capacidade de modulação do LED.

Na metodologia a ser implementada, as simulações serão utilizadas para avaliar o desempenho do circuito RC na modelagem da corrente, explorando os efeitos descritos por Binh et al., (2013), com os efeitos de pico (I_p) e varredura da portadora (I_r), descritos pelas relações I_p/I_0 e $|I_p/I_0|$, onde I_0 é a corrente de estado estacionário. Essas relações serão analisadas para quantificar a eficiência dos pulsos gerados na otimização da resposta do LED nas bordas ascendentes e descendentes do pulso elétrico, conforme demonstrado por Binh et al., (2013).

Inicialmente, as simulações avaliarão o desempenho de um circuito apenas resistivo (R), que pode melhorar I_p/I_0 ao limitar a corrente de estado estacionário. Contudo, espera-se que essa configuração apresente limitações, como discutido por Binh et al., (2013), devido ao desajuste de impedância entre o driver e o LED, resultando em uma redução da potência de saída e comprometendo a eficiência geral. Posteriormente, será simulado o circuito RC, no qual um capacitor em série (C) será adicionado para gerar pulsos com *overshooting* e *undershooting*. Esses efeitos transitórios, esperados em teoria, devem reduzir os tempos de subida e descida do sinal de forma mais eficaz e controlada, como apresentado na Figura 22, ampliando a largura de banda do LED (Binh et al., 2013).

Os resultados serão comparados entre diferentes configurações para verificar a superioridade teórica do circuito RC em relação ao circuito apenas resistivo, conforme previsto por Binh et al., (2013). Essa abordagem permitirá validar a viabilidade do circuito RC como solução eficiente para sistemas de comunicação óptica baseados em LEDs.

4.4.3.6 Exportação dos dados obtidos para análise gráfica no MATLAB

A escolha de exportar os dados do LTspice para análise no MATLAB baseia-se na necessidade de utilizar ferramentas mais avançadas para manipulação e interpretação gráfica dos resultados. O LTspice, além de ser um software gratuito, oferece a vantagem de realizar simulações elétricas de alta precisão e de gerar gráficos diretamente na plataforma, o que o torna uma excelente ferramenta para análise de circuitos. Apesar disso, as opções de personalização e análise gráfica do LTspice são limitadas quando comparadas a softwares mais avançados.

Por essa razão, os dados simulados no LTspice foram exportados para o MATLAB, que foi escolhido devido à sua ampla gama de ferramentas para análise gráfica avançada. Embora a análise pudesse ter sido realizada também em Python, outra opção poderosa e versátil, o MATLAB foi preferido por sua interface consolidada e recursos específicos que facilitam a interpretação e comparação dos resultados.

4.5 ANÁLISE DE DADOS

Os dados das simulações serão analisados por meio de gráficos e tabelas, destacando as diferenças de desempenho em termos de forma de onda e resposta dos circuitos. A análise seguirá as orientações de Gil (2008) e Moreira et al., (2022) sobre a interpretação de tendências em variáveis quantitativas e qualitativas.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

5.1 CÁLCULOS DAS FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO DO LED

Para determinar a frequência de corte (f_c) do LED no circuito resistivo (R), utilizou-se inicialmente a relação clássica $f_c = 1/2\pi RC$. Contudo, a aplicação direta dessa equação resultou em valores da ordem de dezenas de gigahertz, o que não condiz com o comportamento real de LEDs comerciais de iluminação. Esse resultado ocorre porque a resposta em alta frequência dos LEDs não é limitada apenas pelo tempo RC, mas principalmente pelo tempo de recombinação de portadores em sua região ativa (Komine; Nakagawa, 2004).

No presente trabalho, foi empregado o LED Cree XLamp XP-G3, um dispositivo de alta potência amplamente utilizado em iluminação geral, mas que apresenta limitações de largura de banda quando aplicado em comunicações ópticas visíveis. Para esse tipo de LED, uma forma mais adequada de estimar a largura de banda é pela aproximação empírica entre o tempo de subida e a frequência de corte, dada por $t_{rise} = 0,35/f_c$. Considerando $t_{rise} \approx 10 \text{ ns}$, obtém-se $f_c \approx 35 \text{ MHz}$. Esse valor está de acordo com os resultados relatados na literatura para LEDs comerciais, que tipicamente apresentam larguras de banda de modulação entre 2 e 20 MHz para LEDs brancos baseados em fósforo (Komine; Nakagawa, 2004), podendo alcançar de 100 a 200 MHz em LEDs azuis sem fósforo (Karunatilaka et al., 2015).

A frequência máxima de comutação (f_{switch}) pode ser estimada pela expressão $f_{switch} = 1/(t_{rise} + t_{fall})$. Admitindo tempos de subida e descida próximos, com $t_{rise} \approx t_{fall} \approx 10 \text{ ns}$, obtém-se $f_{switch} \approx 50 \text{ MHz}$, valor próximo ao limite imposto pela frequência de corte.

Pesquisas mais recentes indicam que dispositivos de arquitetura otimizada, como micro-LEDs de GaN, podem superar largamente esses limites. McKendry et al., (2010) demonstraram larguras de banda óptica de aproximadamente 245 MHz em pixels de micro-LEDs azuis de 450 nm, permitindo transmissões de até 1 Gb/s. Avanços ainda mais expressivos foram relatados por Ferreira et al., (2016), que registraram larguras de banda superiores a 800 MHz em micro-LEDs GaN otimizados para comunicação por luz visível.

Tabela 5 – Largura de banda e tempo de subida típicos de LEDs para VLC

Tipo de LED	t_{rise} típico	Largura de banda típica
LED branco com fósforo	20–200 ns	2–20 MHz
LED azul (sem fósforo)	2–3 ns	100–200 MHz
Micro-LED GaN (450 nm)	2–3 ns	245 MHz
Micro-LED GaN otimizado	<0,5 ns	>800 MHz

Fonte: Adaptado de (Ferreira et al., 2016; Karunatilaka et al., 2015; Komine; Nakagawa, 2004; McKendry et al., 2010).

Os valores apresentados na primeira linha da Tabela 5 (LED branco com fósforo) refletem de forma mais próxima o comportamento do Cree XLamp XP-G3 utilizado nesta pesquisa, uma vez que este LED é de alta potência, voltado para iluminação, e sujeito às mesmas limitações impostas pela camada de fósforo.

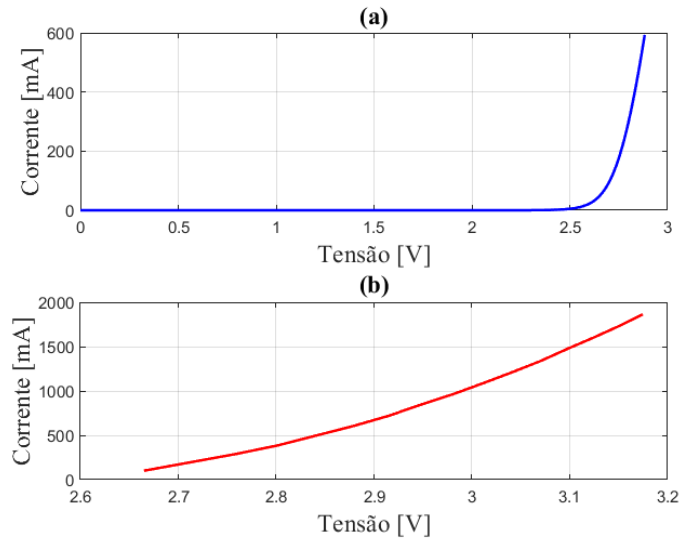
5.2 ANÁLISE DC SWEEP (VARREDURA DE CORRENTE CONTÍNUA)

As curvas analisadas na Figura 39(a) e Figura 39(b) representam a relação entre corrente direta e tensão direta no LED XP-G3: uma obtida via simulação no LTspice e a outra fornecida pelo fabricante. Ambas são fundamentais para entender o comportamento elétrico do LED e permitem verificar a aderência entre os modelos teóricos e dados reais.

Na curva simulada (Figura 39(a)), a corrente é inicialmente quase nula devido à barreira de potencial do material. Após o limiar ($\approx 2,7$ V a 2,8 V), observa-se o aumento exponencial da corrente, indicando a condução efetiva através da junção $p-n$. O modelo também mostra um regime de corrente elevada, onde a resistência em série começa a influenciar a inclinação da curva.

Por sua vez, os dados experimentais (Figura 39(b)) mostram uma representação mais realista, com o comportamento exponencial após o limiar, mas ligeiras diferenças atribuídas a resistências parasíticas e variações térmicas. Essas variações geralmente não são capturadas em simulações simplificadas.

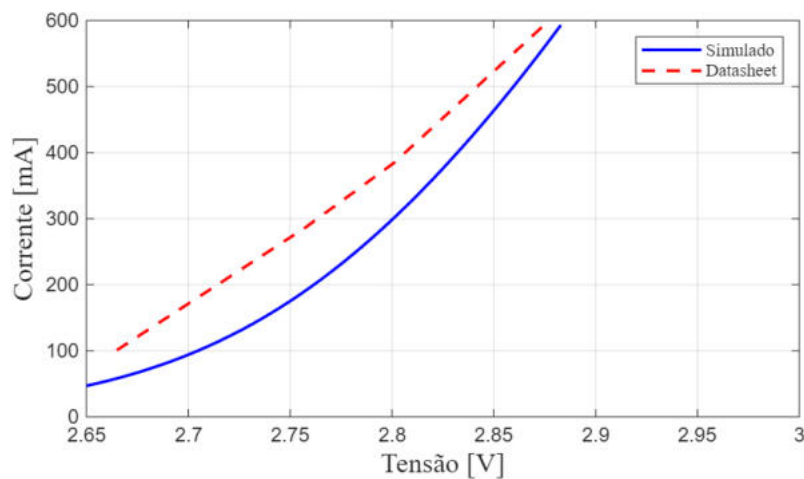
Figura 39 – Características elétricas da Tensão Direta vs. Corrente Direta (no LED): (a) simulado; (b) *datasheet*.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A sobreposição das curvas na Figura 40 indica boa concordância na região de ativação e no crescimento exponencial. Contudo, em altas correntes, o modelo simulado pode divergir do comportamento real devido à ausência de superaquecimento e efeitos de capacitância dinâmica. Esses fatores são cruciais para aplicações que demandam alta precisão.

Figura 40 – Sobreposição das curvas da Corrente Direta vs. Tensão Direta simuladas e extraídas do *datasheet* LED.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Conclui-se que o modelo LTspice representa bem o comportamento elétrico do LED em condições normais, mas ajustes no modelo poderiam melhorar sua precisão. Recomenda-se incluir resistências parasíticas, considerações térmicas e coeficientes para alta corrente.

5.3 ANÁLISE TRANSIENTE COM VARIAÇÃO DO PARÂMETRO CJO

A presente análise foca no comportamento de dois circuitos, Circuito R da Figura 34 e Circuito RC da Figura 35, submetidos a diferentes frequências de operação: 1 MHz e 50 MHz. Ambos os circuitos foram configurados utilizando o modelo SPICE do LED XP-G3, com variáveis associadas ao parâmetro CJO (capacitância de junção) e ao parâmetro TT (tempo de trânsito). A comparação considera os resultados de corrente em função do tempo, com menções secundárias às tensões apenas como referência.

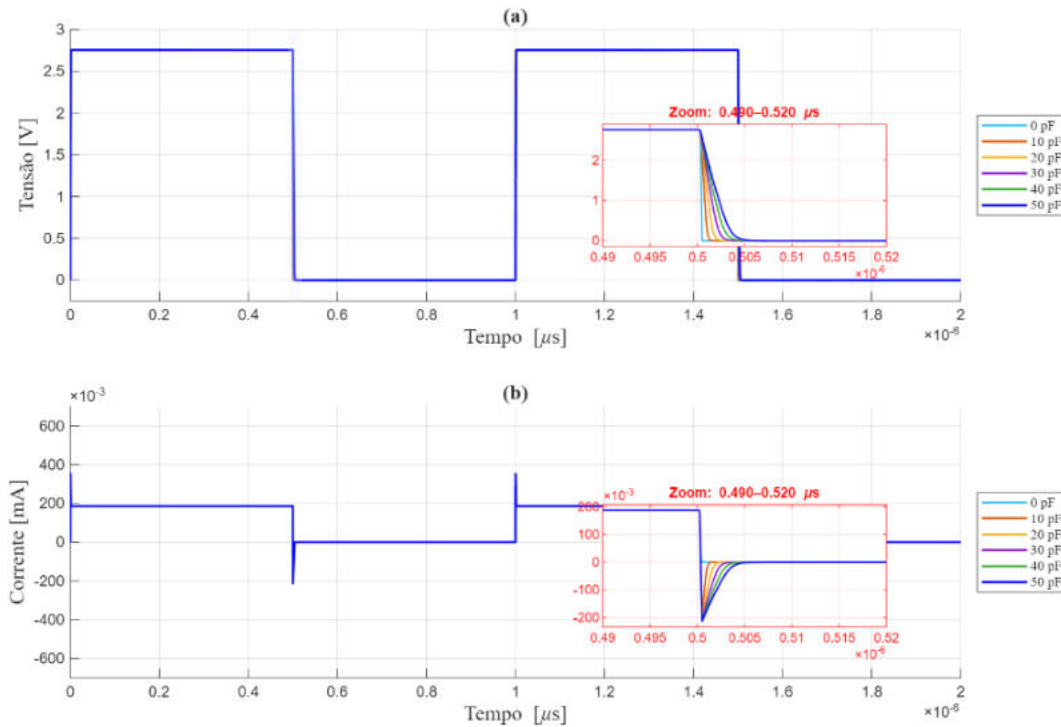
5.3.1 Análise a 1 MHz

Nas análises realizadas a 1 MHz, as curvas de corrente para diferentes valores do parâmetro CJO se sobrepuseram de forma que as variações foram quase que imperceptíveis, fazendo parecer que há uma única curva resultante.

5.3.1.1 Comparação do Circuito R e RC desconsiderando valores para o parâmetro TT

As Figura 41(a) e Figura 41(b) representam, respectivamente, as curvas de tensão e corrente no domínio do tempo, onde, a curva da Figura 41(a) é utilizada apenas como parâmetro de comparação, dado que não apresenta alterações significativas da tensão para esse caso da simulação.

Figura 41 – Circuito R (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.

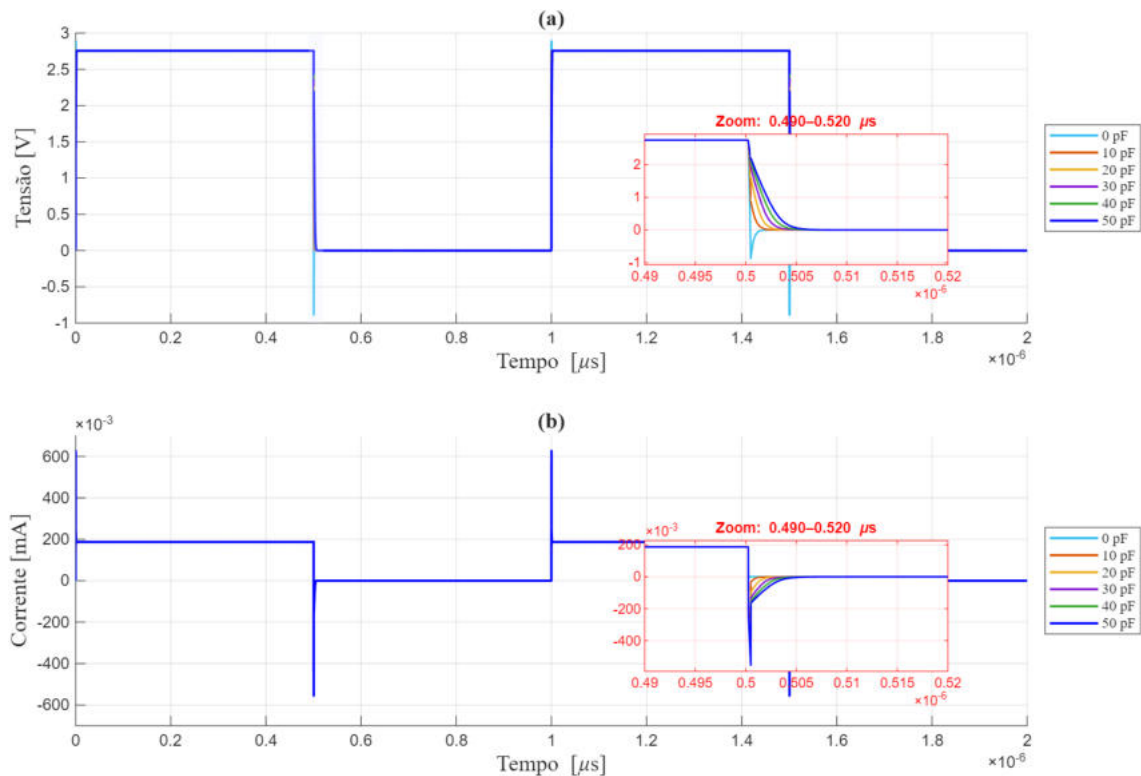


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Como pôde ser visto na Figura 41(b), a corrente apresentou oscilações significativas após cada transição, refletindo a dificuldade do circuito em lidar com mudanças abruptas na tensão aplicada. Essas oscilações aumentaram em amplitude conforme CJO foi elevado, indicando que maiores capacitâncias de junção ampliam a instabilidade do circuito. A forma de onda também exibiu *overshooting* e *undershooting* estreitos na transição de subida e descida, respectivamente, estabilizando a corrente em um curto período de tempo. No entanto, devido à sobreposição das curvas, as diferenças entre os valores de CJO foram difíceis de identificar visualmente, por isso, foi aplicado um zoom na borda de descida dos seguimentos.

Na Figura 42, a inclusão do capacitor de 22 pF em paralelo com o resistor limitador de corrente, como proposto por Binh et al., (2013), alterou as oscilações de corrente. Comparando o circuito R da Figura 41 ao RC da Figura 42, em que o *overshooting* foi de quase 400 mA e *undershooting* em torno de -200 mA, enquanto o circuito com o capacitor apresentou *overshooting* por volta de 600 mA e o *undershooting* pouco mais que -600 mA, respectivamente. Isso evidencia que o capacitor modificou as características da corrente, com oscilações mais acentuadas em valores absolutos. A sobreposição das curvas também foi perceptível, com um aumento significativo dos picos nas transições. As simulações indicaram que quanto maior a capacitância de junção, maiores foram os picos e vales de *overshooting* e *undershooting*, respectivamente, destacando o impacto da capacitância no comportamento, resultando também em um alargamento nas bordas de subida e descida com relação ao eixo horizontal, representado em função do tempo, como evidencia a ampliação da borda de descida destacada nas respectivas figuras.

Figura 42 – Circuito RC (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.



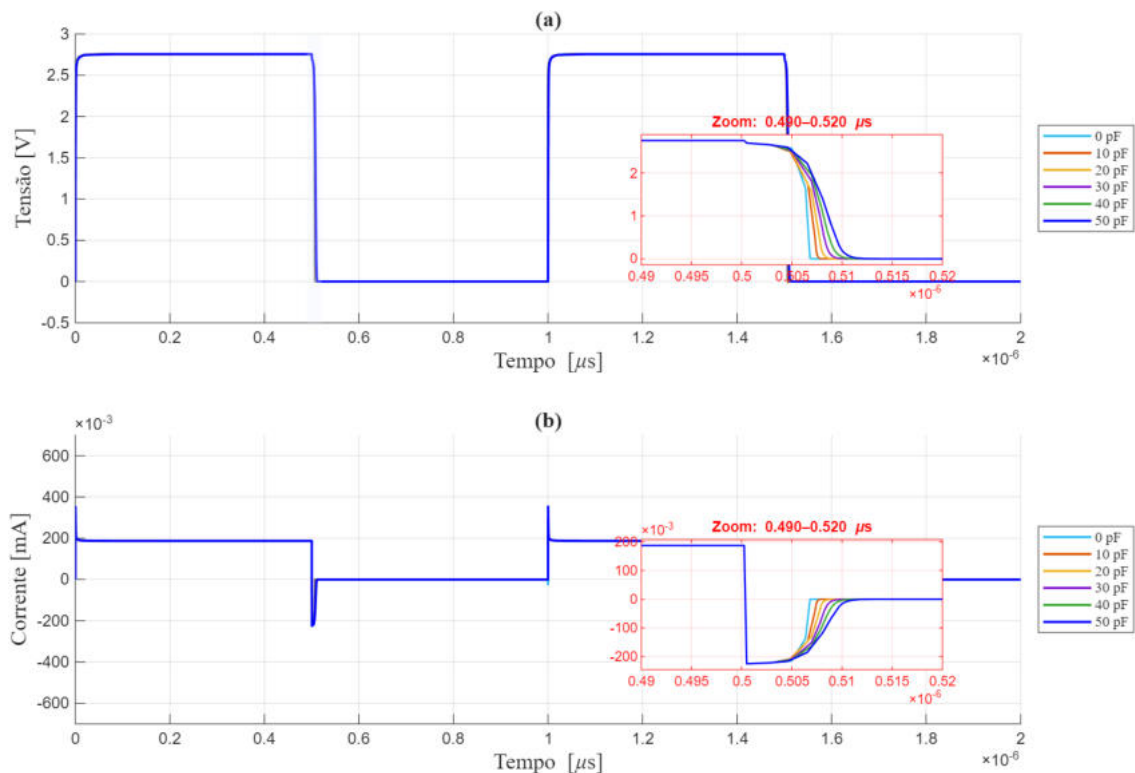
Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.3.1.2 Comparação do Circuito R e RC com valores atribuídos para TT

As Figura 43(a) e Figura 43(b) apresentam as relações de tensão e corrente no domínio do tempo, respectivamente, resultantes da simulação para diferentes valores do parâmetro TT (*Transit Time* ou tempo de trânsito), adotado como 10 ns (ver Seção 4.4.3.2). Esse parâmetro representa o tempo médio de percurso dos portadores na região ativa, influenciando diretamente os tempos de subida e descida do sinal.

Como apresentado na Figura 43(b), o parâmetro TT introduziu atrasos perceptíveis nas transições de corrente, resultando em uma resposta mais lenta às mudanças de estado. Embora as oscilações não tenham apresentado alterações significativas visualmente, em comparação à configuração sem TT, as transições continuaram exibindo picos relevantes, especialmente para CJO elevado, indicando limitações no controle dinâmico. Novamente, a sobreposição das curvas dificultou uma análise mais detalhada dos impactos entre diferentes valores de CJO.

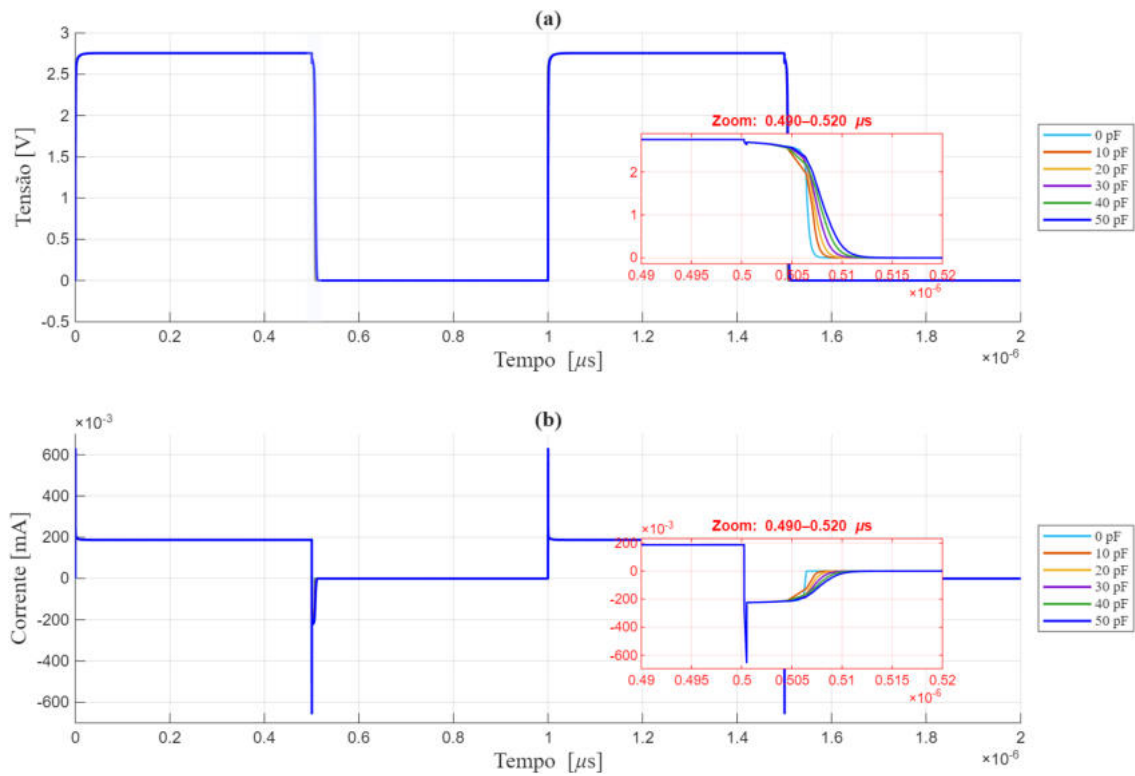
Figura 43 – Circuito R (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Já na Figura 44, a presença do capacitor mostrou um impacto significativo nas características da corrente. Embora não tenha eliminado completamente as oscilações, as simulações indicam atrasos perceptíveis e um ligeiro alargamento dos picos. Os picos atingiram valores aproximadamente de 600 mA, enquanto os vales chegaram a ligeiramente abaixo de -600 mA, especialmente para altos valores de CJO. Isso evidenciou o impacto do capacitor no comportamento dinâmico do circuito, porém sem indícios claros de mitigação dos atrasos introduzidos pelo parâmetro TT.

Figura 44 – Circuito RC (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 1 MHz de frequência.



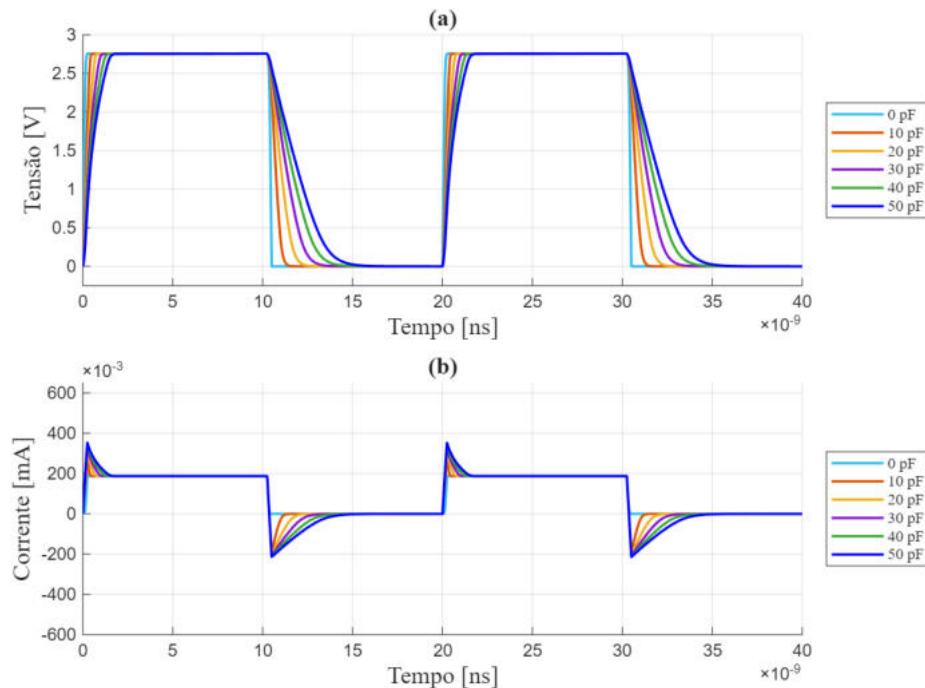
Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.3.2 Análise a 50 MHz

5.3.2.1 Comparação do Circuito R e RC sem atribuir valores para TT

Pela Figura 45(b), ao elevar a frequência, o circuito apresentou picos de *overshooting* e vales de *undershooting* semelhantes aos analisados na frequência de 1 MHz, se aproximando de 400 mA e cerca de -200 mA, respectivamente. Apesar de seu alargamento inicial, a corrente estabilizou-se em torno de 200 mA. As transições foram mais suaves, evidenciando os desafios ao elevar em algumas vezes a frequência.

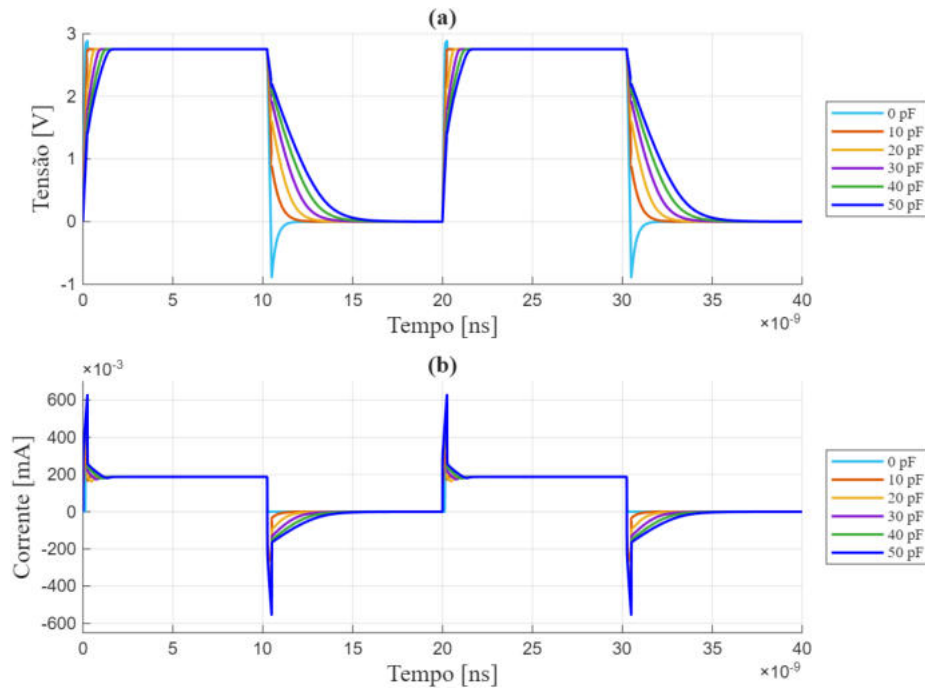
Figura 45 – Circuito R (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

No circuito RC, equivalente à Figura 46(b), o comportamento foi similar ao observado em 1 MHz, com picos e vales atingindo valores de aproximadamente 600 e -600 mA, respectivamente. O capacitor ajudou na estabilização da corrente em 200 mA após os alargamentos iniciais, mas foi o aumento na frequência que evidenciou o alargamento dos picos de subida e descida para os diferentes níveis de CJO.

Figura 46 – Circuito RC (sem parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.

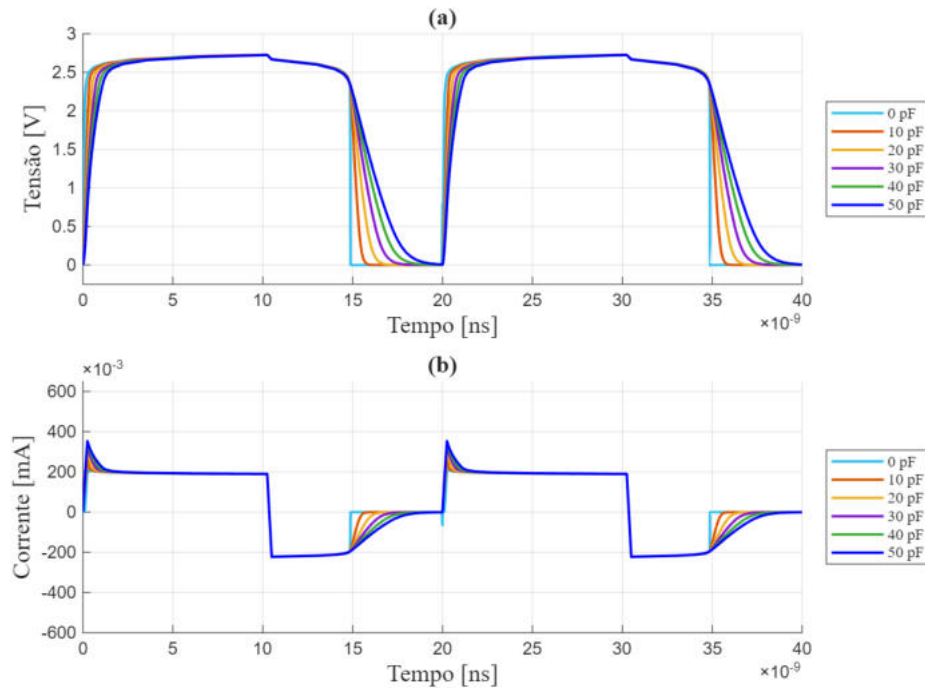


Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.3.2.2 Comparação do Circuito R e RC com valores atribuídos para TT

Como se pode observar na Figura 47, nas curvas relacionadas à corrente, a inclusão de TT resultou em atrasos significativos na borda inferior, devido ao parâmetro TT estar relacionado à taxa de recombinação dos portadores em polarização reversa. Os picos e vales de *overshooting* e *undershooting* mantiveram-se em torno de 400 mA e -200 mA, respectivamente. A estabilização ocorreu após algumas oscilações iniciais, com a borda inferior retornando gradualmente a 0 mA após um certo período de tempo, onde se nota um alargamento do *undershooting*, resultado direto do armazenamento transitório de cargas na junção. Na Figura 47(a), é possível perceber uma pequena anomalia na borda superior da tensão em torno do ponto de 10 ns no eixo temporal, e a descida tem início aproximadamente no ponto de 15 ns desse mesmo eixo, o que evidencia uma diferença temporal de cerca de 5 ns entre esses instantes, observada de forma recorrente a cada pulso do sinal. Já nas curvas de corrente da Figura 47(b), a borda de descida começa a se alterar justamente onde ocorre essa oscilação na tensão, apresentando um pequeno atraso em relação à mesma, voltando a normalizar por volta do ponto de 15 ns do eixo temporal. Essa defasagem entre as respostas de tensão e corrente mostra o efeito direto do TT, que retarda a remoção dos portadores acumulados e faz com que o *undershooting* se prolongue até que a recombinação se complete.

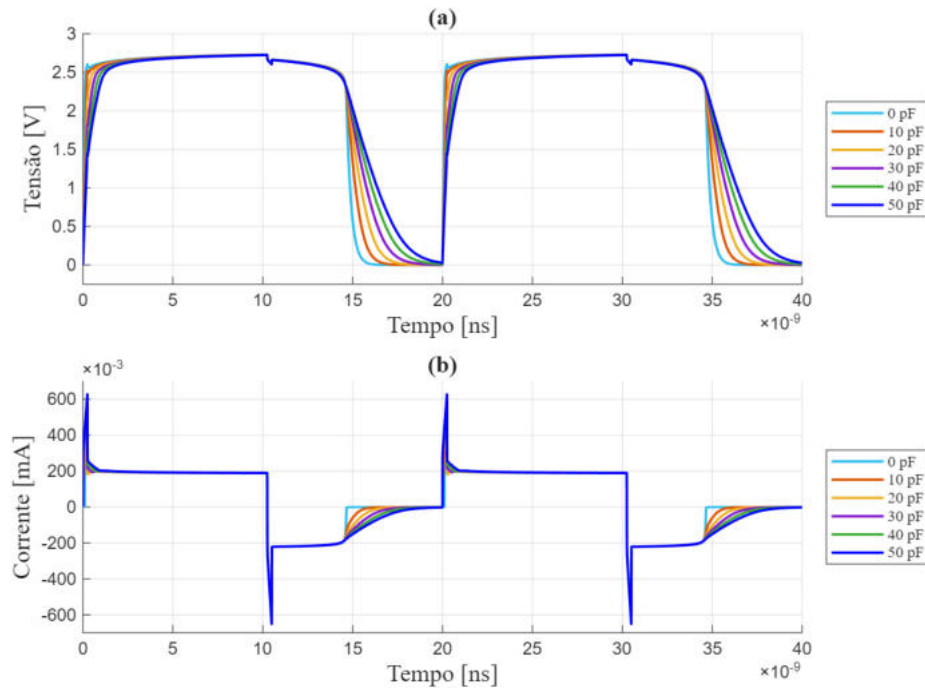
Figura 47 – Circuito R (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Como apresenta a Figura 48, a corrente estabilizou-se em torno de 200 mA após os alargamentos iniciais. Os picos e vales apresentaram amplitudes maiores que aos do Circuito R, atingindo aproximadamente 600 mA e -600 mA, respectivamente, seguindo o padrão observado nas simulações anteriores. O aumento de parâmetros como o tempo de transição, a capacitância de junção e a frequência influenciaram diretamente a resposta do circuito, resultando em alargamentos mais significativos nas bordas e ressaltando as limitações dinâmicas do sistema.

Figura 48 – Circuito RC (com parâmetro TT): (a) Tensão no LED e (b) Corrente através do LED resultantes da variação da capacitância intrínseca a 50 MHz de frequência.



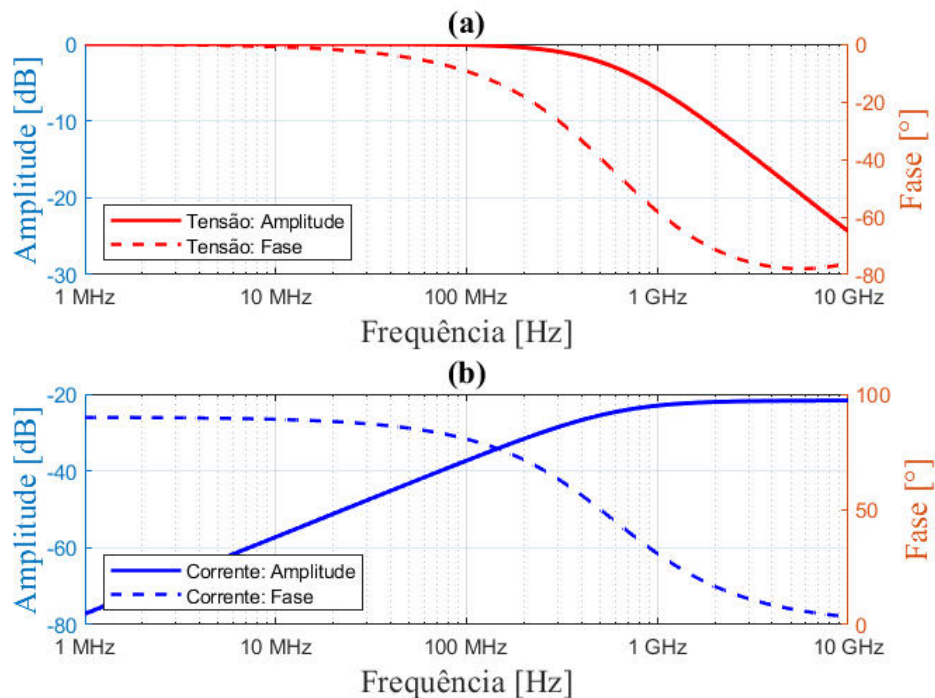
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Os resultados mostram que, em ambas as frequências, os circuitos apresentaram estabilização em torno de 200 mA após as transições, com diferenças claras nas amplitudes de picos e vales. Enquanto o capacitor influenciou de forma limitada a suavização das oscilações, os efeitos dinâmicos das transições permaneceram evidentes. O parâmetro TT provocou atrasos significativos e alargamento nas bordas, com impactos mais pronunciados em frequências mais altas, destacando a influência combinada dos parâmetros dinâmicos e a necessidade de ajustes adicionais para otimização do comportamento do LED.

5.4 ANÁLISE AC (AC ANALYSIS)

Nesta seção, são apresentados os diagramas de Bode resultantes das simulações AC no LTspice dos circuitos R e RC, representados respectivamente pela Figura 49 e Figura 50. Ambos os circuitos foram configurados para analisar a resposta em frequência de um LED XLamp XP-G3 com diferentes elementos de circuito associados. No circuito R, representado pela Figura 49(a), a linha contínua vermelha mostra a amplitude da tensão em dB, enquanto a linha tracejada vermelha indica a fase. Observa-se que a amplitude se inicia em 0 dB e permanece estável até aproximadamente 200 MHz, quando começa a decair gradualmente, atingindo valores pouco abaixo de -20 dB ao final da escala em frequência analisada. Esse comportamento evidencia a limitação do circuito em altas frequências. A Figura 49(b) apresenta o comportamento da corrente, onde a linha azul contínua representa a amplitude em dB e a linha tracejada azul a fase. A amplitude da corrente se inicia em pouco mais de -80 dB, apresentando um aumento progressivo com suavização por volta de 400 MHz e estabiliza-se em aproximadamente -20 dB em 10 GHz (final da faixa de frequência analisada), indicando que as correntes conduzidas pelo circuito são significativamente reduzidas em frequências altas.

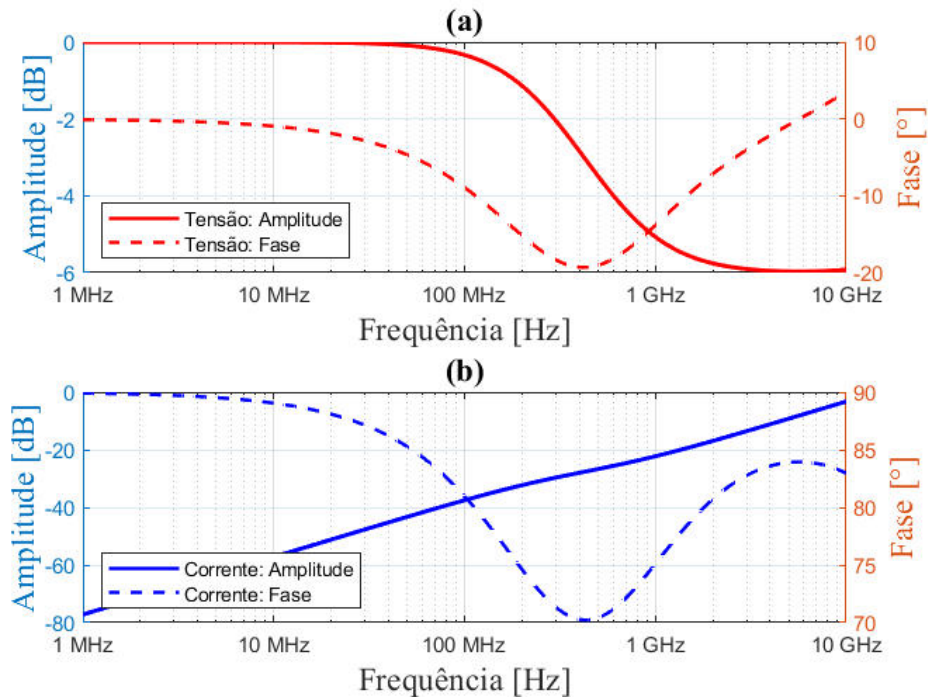
Figura 49 – Circuito R: análise de ganho em frequência e fase sobre (a) tensão no LED e a (b) corrente através do LED.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

No circuito RC, representado pela Figura 50(a), a linha contínua vermelha descreve a amplitude da tensão em dB, enquanto a linha tracejada vermelha indica a fase. Como pode ser observado no gráfico, a amplitude inicia-se em 0 dB e começa a decair em torno de 50 MHz, apresentando uma suavização por volta de 1 GHz e estabilizando-se em -20 dB. Esse comportamento reflete o impacto do capacitor em limitar a atenuação em frequências específicas. A Figura 50(b) mostra a amplitude e a fase da corrente. Nela, a linha azul contínua indica a amplitude em dB, que inicia em -80 dB e sobe quase que linearmente na escala logarítmica até se aproximar de 0 dB no final da faixa de frequências, evidenciando que o capacitor melhora a condução de corrente em frequências elevadas.

Figura 50 – Circuito RC: análise de ganho em frequência e fase sobre (a) tensão no LED e a (b) corrente através do LED.



Fonte: Elaborado pelo autor.

De forma comparativa, os resultados dos dois circuitos mostram que o circuito R apresenta uma atenuação mais acentuada tanto na tensão quanto na corrente, especialmente em frequências superiores a algumas centenas de megahertz. Por outro lado, o circuito RC, devido ao capacitor em paralelo com o resistor limitador de corrente, demonstra uma performance superior em frequências mais altas, suavizando a atenuação da tensão e permitindo um aumento significativo na amplitude da corrente. Isso implica que a utilização de elementos capacitivos é crucial para melhorar o desempenho do LED em aplicações de alta frequência, como transmissões de dados em sistemas de comunicação óptica.

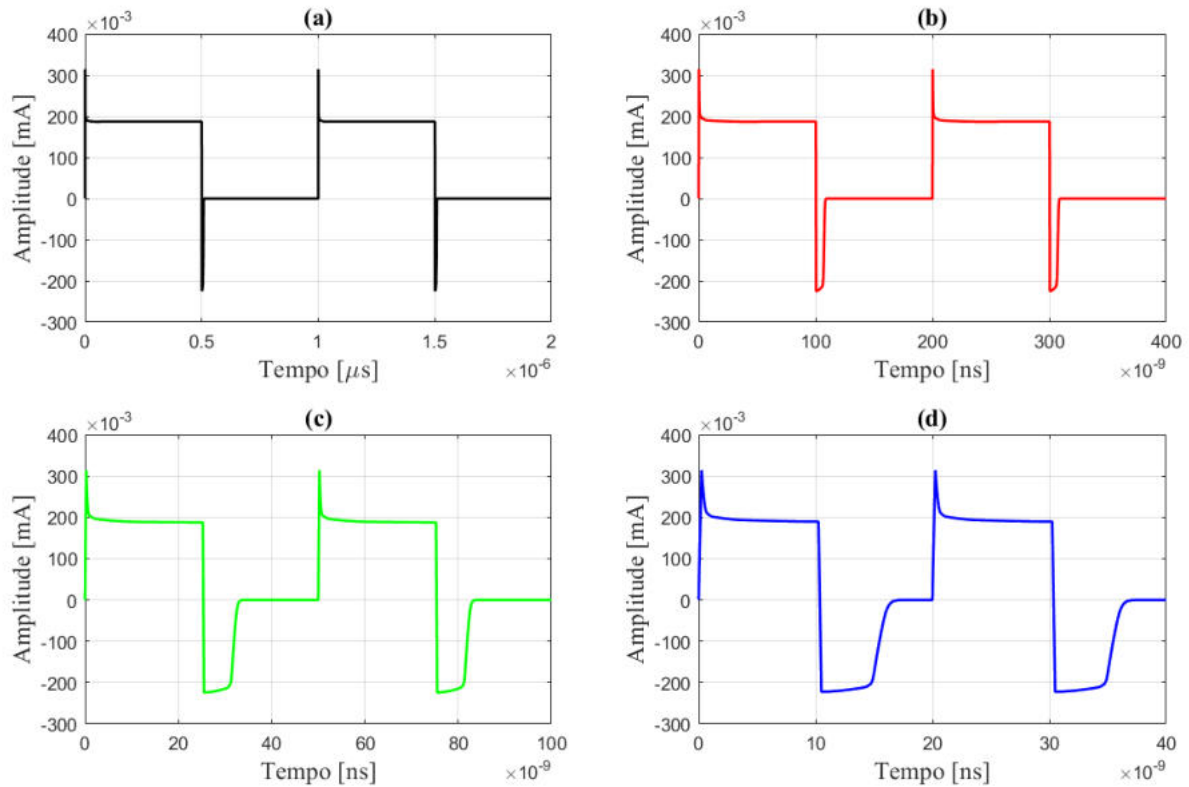
5.5 ANÁLISE TRANSIENTE PARA RESPOSTAS EM FREQUÊNCIA DO LED

Este estudo desconsiderou efeitos como indutâncias parasitas, capacitâncias não intencionais e outros fenômenos secundários que podem influenciar o comportamento dos circuitos em altas frequências. Dessa forma, a análise se concentra exclusivamente nas respostas ideais dos componentes principais.

O presente estudo analisou as respostas em frequência de dois circuitos distintos, aqui denominados de Circuito R e Circuito RC, ambos utilizando o LED XLamp XP-G3 da Cree. O circuito R foi apresentado no esquemático da Figura 34. Já o circuito RC, que inclui o capacitor, no intuito de permitir a aplicação de uma técnica de modelagem da corrente para avaliar o impacto dessa modificação no desempenho do LED, foi apresentado no esquemático da Figura 35.

Para o circuito R, na Figura 51(a) em 1 MHz, os dados indicam picos aproximadamente de 315 mA e vales de -225 mA, com estabilização da amplitude da corrente em torno de 187 mA. Não há alargamento significativo dos picos nessa frequência. Para 5 MHz, na Figura 51(b), os picos permanecem em torno de 315 mA, com vales de 225 mA e estabilização da borda superior em 187 mA; observando-se um leve alargamento dos picos, refletindo o impacto do aumento da frequência. A resposta para 20 MHz, na Figura 51(c), apresentou o mesmo padrão para as amplitudes, com os picos e vales em torno de 315 mA e -225 mA, respectivamente; e estabilização da borda superior em torno de 187 mA; o alargamento do *overshooting* e, principalmente, o *undershooting* tornaram-se mais pronunciados em frequências mais altas. Para 50 MHz, na Figura 51(d), há um alargamento significativo dos picos, evidenciando limitações em frequências elevadas; os picos e vales seguiram o mesmo padrão das frequências anteriores.

Figura 51 – Circuito R: resposta em frequência do LED para (a) 1 MHz, (b) 5 MHz, (c) 20 MHz e (d) 50 MHz.

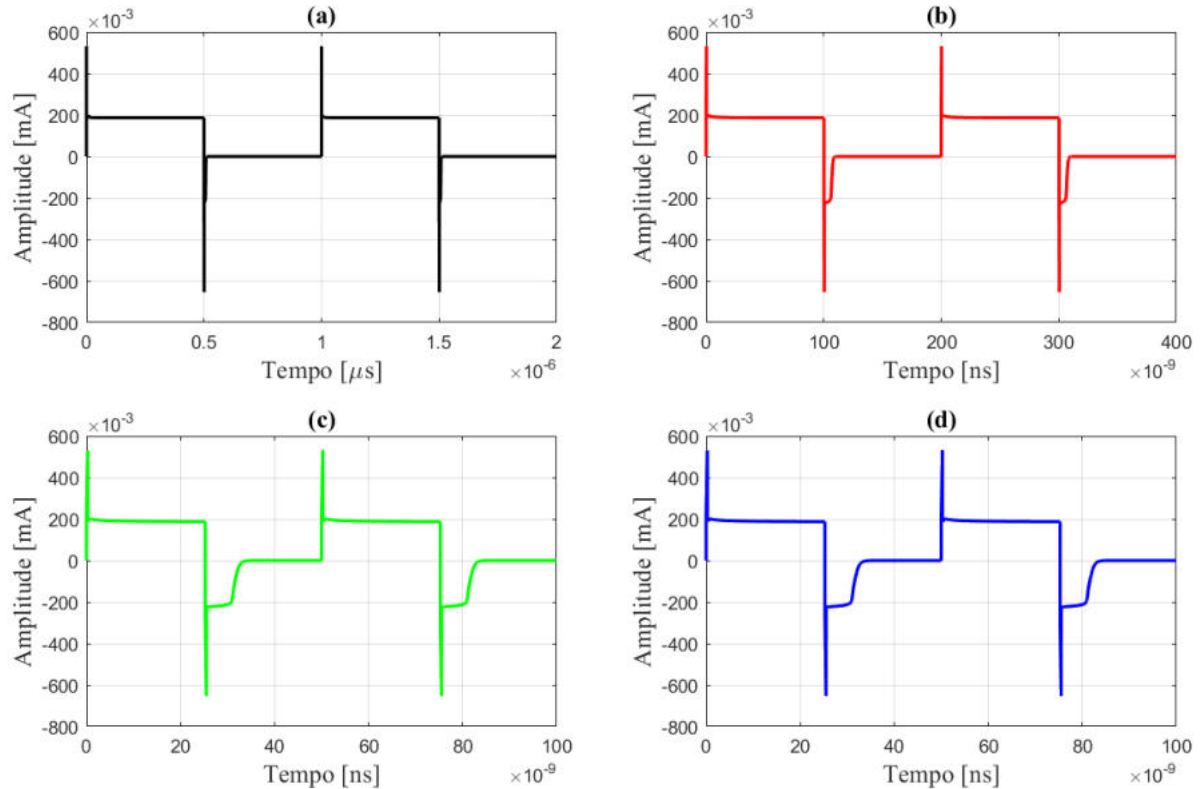


Fonte: Elaborado pelo Autor.

O circuito RC compartilha a mesma estrutura do circuito R, mas inclui um capacitor de 22 pF em paralelo ao resistor. Essa configuração permite aplicar uma técnica de modelagem da corrente para melhorar o desempenho do LED, como anteriormente mencionado. Neste circuito, os picos atingem aproximadamente 532 mA, com estabilização da borda superior em torno de 187 mA, enquanto os vales atingem valores próximos a -654 mA.

Os dados do circuito RC para 1 MHz, na Figura 52(a), indicam picos semelhantes aos do circuito R, sem alargamento significativo. Na Figura 52(b), para 5 MHz, observa-se um ligeiro alargamento dos picos, semelhante ao circuito R, porém, com uma amplitude maior, evidenciando o efeito do capacitor na modelagem da corrente. Na Figura 52(c), a resposta para 20 MHz mostra picos mais definidos e mais alargados, reforçando o efeito do capacitor em frequências intermediárias. Para a Figura 52(d), em 50 MHz, os picos do circuito RC permanecem estáveis, como mencionado anteriormente, porém, com um alargamento notável no vale para frequências mais altas, por consequência do parâmetro TT (trânsito direto na polarização reversa).

Figura 52 – Circuito RC: resposta em frequência do LED para (a) 1 MHz, (b) 5 MHz, (c) 20 MHz e (d) 50 MHz.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A análise das respostas em frequência dos circuitos R e RC revela as vantagens da adição de um capacitor ao circuito. No circuito R, os picos e vales se mantêm consistentes em 315 mA e 225 mA, respectivamente, mas o alargamento dos picos em altas frequências destaca limitações na resposta do LED. Já no circuito RC, a inclusão do capacitor resulta em picos mais pronunciados, atingindo 532 mA, e vales atingindo -654 mA. Essa configuração melhora o controle da resposta do LED em frequências elevadas, especialmente acima de 20 MHz, demonstrando a eficácia da modelagem da corrente em reduzir distorções no sinal.

Dessa forma, é possível concluir que o capacitor contribui significativamente para a performance do LED em aplicações que demandam maior precisão em altas frequências, tornando o circuito RC uma solução superior para essas condições.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma abordagem para melhorar o desempenho de sistemas de comunicação por luz visível (VLC) por meio da aplicação de técnicas de modelagem da corrente aplicada em LEDs de alta potência, permitindo, desta forma, o aumento considerável da taxa de transmissão. A partir das revisões da literatura e simulações realizadas, foram identificados os benefícios teóricos da inclusão de elementos capacitivos em paralelo aos resistores nos circuitos, apontados como fatores que podem contribuir para a melhoria do comportamento dinâmico dos LEDs.

As simulações realizadas no LTspice permitiram verificar os efeitos de configurações propostas no comportamento elétrico dos LEDs, como tempos de subida e descida dos sinais. Tais resultados convergem com as evidências encontradas na literatura técnica; a título de comparação, o estudo de Binh et al., (2013) demonstra que a aplicação de circuitos de modelagem da corrente possui potencial de ampliar a taxa de transmissão em aproximadamente 7 vezes a largura de banda nominal do dispositivo semiconductor.

Contudo, é importante ressaltar que a validação quanto à melhoria da largura de banda e do fluxo luminoso permanece limitada a evidências reportadas na literatura revisada, uma vez que o presente trabalho não incluiu simulações dos pulsos de eletroluminescência (EL) nem experimentos laboratoriais.

Os objetivos estabelecidos foram atendidos, abrangendo desde a revisão da literatura sobre VLC e modelagem da corrente até a análise detalhada de simulações com circuitos propostos. Contudo, alguns aspectos podem ser explorados em trabalhos futuros, como a realização de experimentos em laboratório, a análise de outros modelos de LEDs e a integração de técnicas de modulação mais complexas. Além disso, é recomendada a realização de simulações mais avançadas e/ou análises laboratoriais dos pulsos de eletroluminescência (EL), a fim de verificar os efeitos da técnica de modelagem da corrente tanto no comportamento elétrico quanto no fluxo luminoso dos LEDs.

Por fim, conclui-se que a técnica de modelagem da corrente apresenta potencial para avançar a aplicação de LEDs em sistemas de comunicação por luz visível, mas requer validações adicionais para confirmações experimentais e otimizações práticas.

REFERÊNCIAS

- ANALOG DEVICES, Inc. **LTspice**. Wilmington, Massachusetts, 2024. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/resources/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>>. Acesso em: 26 abr. 2024
- BINH, P. H. *et al.* Improving OOK Modulation Rate of Visible LED by Peaking and Carrier Sweep-Out Effects Using n-Schottky Diodes-Capacitance Circuit. **Journal of Lightwave Technology**, v. 31, n. 15, p. 2578–2583, ago. 2013.
- BINH, P. H.; HUNG, N. T. High-Speed Visible Light Communications Using ZnSe-Based White Light Emitting Diode. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 28, n. 18, p. 1948–1951, 15 set. 2016.
- BONINI, Lucas Amorim. **Estudo e Desenvolvimento de um Sistema de Comunicação via Luz Visível para Transmissão de Dados via Microcontroladores**. Trabalho de Conclusão de Curso—Santa Maria, RS: Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), 2018.
- BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.
- BRAZ, Camila Santana; CRUZ, José Vitor. **Learning.acs: uma apostila de simulação de circuitos em LTspice**. PETEE UFMG. Belo Horizonte, MG, Brasil. Universidade Federal de Minas Gerais, 2021. Disponível em: <http://www.petee.cpdee.ufmg.br/minicursos_oficinas/index.html#ltspice>. Acesso em: 26 abr. 2024
- CARNEIRO, Cassiano *et al.* Receptor para Sistemas de Comunicação por Luz Visível Baseados na Modulação OOK-M-FSK. *In*: Petrópolis, RJ, Brasil: Sociedade Brasileira de Telecomunicações (SBrT), 2019. Disponível em: <<http://biblioteca.sbrt.org.br/articles/2034>>
- CONCEIÇÃO, Maíra Leite. **Comunicação por Luz Visível**. Trabalho de Conclusão de Curso—Brasília, DF, Brasil: Universidade de Brasília, 2015.
- CREE, Inc. **XLamp XP-G3 LED**. Disponível em: <<https://www.cree-led.com/products/leds/xlamp/xp-xt/>>. Acesso em: 16 nov. 2024.
- CRESWELL, John W. Projeto de Pesquisa: métodos qualitativo, quantitativo e misto. *In*: Tradução: Luciana de Oliveira Da Rocha. 2ª Ed. ed. Porto Alegre: Artmed, 2007. p. 2000–2005.
- DINIZ, Marco Túlio Mendonça. Contribuições ao ensino do método hipotético-dedutivo a estudantes de Geografia. **Geografia Ensino & Pesquisa**, v. 19, n. 2, p. 107–111, 2015.
- DONATTI, Lorenzo Moreira. **Demodulação de Sinais OOK em Comunicação por Luz Visível Utilizando Aprendizado de Máquina**. Trabalho de Conclusão de Curso (TCC)—Santa Maria, RS, Brasil: Universidade Federal de Santa Maria, 2023.

FARFÁN-GUILLÉN, David; NEVES, Paulo; POHL, Alexandre. Desempenho de Enlace VLC com Modulação OOK e OFDM sob Condições Adequadas de Iluminação. **XXXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações E Processamento de Sinais - SBrT**, 11 out. 2021.

FERREIRA, Ricardo X. G. *et al.* High Bandwidth GaN-Based Micro-LEDs for Multi-Gb/s Visible Light Communications. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 28, n. 19, p. 2023–2026, out. 2016.

GHASSEMLOOY, Z.; POPOOLA, W.; RAJBHANDARI, S. **Optical Wireless Communications**. 2nd Edition ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2019.

GIL, Antonio Carlos. **Métodos e técnicas de pesquisa social**. 6. Ed. ed. São Paulo: Editora Atlas S.A., 2008.

HUANG, Y. *et al.* Influence of Current Density and Capacitance on the Bandwidth of VLC LED. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 30, n. 9, p. 773–776, 2018.

KARUNATILAKA, Dilukshan *et al.* LED Based Indoor Visible Light Communications: State of the Art. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 17, n. 3, p. 1649–1678, 2015.

KOMINE, T.; NAKAGAWA, M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, v. 50, n. 1, p. 100–107, fev. 2004.

KRISHNASWAMY, Jagdish A. *et al.* Introduction to Photodetectors. *In*: KRISHNASWAMY, Jagdish A. *et al.* (Orgs.). **Modelling and Design of Nanostructured Optoelectronic Devices: Solar Cells and Photodetectors**. Singapore: Springer Singapore, 2022. p. 71–87.

MALVINO, Albert; BATES, David J. **Eletrônica**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. v. 1

MATHEUS, Luiz Eduardo Mendes *et al.* Capítulo 6 Comunicação por Luz Visível: Conceitos, Aplicações e Desafios. *In*: BOTH, Cristiano B.; FERNANDES, Stênio F. L. (Orgs.). **Livro de Minicursos SBRC 2017**. 1. ed. Porto Alegre: Sociedade Brasileira de Computação, 2017. p. 247–96.

MCKENDRY, J. J. D. *et al.* High-Speed Visible Light Communications Using Individual Pixels in a Micro Light-Emitting Diode Array. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 22, n. 18, p. 1346–1348, 2010.

MODEPALLI, Kumar; PARSA, Leila. Active Pulse Shaping Circuit for Bandwidth Enhancement of High-Brightness LEDs using GaN Devices. **IEEE**, 2018.

MOREIRA, Lúcia Vaz de Campos; MENEGAT, Jardelino. **Métodos e técnicas de pesquisas científicas**. São Paulo: Editora Dialética, 2022.

NAKAMURA, Shuji *et al.* High-Brightness InGaN Blue, Green and Yellow Light-Emitting Diodes with Quantum Well Structures. **Japanese Journal of Applied Physics**, v. 34, n. 7A, p. L797, jul. 1995.

OPEN UNIVERSITY. **Exploring communications technology**. Disponível em: <<https://www.open.edu/openlearn/digital-computing/exploring-communications-technology/content-section-1.4>>. Acesso em: 17 maio. 2025.

PATHAK, P. H. *et al.* Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 17, n. 4, p. 2047–2077, 2015.

POPPER, Karl Raimund. Conhecimento objetivo: uma abordagem evolucionária. *In*: São Paulo: Livraria Itatiaia, 1975.

SANTOS, Bryan Lucas Gonçalves dos. **Projeto de Sistema de Comunicação por Luz Visível para Uso em Internet das Coisas**. João Pessoa, PB: IFPB - Instituto Federal da Paraíba, 2020.

SCHUBERT, E. Fred; CHO, Jaehee; KYU KIM, Jong. Light Emitting Diodes. *In*: **Reference Module in Materials Science and Materials Engineering**. Amsterdam: Elsevier, 2016.

XU, Weishu *et al.* Real-Time 262-Mb/s Visible Light Communication with Digital Predistortion Waveform Shaping. **IEEE Photonics Journal**, v. 10, n. 3, 1 jun. 2018.

YOUN, Dong-Kuk *et al.* Carrier overflow in InGaN/GaN light-emitting diodes investigated by temperature-dependent short-circuit current characteristics. *In*: Busan, Korea (South): IEEE, ago. 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7376083/>>



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DA PARAÍBA
Campus João Pessoa - Código INEP: 25096850
Av. Primeiro de Maio, 720, Jaguaribe, CEP 58015-435, João Pessoa (PB)
CNPJ: 10.783.898/0002-56 - Telefone: (83) 3612.1200

Documento Digitalizado Ostensivo (Público)

TCC

Assunto:	TCC
Assinado por:	Gustavo Cavalcante
Tipo do Documento:	Dissertação
Situação:	Finalizado
Nível de Acesso:	Ostensivo (Público)
Tipo do Conferência:	Cópia Simples

Documento assinado eletronicamente por:

- **Gustavo Araujo Cavalcante, COORDENADOR(A) DE CURSO - FUC1 - CCSTST-JP**, em 11/03/2026 13:17:02.

Este documento foi armazenado no SUAP em 11/03/2026. Para comprovar sua integridade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifpb.edu.br/verificar-documento-externo/> e forneça os dados abaixo:

Código Verificador: 1798303

Código de Autenticação: 8ee45f8e03

